

博士学位論文

**オブザーバを用いた真空雰囲気における
計測・制御に関する研究**

— 荷電粒子線装置の位置決め精度の改善 —

A Study on Measurement and Control in

Vacuum Environment Based on Observer

- Improvement of Positioning Accuracy in
Charged Particle Beam Apparatus -

東京農工大学大学院 工学府

電子情報工学専攻

森田 一弘

2019 年 6月

要 旨

荷電粒子線を用いた半導体集積回路の製造装置・検査装置の高精度化に関する研究である。半導体集積回路は微細化が著しく、その製造や検査には分解能が高い荷電粒子線装置が利用されている。その高精度化には温度の安定化、制振性能向上、試料位置決め精度の向上が必須である。しかし、真空雰囲気で作動し、荷電粒子線を用いるため、(1) 温度制御が難しい、(2) 振動センサを使用できない、(3) 高精度な試料位置決め制御が難しい、といった課題がある。さらに、荷電粒子線装置を制御する組込みソフトウェアには高信頼性と短納期の両立が求められている。本研究では、オブザーバを応用した非接触試料温度計測・制御システム、荷電粒子線照射カラムのアクティブ除振システム、安定化試料位置決めステージを設計した。また、組込みソフトウェア開発の開発効率向上と開発期間短縮を両立する非実機テスト支援システムを開発した。これらについて、実装置を用いた検証結果を示した。

1章「序論」では、本研究の背景と目的、従来の研究について述べている。まず、半導体集積回路の技術開発動向について述べ、次に、本研究に関する温度計測技術、振動抑制技術、位置決め制御技術に関する従来研究について述べている。さらに、組込みソフトウェアの開発環境に関する従来研究について述べている。

2章「荷電粒子線装置の概要と課題」では、まず、本研究の研究対象である荷電粒子線装置の概要について述べるとともに、課題を明らかにしている。その後、研究方針を述べている。微細な半導体集積回路の製造・検査に用い、真空雰囲気で作動する装置の特徴から、計測・制御に必要な状態検知センサを取り付けられ

ないという課題がある。また、大型装置であることから組込みソフトウェアのテストが十分に実施できず、製品開発が遅延するという課題もある。このことから、本研究は装置の特性を利用したオブザーバ(状態観測器)を用いて高精度化を実現することとした。さらに、実機テスト重視のソフトウェア開発手法から非実機テスト重視の開発手法へ転換することを研究方針とした。

3章「オブザーバのレビュー」では、本研究で重要な役割を担うオブザーバの原理および種類と、その特徴および実用例について述べている。

4章「荷電粒子線装置の計測と制御」では、オブザーバを用いた荷電粒子線装置の高精度化の実施内容および結果について述べている。非接触試料温度計測・制御では、真空雰囲気における熱伝導モデルを構築した。それを用いた未知入力オブザーバによる非接触型試料温度推定器を開発し、当該推定温度を用いた高精度温度制御システムを実現した。アクティブ除振システムでは、電子線照射精度を向上させるための電子線カラム制振システムを開発した。まず、電子線装置全体の振動モデルを構築した。それを用いて、電子線偏向に影響を与える振動センサが不要な電子線カラム振動推定器を開発した。その後、それを用いたアクティブ除振システムを実現した。さらに、設置場所による特性変動に対応するための調整パラメータを備えたアクティブ除振システムとした。試料位置決めステージでは、摩擦摺動型ステージの高精度化について述べている。当該ステージは位置や駆動電流に対する依存性によって制御特性が変動するため、高速化と高精度化の両立が難しい。これに対し、位置依存性および推力依存性を考慮した試料位置決めステージのモデルを構築した。これを用いた外乱オブザーバおよび位置決め制御システムを実現した。

5章「非実機テスト支援システム」では、荷電粒子線装置における組込みソフトウェアの開発効率および信頼性向上について述べている。真空雰囲気かつ大

型の装置においては組込みソフトウェアの実機テストを実施することが容易でないため、ソフトウェア開発効率および信頼性が低下するという課題がある。これに対し、装置全体のハードウェア動作を模擬し、ハードウェアの確率的故障率を模擬するシミュレータを構築した。このシミュレータを利用し、装置内の全ソフトウェアを同時実行可能な非実機テスト支援システムを開発した。

6章「結言」では、本研究の結言を述べている。非接触試料温度計測・制御システム開発の結果、真空雰囲気において $0.002\text{ }^{\circ}\text{C}$ の温度制御精度を実現した。アクティブ除振システム開発の結果、電子線照射位置精度が 15 nm から 1.5 nm に向上した。試料位置決めステージ開発の結果、位置決め精度を 30 nm から 10 nm に向上した。非実機テスト支援システムの開発の結果、非実機テストを充実させることで、実機テスト時間を $1/4$ に短縮したと同時に、ソフトウェア不具合を $1/10$ に低減できた。今後の課題として、真空雰囲気に加熱と冷却の両システムを備えた温度制御システムの実現と、真空雰囲気における試料ステージのさらなる動特性の解明を述べている。

Abstract

This thesis is a study of an improvement of precision as for inspection apparatus to inspect of semiconductor devices. The apparatus using particle charged beam has high resolution. However, the apparatus has three issues.

- (1) It is difficult to control temperature due to less thermal conductance.
- (2) It is difficult to use acceleration sensor due to avoid magnetics fluctuation.
- (3) It is difficult to precise positioning due to varying dynamics in vacuum environment.

As for (1), precise contactless temperature measurement and control system has been developed. Mechanism of radiant heat in vacuum environment has been clarified. Unknown input observer has been designed based on a model of radiant heat. After that, feedback control system has been developed. As for (2), high precision active damping system with variable parameter has been developed. Mechanism of coupled vibration between electron beam column and vacuum chamber has been clarified. State observer to observe vibration of electron beam column has been developed. The state observer includes adjustable parameter. High precision active damping system based on the state observer. As for (3), precision positioning system using friction drive type stage has been developed based on disturbance observer which includes position depending parameter. Changing of dynamics of a friction drive type positioning stage in vacuum environment has been shown. Disturbance observer which observes dynamics of a friction drive type positioning stage has been designed. After that, precise positioning system in vacuum environment has been developed based on the disturbance observer which includes position depending parameter. In addition, non-machine testing support system has been

developed because software equipped into the apparatus is required high reliability and speedy development.

目 次

1 章 序 論	1
1.1 研究の背景と目的	1
1.2 従来の研究	2
1.2.1 温度計測と制御	2
1.2.2 振動抑制	3
1.2.3 位置決め制御	4
1.2.4 ソフトウェア開発環境	5
1.3 学位論文の構成	7
1.4 参考文献	9
2 章 荷電粒子線装置の概要と課題	12
2.1 荷電粒子線装置の概要	12
2.1.1 荷電粒子線の分類と半導体プロセスへの応用	12
2.1.2 測長 SEM の概要	13
2.1.3 測長 SEM と組み込みソフトの特徴	14
2.2 荷電粒子線装置の課題と研究方針	15
3 章 オブザーバのレビュー	17
3.1 オブザーバの概要	17
3.2 状態観測器（オブザーバ）	17
3.3 オブザーバの分類	19
3.3.1 適応オブザーバ	20
3.3.2 未知入力オブザーバ	23
3.3.3 外乱オブザーバ	25
3.3.4 デュアルオブザーバ	30
3.3.5 カルマンフィルタ	34
3.3.6 非線形オブザーバ	39
3.4 まとめ	40
3.5 参考文献	41
4 章 荷電粒子線装置の計測と制御	45
4.1 温度計測と制御	45
4.1.1 真空雰囲気における熱伝達特性	45
4.1.2 真空雰囲気の伝熱モデル	48
4.1.3 未知入力オブザーバによる試料温度の推定	50

4.1.4	離散系の非接触温度推定器	53
4.1.5	非接触温度推定器の実験結果	54
4.1.6	温度制御システムと伝熱モデル	55
4.1.7	線形モデル	57
4.1.8	サーボ系	59
4.1.9	シミュレーションと実験結果	60
4.1.10	温度制御の実験結果	61
4.2	アクティブ除振制御	63
4.2.1	荷電粒子線装置の構成	63
4.2.2	除振台の構成	64
4.2.3	電子線カラムの振動	65
4.2.4	振動制御方式の検討	66
4.2.5	除振台モデル	67
4.2.6	状態観測器によるカラム振動の推定	70
4.2.7	LQ レギュレータ	72
4.2.8	調整パラメータの導入	74
4.2.9	アクティブ除振の実験結果	75
4.3	ステージ位置決め制御	78
4.3.1	ステージの特徴と課題	78
4.3.2	ステージの特性	79
4.3.3	ステージのモデル	81
4.3.4	外乱オブザーバと制御器の設計	83
4.3.5	外乱オブザーバの設計	84
4.3.6	外乱推定値のフィードバック	85
4.3.7	シミュレーション	85
4.3.8	実験結果	88
4.4	まとめ	91
4.5	参考文献	92
5 章	非実機テスト支援システム	94
5.1	組込みソフトの特徴と課題	94
5.1.1	荷電粒子線装置における組込みソフトの特徴と課題	94
5.2	非実機テスト支援システムの開発	98
5.2.1	ハードウェアシミュレータ	100
5.2.2	リアルタイム OS	106
5.2.3	非実機テストサポートツール	108

5.2.4 非実機テスト支援システムの効果	110
5.3 まとめ	112
5.4 参考文献	113
6章 結 言	114
6.1 結 論	114
6.2 今後の課題	116
謝 辞	117
研究業績	118

図目次

図 1.1	本学位論文の流れ	8
図 2.1	放射線の分類	12
図 2.2	測長 SEM の概略構成	14
図 2.3	計算機の構成	15
図 2.4	荷電粒子線装置への外乱	16
図 3.1	システムと入出力の関係	18
図 3.2	状態フィードバック制御のブロック線図	18
図 3.3	Luenberger によるオブザーバのブロック線図	19
図 3.4	オブザーバの変遷	20
図 3.5	適応オブザーバの構造	21
図 3.6	リチウムイオンの単一粒子構造モデル	21
図 3.7	センサレスベクトル制御システムの構造	22
図 3.8	未知入力オブザーバの構造	23
図 3.9	未知入力オブザーバによる教示システムの構造	24
図 3.10	外乱オブザーバの構造	26
図 3.11	アクティブ吸音システムの実験設備	27
図 3.12	外乱オブザーバ型速度推定器のブロックダイアグラム	27
図 3.13	2 リンク・マニピュレータの概観	28
図 3.14	外乱オブザーバを含む 2 リンク・マニピュレータのブロック線図	29
図 3.15	腕関節アシストシステムの概要	29
図 3.16	荷重オブザーバのブロック線図	30
図 3.17	デュアルオブザーバの構造	31
図 3.18	アクチュエータ用磁気歯車の概観	32
図 3.19	デュアルオブザーバによるフィードバック補償のブロック線図	32
図 3.20	外乱除去制御系の構成	33
図 3.21	柔軟倒立振子の概観	33
図 3.22	デュアルオブザーバを併合した柔軟倒立振子のブロック線図	34
図 3.23	カルマンフィルタの構造	37
図 3.24	未知入力オブザーバとカルマンフィルタの比較	37
図 3.25	位置推定のための状態推定システムの構造	38
図 3.26	自己位置推定実験システムの概要	39
図 3.27	潮流推定のための有言要素法によるメッシュ分割	39
図 4.1	熱伝達特性の実験設備	45
図 4.2	ヒータ加熱による温度変化	46

図 4.3	試料温度のインパルス応答	47
図 4.4	試料温度の PID 制御結果	47
図 4.5	試料温度の非接触システム	48
図 4.6	提案する試料温度のオブザーバ	51
図 4.7	非接触温度推定器の実験結果	54
図 4.8	真空雰囲気の高精密温度制御システム	55
図 4.9	高精密温度制御システムの模式図	56
図 4.10	高精密温度制御システムの伝熱モデル	56
図 4.11	拡大系のブロック線図	59
図 4.12	温度オブザーバとサーボ系を併合したブロック線図	61
図 4.13	シミュレーションと実験結果の比較	61
図 4.14	高精密温度制御システムの概要	62
図 4.15	高精密温度制御の実験結果	62
図 4.16	実験に用いた荷電粒子線装置	63
図 4.17	アクティブ除振台の概略図	65
図 4.18	カラムの定常振動	66
図 4.19	荷電粒子線装置の振動構造モデル	67
図 4.20	カラム振動オブザーバのブロック線図	72
図 4.21	カラム振動オブザーバを併合した LQ レギュレータのブロック線図	73
図 4.22	カラム振動の推定実験結果	75
図 4.23	調整パラメータによる評価値 J_r の変化	76
図 4.24	チャンバ振動の制御結果	76
図 4.25	カラム振動の制御結果 (時間波形)	77
図 4.26	カラム振動の制御結果 (フーリエ変換結果)	78
図 4.27	ステージの概要	79
図 4.28	ステージの位置依存特性	80
図 4.29	ステージの推力依存特性	80
図 4.30	ステージの慣性モデル	81
図 4.31	XY ステージの弾性変位モデル	81
図 4.32	外乱を含むステージのブロック線図モデル	83
図 4.33	外乱オブザーバを含むステージのブロック線図	86
図 4.34	ステージ制御のシミュレーション結果 (速度)	87
図 4.35	ステージ制御のシミュレーション結果 (位置偏差)	88
図 4.36	ステージ位置による周波数特性の変化	89
図 4.37	リニアモータ駆動電流による周波数特性の変化	89
図 4.38	ステージ位置による時間応答の変化	90

図 4.39	真空雰囲気における外乱オブザーバの効果	91
図 5.1	ソフトウェア開発工数の内訳	95
図 5.2	実機テストにおける不具合の分類	95
図 5.3	コンカレント開発のアローダイアグラム	97
図 5.4	非実機テスト支援システムの概要	99
図 5.5	真空チャンバのモデル	101
図 5.6	真空チャンバにおけるポンプとバルブの接続図	101
図 5.7	ソレノイドバルブに発生するチャタリングのシミュレーション	103
図 5.8	モータシミュレーションのブロック線図	104
図 5.9	I/O アクセス関数の概略構成図	104
図 5.10	故障率シミュレーションのブロック線図	105
図 5.11	リアルタイム OS シミュレータの構成図	107
図 5.12	非実機テストサポートツールの操作画面	108
図 5.13	装置状態を変更するための操作画面	109
図 5.14	非実機テスト支援システムによるテスト環境の変化	110
図 5.15	非実機テスト支援システム適用後の実機テストにおける不具合	112
図 6.1	本研究成果の概要	114

表目次

表 4.1	物理パラメータ	49
表 4.2	熱伝達係数	50
表 4.3	精密温度制御システムの物理定数	57
表 4.4	荷電粒子線装置の諸元	64
表 4.5	加速度センサの仕様	64
表 4.6	荷電粒子線装置の物理パラメータ	68
表 4.7	ステージの物理定数	83
表 4.8	シミュレーション条件	86
表 4.9	ステージ駆動条件	91
表 5.1	模擬方法と API 数	107
表 5.2	実機テスト期間の比較	111
表 5.3	非実機テスト期間の比較	111

1 章 序 論

1.1 研究の背景と目的

スマートフォンやタブレット端末，SNS（Social Networking Service）の発展に牽引され，半導体デバイスの高集積化が進んでいる．近年は IoT (Internet of Things) の広がりによって，小型化や高機能化も進んでいる．国際半導体技術ロードマップ専門委員会（ITRS:International Technology Roadmap for Semiconductor）[1]の予測によれば，回路パターン設計ルールは 10 nm よりも細く 7 nm に近づく状況にある．さらに高集積化するために，設計ルールの微細化のみならず，3 次元立体構造を取り入れることもおこなわれている[2]．

このような半導体デバイスの製造，検査のため，超微細加工を目的とした装置が研究開発されている．これらの装置に用いられる技術として光と荷電粒子線を利用するものの 2 種類がある．このうち荷電粒子線を利用したものは波長が短いため分解能が高く，焦点深度が深いという特徴があり，近年の微細化や立体構造といった半導体デバイスの製造に適している．このような中，荷電粒子線の中でも電子線を用いた描画装置や検査装置の研究開発が多くの企業や研究所によって盛んに進められている[3]．以下，これらを荷電粒子線装置と総称する．しかし，それらの多くは電子線を照射する電子銃や電子線偏向レンズの研究に注力したものである．もちろん，電子線の偏向歪や収差，高分解能化など電子光学に関する研究は重要であるが，荷電粒子線装置を高精度化し，最先端の半導体デバイスにとって有用なものにしていくためには機械制御の高精度化についても検討しなければならない．特に，電子線や X 線をはじめとする荷電粒子線は真空雰囲気の中で照射されるため，その特性や特徴においても十分に考慮されなければならない．しかし，真空雰囲気における機械制御について十分に研究され

ているとは言えなかった。

真空雰囲気で作動する機械には大気で作動するそれとは異なる特徴がある。真空雰囲気に試料を取り扱うため装置が大型化する。真空雰囲気と大気との切り替えに長時間を必要とする。これらにより、機能確認のために装置を準備することが容易でなく、その確認には長時間を要する。最先端の半導体デバイス製造に寄与できる装置を迅速に開発するためには、これらを考慮した開発環境の整備についても検討しなければならない。特に、デジタル制御が主流になっている現在、ソフトウェアの開発効率を改善することは重要なテーマの一つである。

以上の背景を踏まえ、真空雰囲気における精密計測・制御およびソフトウェア開発効率に関する研究をおこなった。精密計測・制御に関する研究として真空雰囲気における試料温度計測および制御、振動抑制制御、ステージ位置決め制御方法を、ソフトウェア開発に関する研究として非実機テスト環境構築方法を提案する。

1.2 従来の研究

研究対象に関する従来の研究を概観することで、本研究の位置づけを明確にする。

1.2.1 温度計測と制御

荷電粒子線装置には、試料の熱変形という課題がある。設計ルール 10 nm の LSI の検査を行うためには数 nm 程度の試料位置決め精度が求められるが、試料であるシリコンの線膨張係数は $2.4 \times 10^{-6} \text{ m}/^\circ\text{C}$ [4] であり、2 nm の位置決め精度を維持するためには $0.001 \text{ }^\circ\text{C}$ 以下の温度安定性が必要となる。温度変化に対応するためには温度センサを設けて試料表面の温度を計測し、一定温度に制御す

ることが一般的であるが、微細加工においては、試料への異物付着を避けるため、温度センサをこれに接触させられない。

試料温度の精密計測には、接触方式と非接触方式が知られている。接触測定方式として測温抵抗体を用いた精密測定[5]が行われているが、遅延時間が大きいことが課題である。生産性を向上させるための荷電粒子線装置にとって短時間で計測できることは重要である。非接触方式として放射温度計も開発されている[6]。同温度計は高温物質の測定には適しているが、常温付近での高精度測定が難しい。応答時間を改善するために内挿、外挿補間演算を用いた推定による時間短縮策が用いられているが[7]、十分な精度とは言えない。そのほか温度計測・制御の精度向上に関する研究として、森光、桂[8][9]による熱外乱オブザーバがある。しかし、これは伝導伝熱を対象としており、放射伝熱が支配的な真空雰囲気における温度制御については述べられていない。

1.2.2 振動抑制

外乱振動は荷電粒子線装置の高精度化を阻害する要因の一つである。外乱振動には、装置が設置された床面から伝達される地動外乱と、真空チャンバ（以下、チャンバと略記）内の試料移動ステージ（以下、ステージと略記）をはじめとした機械要素から発生する直動外乱の 2 種類がある。地動外乱による精度の低下を防ぐために防振ゴムや空気ばねを用いた除振台が備えられており、これらを用いた除振や制振に関する研究が多く報告されている。安田、大坂ら[10]は空気ばねを用いた除振台にフィードフォワード（以下、FF と略記）制御を併用することで直動外乱にも有効な制振技術について報告している。また、崔、金光ら[11]は空気ばねに磁気軸受を併用することで微振動にも有効な制振技術について述べている。半導体製造装置においてはリニアモータ（以下、LM と略記）による

FF 制御を用いた制振技術が実用化されている[12]. しかし, これらの研究では除振台上に搭載される装置は単一の構造体として扱われている. 一方, 荷電粒子線装置はチャンバとカラムがボルトで締結されている構造のため, 連成振動があらわれる. この振動により, カラムから照射された荷電粒子線はカラム内の目標位置に正確に照射されず, 照射位置誤差が生じる. この誤差により回路パターンの製造・検査精度が低下するため, 荷電粒子線装置における精密振動制御を考える場合, チャンバとカラムを単一の構造体とはみなせない. カラムの制振に関する研究として動吸振器[13]~[15]やアクティブ除振器[16][17]も提案されている. しかし, これらを適用すると装置の大型化とコスト上昇を招く. また, 振動計測用センサからの漏洩磁場によって荷電粒子線が偏向され, 照射位置誤差につながる. 磁気シールドの施された振動センサが実用化されているが, 荷電粒子線装置においては 1 nT 以下の漏洩磁場性能が必要なため十分でない. さらに, 地動外乱が荷電粒子線装置の設置環境によって変化することも課題である. 地盤や建物によって構造, 強度, 振動周波数は様々であり, 経時変化もある. これらに対して, 安定性を確保しつつ制振性能を実現することは難しい. 国内外に設置される荷電粒子線装置では, パラメータ調整の容易な制御方式の実現も重要である.

1.2.3 位置決め制御

荷電粒子線装置においては, 7 nm の回路パターンを計測・検査するには 2 nm のステージ位置決め精度が求められる. 一方, 高精度化と同時に開発コストについても考慮しなければならない. 縮小投影露光装置においてはエア浮上を用いたステージによる高精度化も実用化[18][19]されている. しかし, 真空雰囲気これらの技術を導入することは技術, コストの両面から困難である. 古くから実

用化されているボールねじ駆動ステージ[20]は、熱伝導による変形が避けられないために高精度化が難しい。このような状況において、高精度と低コストを両立するためにダイレクト駆動式である LM を用いた摩擦駆動型ステージが開発されている。しかし、同ステージは制御特性に圧力や推力、位置への依存性があり、特にナノメートル領域での精密制御は容易でない。まず、微細領域においては、機械構造物であるステージは剛体とはみなせない。また、ステージの組み立ておよび調整は大気中で実施されるが、製品として稼働させるときは 10^{-5} Pa の真空雰囲気である。この圧力差によってステージの制御特性が変化する。また、ステージには推力依存性があり、大電流で駆動するときと小電流で駆動するときの制御特性が異なる。さらに、摩擦駆動型ステージには位置依存特性があり、同じ駆動電流でも位置によって特性が異なる。さらに、荷電粒子線装置の開発者の立場からすると開発コストの低減は重要な課題である。開発コストの抑制と高精度化を両立させなければならない。

1.2.4 ソフトウェア開発環境

半導体デバイスの構造や製造工程の複雑化により、荷電粒子線装置には高スループットかつ高精度・高機能化が求められている。しかも、次々と開発される最先端の半導体デバイス開発に対応するには高品質の装置を短期間で開発しなければならない。開発期間を短縮するためにハードウェアとソフトウェアのコンカレント開発が採用されているが、ソフトウェアの開発遅延が課題となっている。現在、高精度・高機能化の実現には組込みソフトウェア（以下、組込みソフトと略記）によるところが大きい。この結果、組込みソフトの開発規模は膨大になり、それを確認するためのテストケースも膨大な件数にのぼる。開発規模の増大に対して増員などで対応しているが、テスト作業における装置の不足が課

題として残る。コンカレント開発のため、組込みソフトの開発段階では装置が完成していない。非実機テストを実施しても最終の機能確認では装置を使わざるをえないが、真空雰囲気装置は大型であり、増員された開発者数に対して十分な台数を準備することは難しい。また、荷電粒子線装置は真空雰囲気と大気の切り替え動作に長時間を要するため、大量のテストケースの消化に多大な時間を要する。さらに、荷電粒子線装置は多くの組込みコンピュータから構成されるシステムのため、コンピュータ間における機能整合性の確認に多大な時間を要す。これらの結果、ハードウェア完成後のソフトウェアテストに長期間を費やす。さらに、ソフトウェアの不具合とその対策に起因した開発遅延が生じる。

従来から、組込みソフトの開発においては HILS (Hardware In the Loop Simulator) [21][22]や SILS (Software In the Loop Simulator) [23][24]が提案され、開発作業を支援してきた。しかし、HILS はハードウェアが必要なため開発者数に対して十分な数を用意することが難しく、多人数での組込みソフト開発には向かない。SILS は CPU の忠実なシミュレーションを重視したものが多いため、ホストコンピュータへの負荷が大きい。そのため、複数のコンピュータから構成される組込みソフトの開発には向かない。そのほか、組込みソフトの開発のためにリアルタイム OS シミュレータも研究されている[25]。しかし、同シミュレータも性能・仕様の正確な再現に注力することから、ホストコンピュータへの負荷は大きい。さらに、ソフトウェアテストの属人性が課題となっている。同テストは、あらかじめ用意したテストケースに基づいたテストを実施することでソフトウェアの機能および妥当性を確認する。しかし、同ケースは開発者の知識・経験に基づいて作成されるため、網羅性の点で過不足が避けられないという課題が残る。これを解決するために All-Pair 法[26]や HAYST 法[27]といったテスト設計法が提案されているが、組込みソフトの場合、ソフトウェア開発者のハードウェアに関する

る知識不足によるテストケースの見落としを防ぐことは容易ではない。この状況は荷電粒子線装置に限ったことではなく、超精密機器や大型装置の開発には共通して存在する。

1.3 学位論文の構成

図 1.1 に本学位論文の流れを示す。構成は以下のとおりである。

2 章では、本研究の対象である荷電粒子線装置の一種である測長 SEM (CD-SEM: Critical Dimension Scanning Electron Microscope) の概要と構成、機能について述べる。

3 章では、本研究で計測・制御に用いるオブザーバの分類と特徴について概観する。

4 章では、真空雰囲気における精密制御方式について詳述する。まず、精密温度計測と制御について述べる。ここでは、真空雰囲気における熱伝導モデルを構築し、未知入力オブザーバによる温度計測と、その制御方式について述べる。次に、荷電粒子線装置に適したアクティブ除振制御方式について詳述する。電子線に悪影響を与える振動センサを用いず、構築した測長 SEM のモデルから振動を推定し、制振するアクティブ除振方式について述べる。さらに、装置の設置場所にて変更可能なパラメータを導入することにより制振特性を容易に調整する方法について述べる。その後、微細領域におけるステージの位置決め制御方式について詳述する。高剛性のステージであっても、微細領域においては弾性変形を示す。そのため、推力の大きさにより周波数特性に変化が生じる。ここでは、変形を外乱としてとらえ、外乱オブザーバにより推定し、キャンセルすることで簡単な線形制御により高精度位置決め制御が可能なことを示す。

5 章では、荷電粒子線装置のソフトウェア開発効率を向上させる非実機テスト

支援システムについて詳述する. ここでは, デジタル制御に欠かせないソフトウェア開発の効率を高め, 測長 SEM の生産性を向上させる手法について述べる. OS シミュレータとハードウェア故障を確率的に発生可能なハードウェアシミュレータの開発によって, 装置を使わなくとも実機テスト同様の非実機テストが実施可能なことを示す.

6 章では, 結論を述べる.

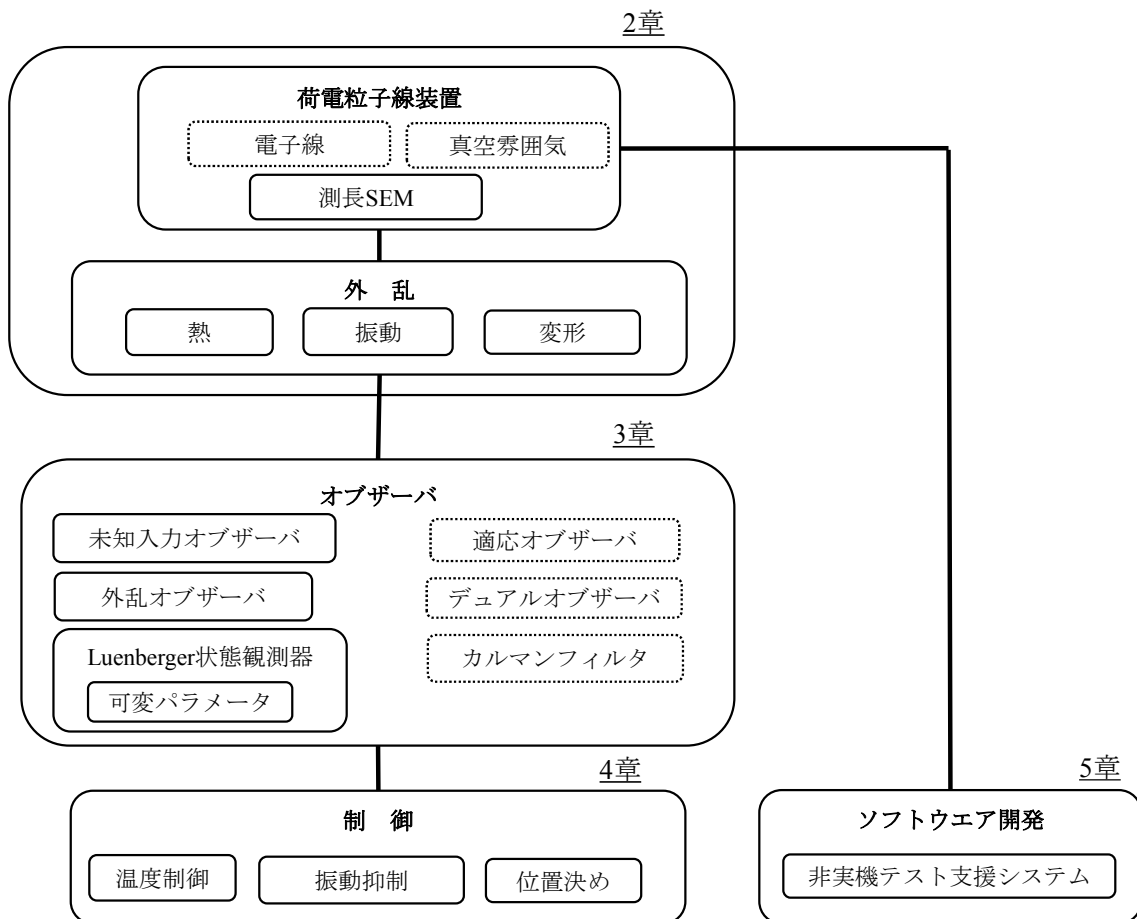


図 1.1 本学位論文の流れ

1.4 参考文献

- [1] ITRS 2013 Edition Table ORTC1:Executive Summary, *International Technology Roadmap for Semiconductor*, (2013), 17.
- [2] 清家善之, 大坪正徳, 島井太, 丸山健治, 山本浩之, 小林義典, 宮地計二, 土肥俊郎, 黒河周平, 大西修: 三次元スタック構造の半導体デバイスにおけるコンフォーマル成膜技術に関する研究(第 1 報, 回転霧化エアロゾルスプレーによる TSV の成膜方法の提案とその装置化), *精密工学会誌*, **78**, 11 (2012), 965.
- [3] 大高正, 川田洋輝, 宍戸千絵, 大崎真由香: CD-SEM による微細寸法計測技術, *表面科学*, **27**, 11 (2006), 636.
- [4] 国立天文台編: 理科年表 平成 22 年, 丸善(2009).
- [5] 浜田登喜夫: 白金抵抗温度計を用いた精密温度測定, *精密工学会誌*, **76**, 8 (2010), 885.
- [6] 清水祐公子, 石井順太郎: サーモリフレクタンス微小表面温度計測, *計測と制御*, **47**, 5 (2008), 415.
- [7] 池上宏一: 測温抵抗体による精密温度計測, *精密工学会誌*, **70**, 11 (2004), 1357.
- [8] 森光英貴, 桂誠一郎: 熱外乱オブザーバによるペルチェ素子の 2 自由度ロバスト温度制御, *電気学会論文誌 D*, **131**, 7(2010), 967.
- [9] 森光英貴, 桂誠一郎: 熱外乱オブザーバに基づくペルチェ素子の熱コンダクタンス制御, *電気学会論文誌 D*, **132**, 3(2010), 333.
- [10] 安田正志, 大坂隆英, 池田雅夫: フィードフォワード制御を併用したアクティブ除振装置の研究, *日本機械学会論文集(C 編)*, **58**, 552 (1992), 2381.
- [11] 崔衛民, 金光陽一, 野波健蔵, 渡辺和英: 空気ばねと磁気軸受を併用した除振台の微振動制御 (第 1 報, 絶対速度フィードバック時の制御性能), *日本*

機械学会論文集(C 編), **60**, 575 (1994), 2227.

- [12] 涌井伸二：ステッパにおける精密位置決めステージの現状と将来，*精密工学会誌*, **67**, 2 (2001), 202.
- [13] 背戸一登，光田慎治，山下繁生：ハイブリッド動吸振器による振動制御，*日本機械学会論文集(C 編)*, **57**, 534 (1991), 478.
- [14] 背戸一登，岩浪孝一，滝田好宏：動吸振器による多自由度系の制振（第 1 報，動吸振器の設計理論），*日本機械学会論文集(C 編)*, **50**, 458 (1984), 1962.
- [15] 背戸一登：動吸振器による多自由度系の制振（第 2 報，伝達マトリックス法による動吸振器の設計），*日本機械学会論文集(C 編)*, **50**, 458 (1984), 1970.
- [16] 高橋正人，涌井伸二，牧野内進：アクチュエータの多点配置によるアクティブ除振装置の広帯域化，*日本機械学会論文集(C 編)*, **76**, 763 (2010), 550.
- [17] 安田正志：アクティブ微小外乱制御技術，*精密工学会誌*, **68**, 9 (2002), 1175.
- [18] 木下博雄，金井宗統，出口公吉，斉藤忠男：空気浮上式高速 XY ステージの試作，*精密工学会誌*, **52**, 10 (1986), 1713.
- [19] 富田良幸，小島英嗣，川地俊一，小梁川靖，大塚征司：FPD プロセス用超大型・精密位置決めステージの研究開発，*精密工学会誌*, **78**, 2 (2012), 117.
- [20] 横山和宏，斉藤瑞希，鳥海啓，森脇俊道，明田川正人：ボールねじ熱膨張のリアルタイム補正による位置決め精度の向上，*精密工学会誌*, **74**, 9 (2008), 931.
- [21] 長谷川文夫，志田倫教，袖子田志保，高濱雄一：シミュレーション技術を応用したシステム開発，*IHI 技報*, **51**, 2 (2011), 25.
- [22] 夏目明典，青井文男，横浜浩二，筒井健司，上藤陽一，中本正彦：信頼性の高い製品を支える制御ソフトウェア検証技術，*三菱重工技報*, **43**, 2 (2006), 20.

- [23] 森山裕, 深澤健, 前川正博, 北村章: VirtualCRAMAS(SILS)へのISSレス技術の適用, *富士通テン技報*, **26**, 2 (2008), 7.
- [24] 中田啓明, 森島憲太, 勝康夫: 組込みシステム検証向け協調シミュレーションの高速化, *情報処理学会 研究報告組込みシステム(EMB)*, **36**, 41(2015), 1.
- [25] 中村宏明, 佐藤直人, 田淵直: RTOS シミュレーションのための性能と移植性が高いスケジューラ, *情報処理学会*, **48**, 9(2007), 2904.
- [26] 石原一宏, 田中英和, 田中真史: ソフトウェアテストの教科書—品質を決定づけるテスト工程の基本と実践, *ソフトバンククリエイティブ*(2012).
- [27] 秋山浩一: 事例とツールで学ぶ HAYST 法—ソフトウェアテストの考え方と上達のポイント, *日科技連出版社*(2014).

2章 荷電粒子線装置の概要と課題

研究対象である荷電粒子線装置の一種である測長 SEM の概要を述べ、課題を明らかにする。

2.1 荷電粒子線装置の概要

荷電粒子線の概要と研究対象である測長 SEM について述べる。

2.1.1 荷電粒子線の分類と半導体プロセスへの応用

荷電粒子線は放射線の一種である。図 2.1 に放射線の分類を示す。電離放射線とは、それが物体に衝突した際に電離作用を発生させるだけの十分な運動エネルギーを持った放射線を指す。荷電粒子線は電離放射線に分類され、正または負のいずれかの電荷を持った粒子線である。本研究対象である測長 SEM が用いる

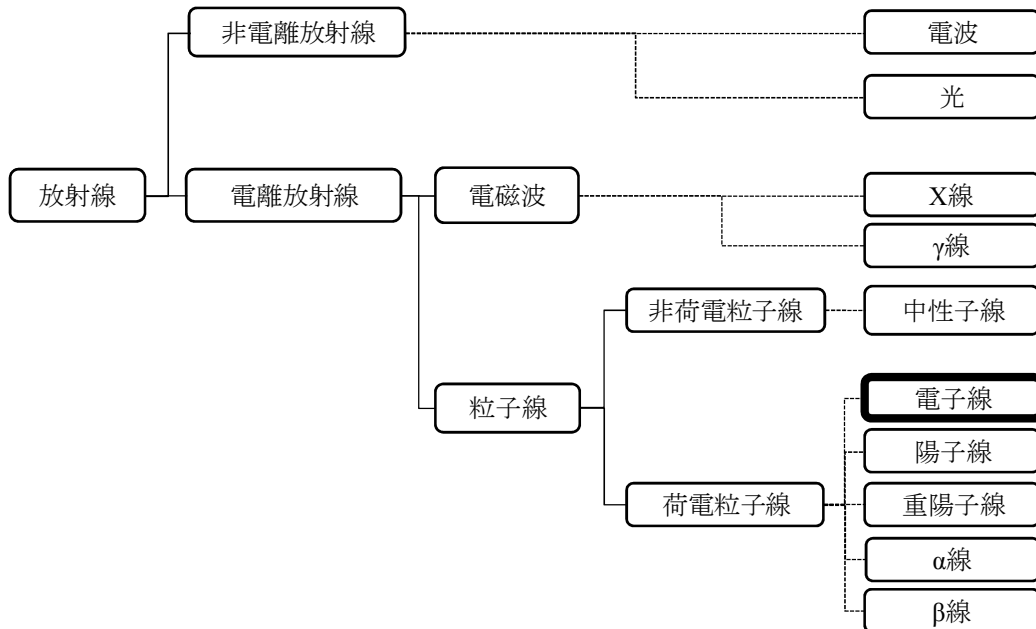


図 2.1 放射線の分類

電子線は荷電粒子線に属する。

電子線を物体に照射すると、その表面から二次電子が放出される。二次電子の放出の様子は物体表面に依存するため、これを検出器にて捕捉し、映像化すると物体表面の画像が得られる。電子線を 1~100 nm 程度のスポット径に絞り、物体表面を走査することで物体表面の画像を得る装置が走査型電子顕微鏡 (SEM: Scanning Electron Microscope) である。測長 SEM はこの原理を半導体プロセスに応用し、半導体試料表面の画像を得ることで回路パターンの線幅や形状を測定する装置である。電子線を半導体デバイスの製造プロセスに利用する装置として電子線描画装置 (EB: Electron Beam Lithography Exposure) もある。EB はレジストを塗布した半導体試料に電子線を照射することで感光させ、微細な回路パターンを形成する装置である。測長 SEM と EB は原理がほぼ同いため、装置の構造も似ている。そのため、ここでは両装置を含めて荷電粒子線装置と呼ぶ。

2.1.2 測長 SEM の概要

測長 SEM は、電子線を用いて半導体デバイス上に形成された回路パターンを観察、測長することにより、半導体デバイス製造プロセスの改善に役立つ装置である。同装置は、真空雰囲気チャンバ上にカラムを搭載しており、チャンバ内に搬入された半導体試料に電子線を照射することで得られる画像をもとに回路パターンを測長する。半導体デバイスが日進月歩の勢いで微細化していくに伴い、測長精度向上とともにスループット向上が求められている。

図 2.2 に、測長 SEM の概略構成を示す。ストックから取りだされたウエハはプリアライナへ設置される。ここで、外形位置合わせ工程を経てチャンバ内へ搬入される。その後、ウエハはチャンバ内のステージへ搭載され、ステージの移動によってウエハ位置を随時変更する。カラムから照射された電子線は偏向レン

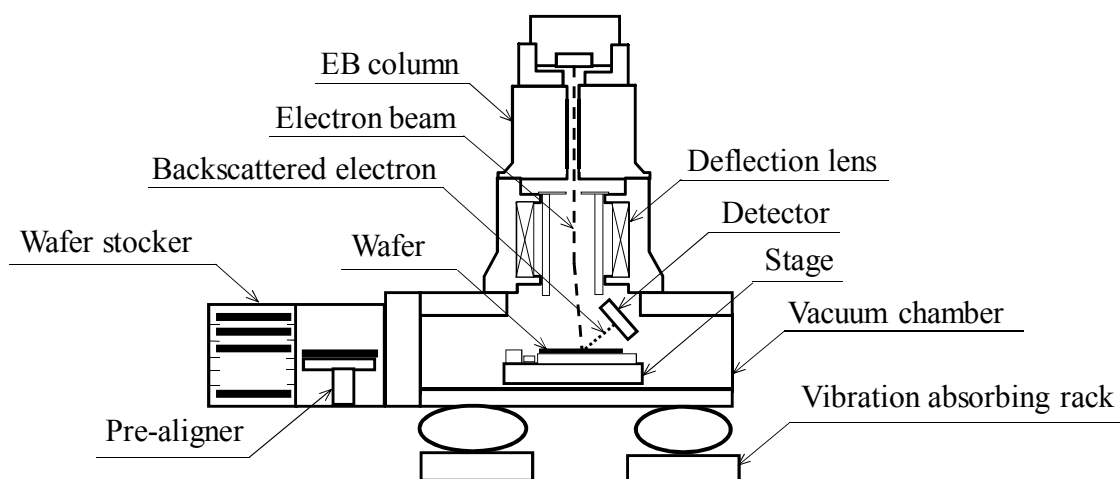


図 2.2 測長 SEM の概略構成

ズによって偏向され、試料上に形成された回路パターンに照射される。電子線の走査によって生じる二次電子を検出器によって検出し、画像化する。得られた回路パターン像を用いて線幅の測定や欠陥検査をおこなう。除振台が装置下部に備えられており、測長 SEM に作用する振動を抑制している。

2.1.3 測長 SEM と組み込みソフトの特徴

測長 SEM は文献[1]に記載されているように、電子線を利用して半導体試料表面の回路パターンを測長・観察する大型装置である。測長機能を実現するため、多くの基本ユニットの集合体として構成され、各ユニットには制御コンピュータおよびソフトウェアが組み込まれている。図 2.3 に、測長 SEM のコンピュータ構成を示す。試料搬送や電子線偏向のための制御コンピュータと、ユーザ操作の入力となる GUI (Graphical User Interface) コンピュータから構成される。制御コンピュータは、基本ユニットを制御する複数のスレーブ・コンピュータと、それを統括するマスタ・コンピュータで構成される。GUI コンピュータは汎用 OS、制御コンピュータは各種リアルタイム OS が採用される。このように、CD-SEM

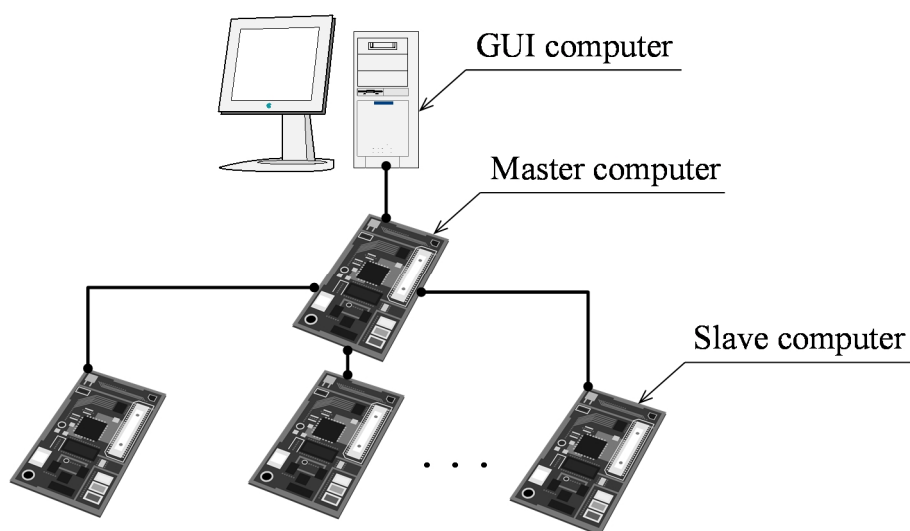


図 2.3 計算機の構成

は多くのコンピュータが協調して動作していることに特徴がある。

2.2 荷電粒子線装置の課題と研究方針

荷電粒子線装置の精度低下を招く外乱の種類と特徴について述べ、それを解決するための研究方針について述べる。

図 2.4 に示すように、超精密機器である荷電粒子線装置に対する外乱には温度変化、振動、弾性変形が知られている。いずれも、真空雰囲気稼働し、微細領域での制御が必要な荷電粒子線装置にとっては解決の難しい課題であった。これらの解決が困難な理由の一つに、荷電粒子線装置であるがゆえに生じる共通の課題がある。それは、状態の計測が困難ということである。温度変化に対しては温度センサを接触させられない。振動に対しては加速度センサを取り付けられない。また、弾性変形については変形量や摩擦係数を計測できない。以上のことから、本研究の方針はセンサを用いることなく状態量を観測し、制御することとする。センサを用いないことは、雑音のみならずコストの上でも産業利用上で特に有用である。

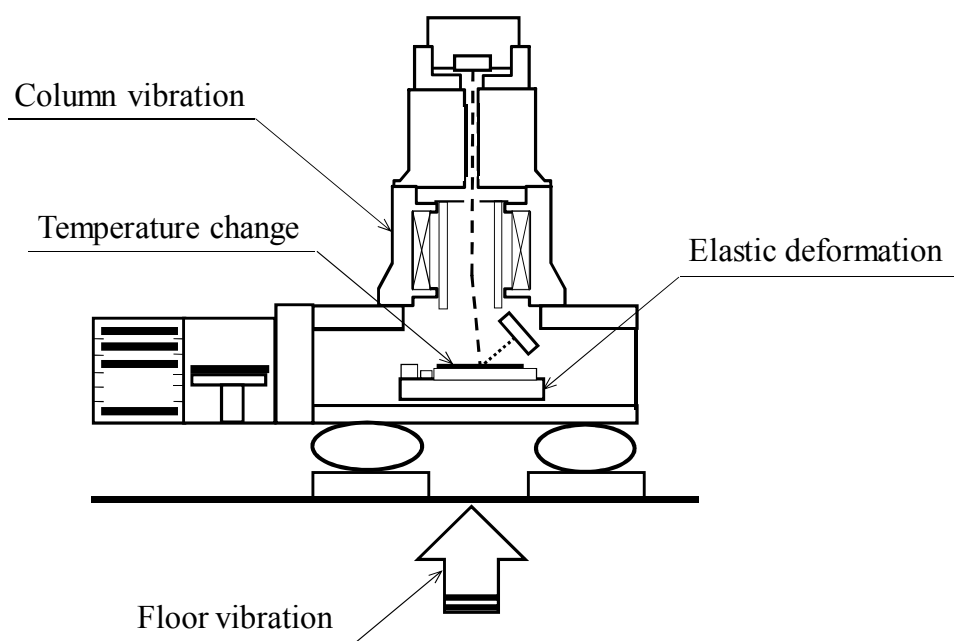


図 2.4 荷電粒子線装置への外乱

さらに、荷電粒子線装置の生産性を向上することも重要な課題の一つであり、特に開発遅延の要因となっているソフトウェア開発の工程短縮を本研究の目的とする。

3章 オブザーバのレビュー

4章でオブザーバ（状態観測器）を活用した制御システムの構築について展開する。そのため、センサを用いずに状態量を観測する方法として知られているオブザーバの理論背景および応用事例について概観する。

3.1 オブザーバの概要

制御システムを構築するにあたり、その実現を困難にする要因の一つに状態を観測できないことがあげられる。その理由は、構造的にセンサを設置できない、仕様・性能面からセンサ設置が難しい、計測可能な精度のセンサが存在しないなどさまざまである。これに対する技術的解決策の一つに状態観測器（以下、オブザーバと呼称）がある。オブザーバはシステムのモデルと入力・出力から内部状態を推定する機構である。

近年、オブザーバの実用化も進められていることから、本章ではオブザーバの原理、分類および実用例について概観する。

3.2 状態観測器（オブザーバ）

図 3.1 に、入力信号 $u(t)$ と出力信号 $y(t)$ によって関係づけられるシステムを示す。プラントへの入力信号 $u(t)$ とプラントの出力信号 $y(t)$ の関係は、式(3.1)の状態方程式によりあらわされる。

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t)\end{aligned}\tag{3.1}$$

図 3.1 のシステムにおいて計測できるのは内部状態 $\mathbf{x}(t)$ の一部である出力信号 $\mathbf{y}(t)$ だけである。しかし、全ての $\mathbf{x}(t)$ を用いるほうが便利なことが多い。たとえ

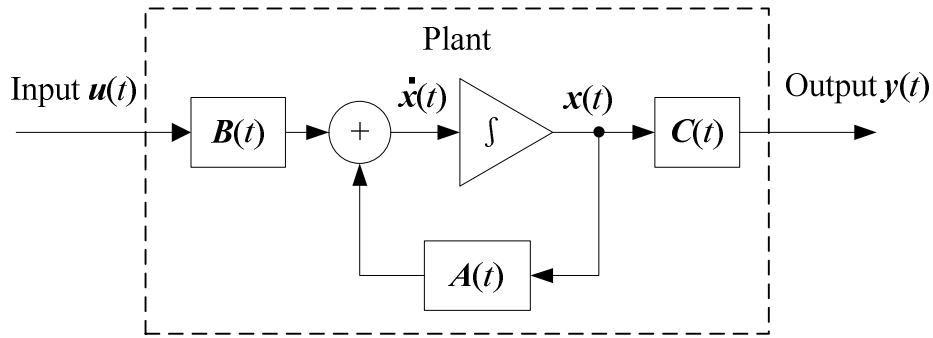


図 3.1 システムと入出力の関係

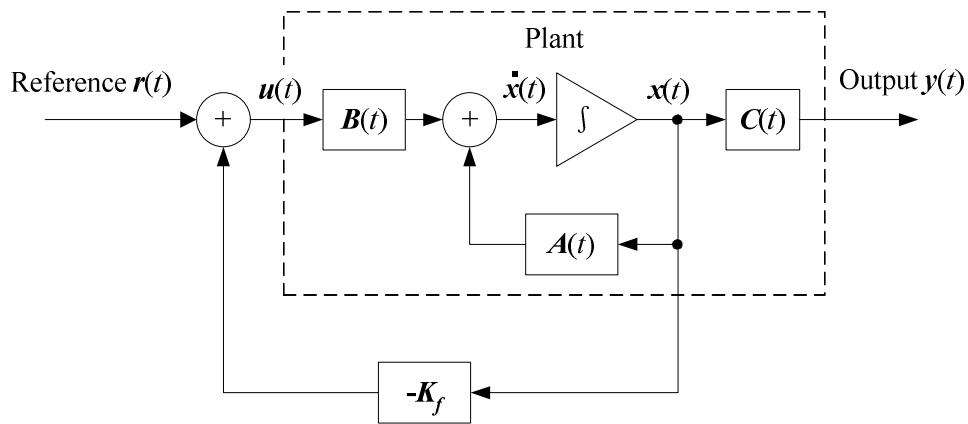


図 3.2 状態フィードバック制御のブロック線図

ば、図 3.2 に状態フィードバック制御のブロック図を示す。この場合、 $y(t)$ だけでなく $x(t)$ が必要である。

この課題を解決するために Luenberger によって考案されたのがオブザーバである[1][2]。図 3.3 に Luenberger によるオブザーバのブロック線図を記す。同図より式(3.2)を得る。

$$\dot{\hat{X}}(t) = (A - LC)\hat{X}(t) + BU(t) + LY(t) \quad (3.2)$$

推定誤差を $e_r(t)$ とすると、式(3.2)と(3.1)のプラントの状態方程式から式(3.3)が成り立つ。式(3.3)の解は式(3.4)のとおりである。

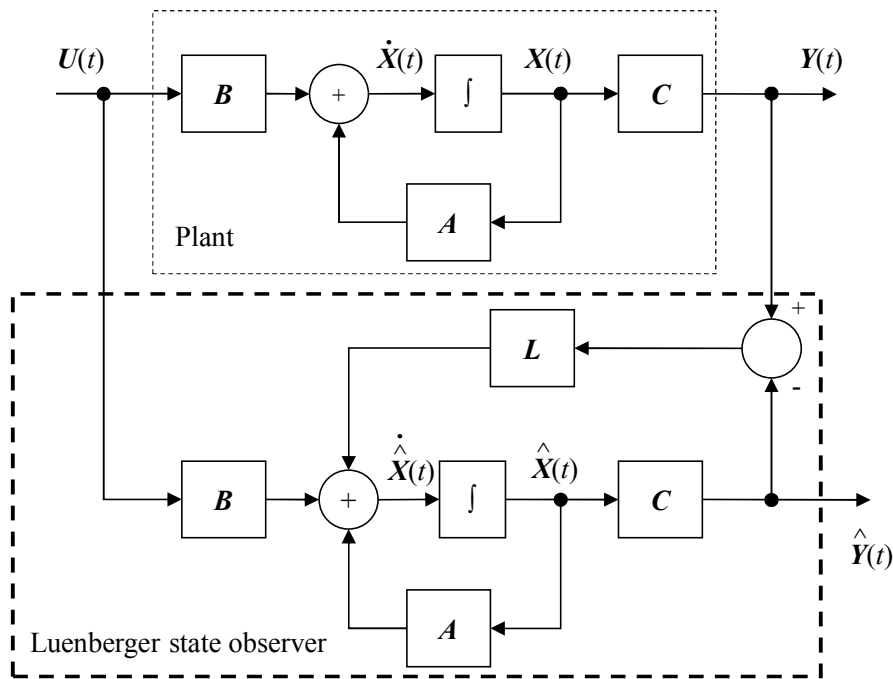


図 3.3 Luenberger によるオブザーバのブロック線図

すなわち，推定誤差は指数的に減衰していく．また，その減衰速度は $A-LC$ が安定である範囲内においてフィードバックゲイン行列 L によって自由に設定できる．

$$\dot{e}_r(t) = \dot{X}(t) - \dot{\hat{X}}(t) = (A - LC)e_r(t) \quad (3.3)$$

$$e_r(t) = \exp((A - LC)t) \quad (3.4)$$

以上がオブザーバの概要である．前述したオブザーバは全次元状態観測器 (Full order observer) と呼ばれ，状態 $X(t)$ の全てを推定するものである．必要最小限の状態のみを推定する最小次元状態観測器 (Reduced order observer) もあるが，根本原理は同じため詳細は省略する．

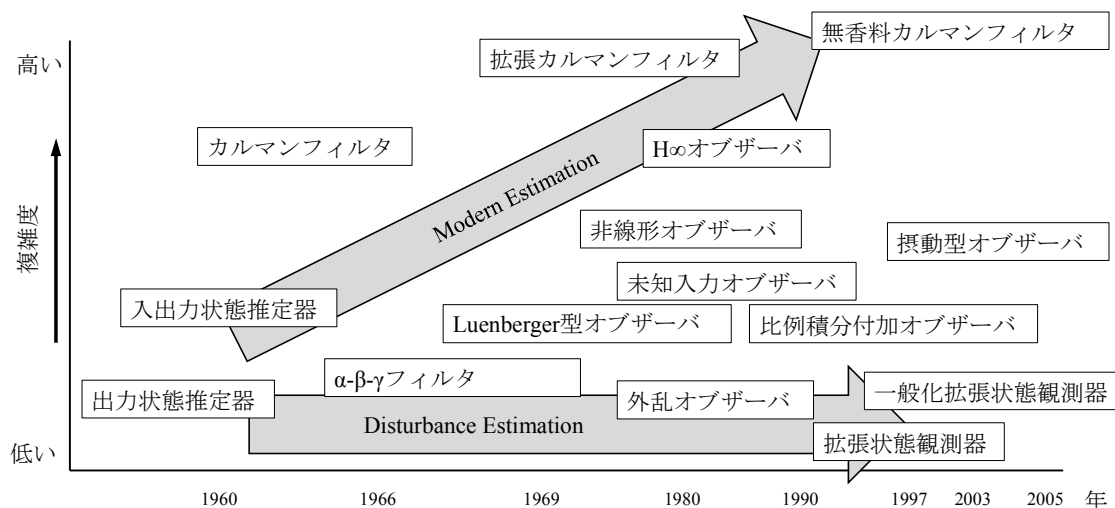
3.3 オブザーバの分類

3.2 節では，オブザーバの概要について述べた．ここでは，オブザーバを構造

によって分類する. オブザーバは, より複雑な対象システムの状態を推定するために, その構造を発展させてきた. 構造によって大別すると, 適応オブザーバ, 未知入力オブザーバ, 外乱オブザーバ, デュアルオブザーバ, カルマンフィルタ, そして非線形状態観測器に分類できる[3]. 図 3.4 に, Radke, Gao[4]によりサーベイされたオブザーバの変遷を示す. 以下, 各オブザーバの特徴と研究例について記す.

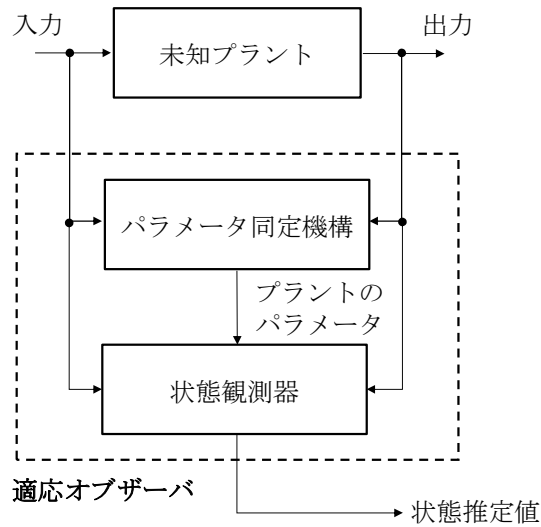
3.3.1 適応オブザーバ

オブザーバを用いれば計測不可能な状態量の良好な推定値を得ることができるとはすでに述べた. しかし, これには重要な仮定がある. それは, 推定対象となるプラントのパラメータが既知であることである. 3.1 節で述べたように, オブザーバは線形システムの状態方程式をもとにしているため, 状態方程式として記述するためのパラメータを知る必要がある. ところが, いつでも同パラメータが既知であるとは限らず, 時変の場合もありうる. このようなプラントに対



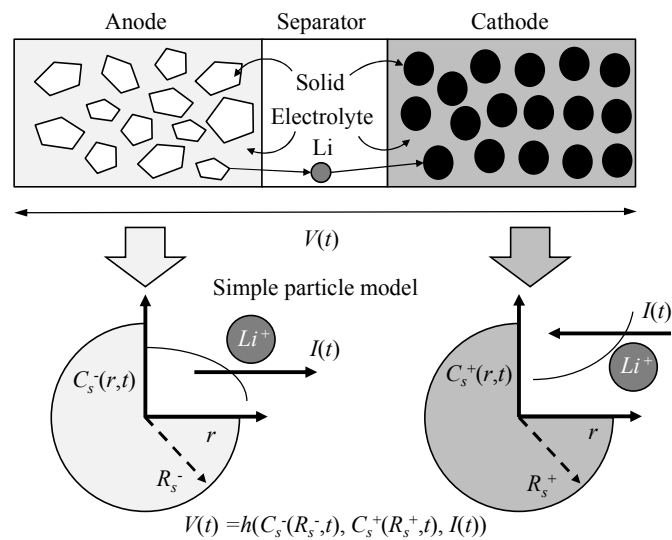
(出典 : Radke, Gao (2006) Fig.1)

図 3.4 オブザーバの変遷



するオブザーバとして考案されたのが適応オブザーバである。これは未知パラメータの同定機構と状態観測器を組み合わせたものである。図 3.5 に適応オブザーバの構造を示す。

近年の適応オブザーバに関する実用例としては、Moura, Krstic ら[5]によるリチウムイオン電池の充電状況や劣化度合いを推定するために適応オブザーバを



(出典：Moura, Krstic, Nalin (2012) Fig.1)

図 3.6 リチウムイオンの単一粒子構造モデル

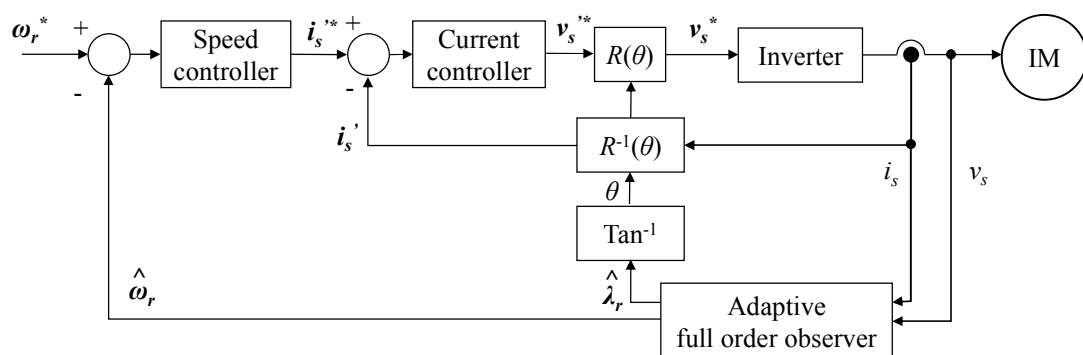
用いた研究例がある．図 3.6 にリチウムイオンの単一粒子構造モデルを示す．

Guoa, Sikhah ら[6]によると，電圧，電流は充放電や温度，劣化状態などの条件によるシステムパラメータの変動が大きく，確定システムとしては扱えないため，動的にシステムパラメータの同定を実行しつつ状態量の推定が必要となる．

また，Lakkis, Sename ら[7]は適応オブザーバを非線形適応オブザーバに発展させてリチウムイオン電池の充電状況や劣化度合いを推定する研究成果を報告している．推定対象のモデルが非線形かつ変動範囲が広いから，非線形のまま扱うのが自然としている．

電動機制御への適応オブザーバ適用も研究されている．電動機においては，省エネルギー化への関心の高さからインバータと組み合わせた同期形電動機の製品開発が盛んに進められている．なかでも，センサレスのベクトル制御[8][9]が積極的に採用されている．これはセンサを装備しないため，低コストにできる利点がある一方，速度を推定しなければならない．このとき，電動機は図 3.7 に示すように時変の座標変換 $R(\theta)$ を含む非線形システムであるため，適応オブザーバによってパラメータを逐次同定しつつ速度推定をおこなうことになる[10]．

Hasegawa, Kono ら[11]は電動機速度推定用オブザーバの設計法を提案してい



(出典：日比科学技術振興財団 平成 16 年度研究報告書 長谷川勝 (2004) 図 1)

図 3.7 センサレスベクトル制御システムの構造

る.

3.3.2 未知入力オブザーバ

図 3.3 に示した Luenberger オブザーバは入力と出力信号から状態量を推定するものであった。しかし、推定対象によっては入力がわからない場合もある。そのような場合、出力のみを用いて状態量を推定するのが未知入力オブザーバである。未知入力そのものを推定する未知入力オブザーバもある。図 3.8 に未知入力オブザーバの構成を示す。このとき、出力 $Y(t)$ から状態量 $\hat{X}(t)$ が推定できる条件は式(3.5)に示すとおりである。

$$\text{rank}(CB) = \text{rank}(B) \quad (3.5)$$

同式は、未知入力オブザーバが成立するためには出力の数が入力の数より大

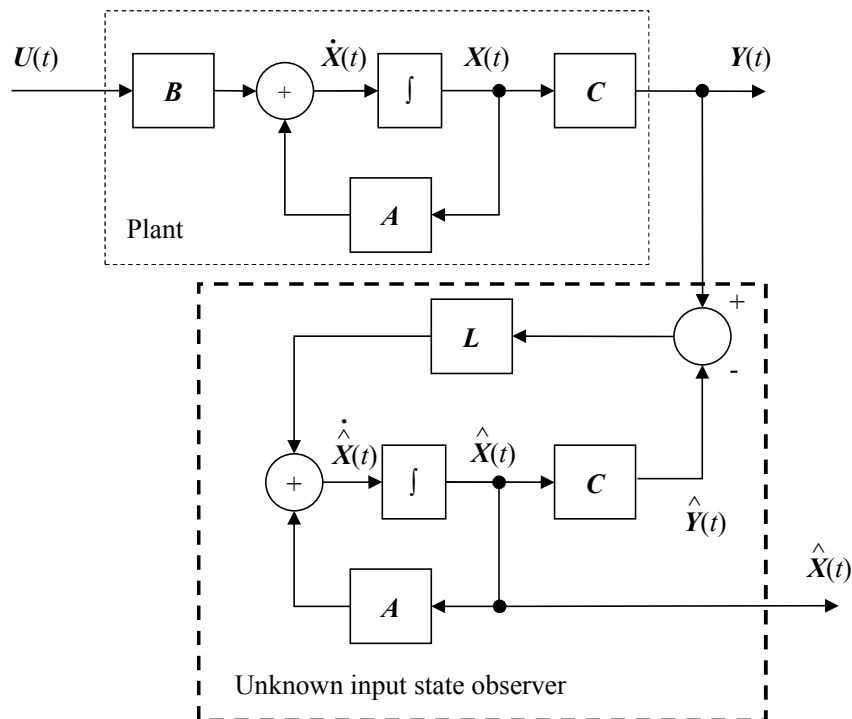
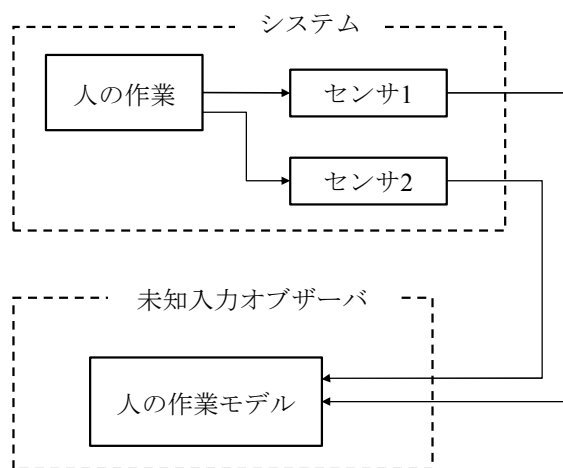


図 3.8 未知入力オブザーバの構造

きいか等しいことが必要であることを示す。さらに，入力の影響を受ける状態変数は出力として直接あらわれなければならないことを示している。未知入力そのものを推定する未知入力オブザーバもある[12]。 H_{∞} フィルタも未知入力オブザーバの一種である[13]。

入力信号を使わずに状態量を推定する未知入力オブザーバの用途は広い。柘植，谷ら[14]はロボット教示への未知入力オブザーバを適用している。図 3.9 にロボット，教示システムに関する未知入力オブザーバの概要を示す。作業を実施する際の人の挙動を複数のセンサをとおして自動計測し，ロボットに教示するシステムである。人の作業モデルに基づいてロボットに教示すべき状態量を推定することになるが，人に対する明確な入力存在しない。そのため，人への入力をシステム内部に生じる外乱として定義し，未知入力オブザーバを用いて状態量を推定している。

未知入力オブザーバは，エアクラフトにも応用されている。Wan, Lum[15]は飛行機に搭載されているアクチュエータの故障検知に未知入力オブザーバを適



(出典：柘植，谷，稲葉，棚橋 (2000) 図 1)

図 3.9 未知入力オブザーバによる教示システムの構造

用している. 本手法は実際に F-16 戦闘機に搭載し, 有効に動作することを確認している. Kiyak, Çetin ら[16]も垂直離着陸機 (VTOL: Vertical Take-Off and Landing) の動的モデルに未知入力オブザーバを適用し, 離着陸の失敗を検知する手法を実現している.

さらに, 井上, 潮[17]はカオス通信の同期に未知入力オブザーバを適用している. カオス通信では, 送信側がカオスシステムにより変調した広帯域の出力信号を送信し, 受信側は受信信号をカオスシステムに入力して復調する. ところが, カオスシステムにおいて受信側はカオス力学系としての挙動を示す受信信号を識別することが難しい. そこで, 入力を未知であるとして送信側の挙動も含めて状態推定を行なう. 未知入力オブザーバを用いることで広帯域に拡散できるカオス通信の利点を活かした通信システムが構成できる.

3.3.3 外乱オブザーバ

外乱オブザーバは, 外乱の持つダイナミクスを積極的に取り入れることにより, 外乱を推定するオブザーバである. 図 3.10 に外乱オブザーバの構成を示す. 外乱信号を $w(t)$ とすると, プラントの状態方程式は式(3.6)で示される.

$$\begin{aligned} \dot{X}(t) &= AX(t) + BU(t) + w(t) \\ Y(t) &= CX(t) \end{aligned} \quad (3.6)$$

ここで, 外乱 $w(t)$ のダイナミクスを式(3.7)とすると, プラントの状態方程式は式(3.8)のように拡張される. ただし, $X'(t) = \begin{bmatrix} X(t) \\ \zeta(t) \end{bmatrix}$, $A' = \begin{bmatrix} A & R \\ 0 & A \end{bmatrix}$, $B' = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}$,

$C' = [C \ 0]$ である.

$$\begin{aligned} \dot{\zeta}(t) &= A\zeta(t) \\ w(t) &= R\zeta(t) \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned}\dot{X}'(t) &= A'X'(t) + B'U(t) \\ Y(t) &= C'X'(t)\end{aligned}\tag{3.8}$$

式(3.8)をもとにして Luenberger オブザーバを構成すれば，外乱信号 $w(t)$ を陽に含む形で状態量を推定できる．オブザーバの出力する推定値は $\hat{\zeta}(t)$ であるが，式(3.7)により，外乱信号 $w(t)$ は容易に求められる．

外乱オブザーバは，外乱のダイナミクスが陽にあらわれるため理解しやすいことから多く実用化されている．Cho, Wang ら[18]はアクティブ吸音システムの速度検出に外乱オブザーバを適用することで速度センサを不要とし，低コスト化に成功している．図 3.11 にオブザーバの確認実験設備，図 3.12 に状態観測器の構成図を示す．ここで， s はラプラス演算子， S は拡声器の有効領域， $P(s)$ は拡

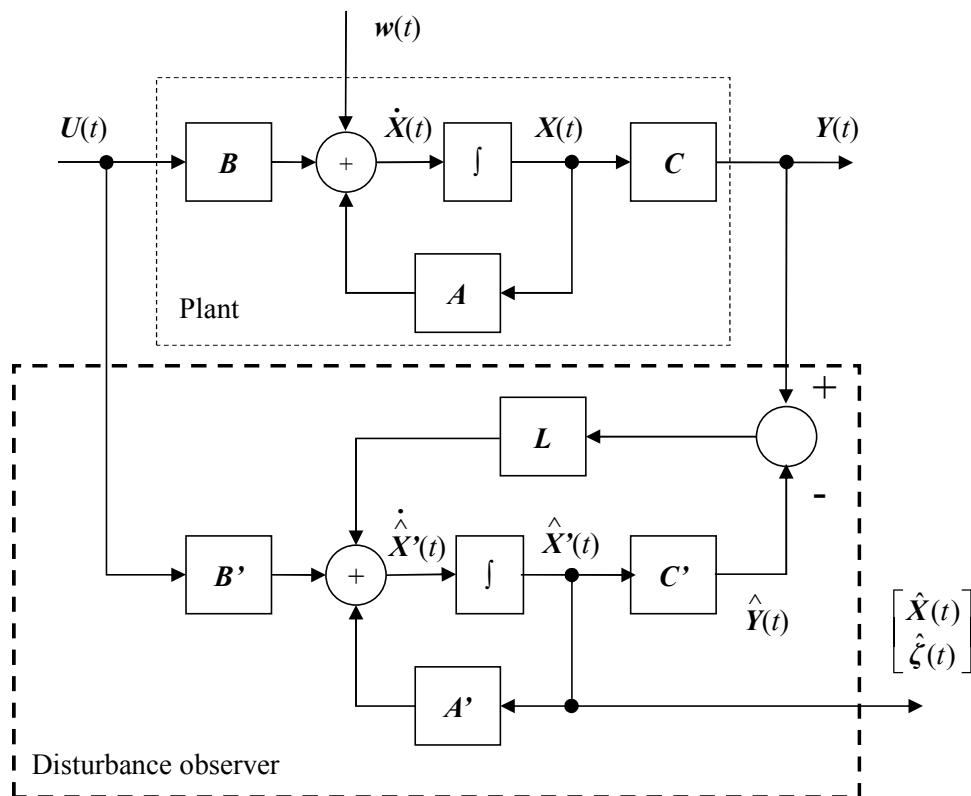
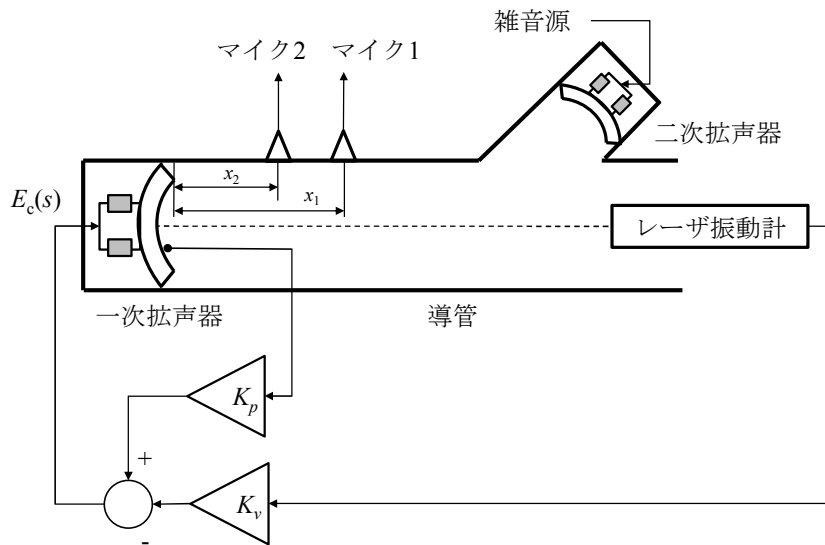
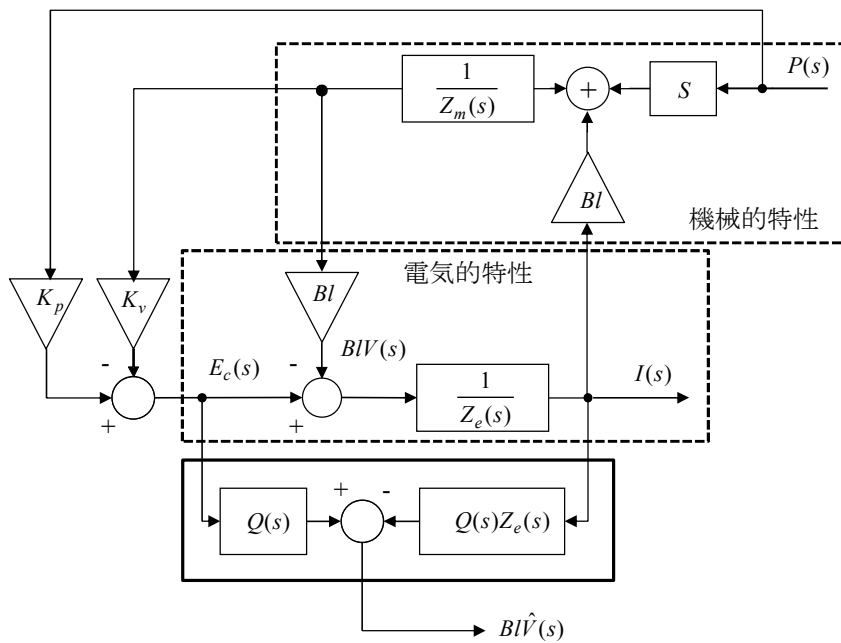


図 3.10 外乱オブザーバの構造



(出典 : Cho, Wang, ParkK (2014) Fig.4)

図 3.11 アクティブ吸音システムの実験設備



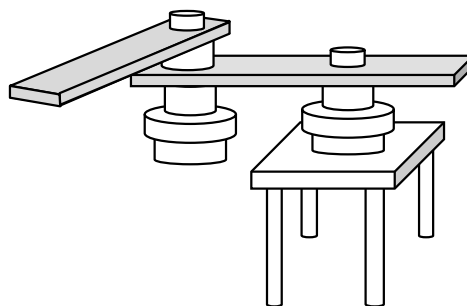
(出典 : Cho, Wang, ParkK (2014) Fig.6)

図 3.12 外乱オブザーバ型速度推定器のブロックダイアグラム

声器近傍における音響圧力, l は拡声器のボイスコイル長, $I(s)$ は拡声器中の電流, $V(s)$ は雑音の速度, $\hat{V}(s)$ は雑音の推定速度, $Bl(s)$ はローレンツ力, $BIV(s)$ は

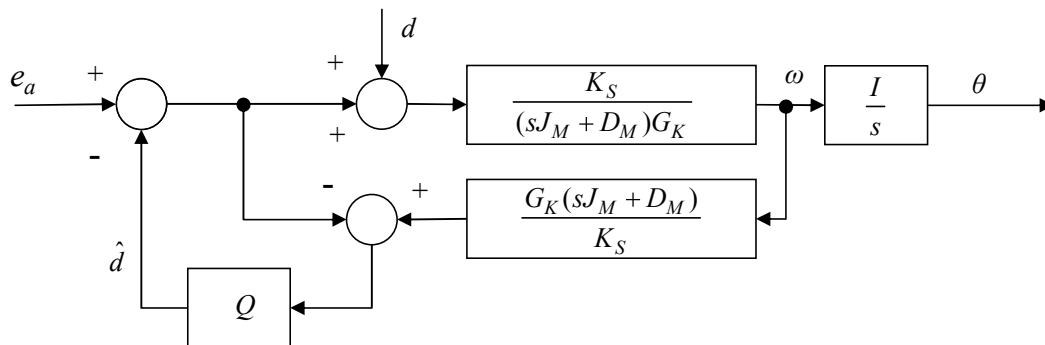
逆起電力, $Z_m(s)$ は機械インピーダンス, $Z_e(s)$ は拡声器のインピーダンス, K_p は音圧のフィードフォワードゲイン, K_v は速度のフィードバックゲイン, $E_c(s)$ はインピーダンス制御の制御電圧, $Q(s)$ は速度推定値に対するフィルタを示す.

メカトロニクス機器への外乱オブザーバ適用も多く報告されている. たとえば, 佐藤, 安部ら[19]による2リンク・マニピュレータへの適用が報告されている. 従来から, メカトロニクス機器の制御に対して制御入力飽和などの制約条件に対して最適な制御則を与えるモデル予測制御 (Model predictive control) が提案され, かつ適用されてきた. 一方, Chen, Yang ら[20]により, モデル予測制御の効果とされる外乱除去性能は高速とはいえないという課題の報告と, 外乱オブザーバの併用による解決手法が報告されていた. 佐藤, 安部らは, これをさらに発展させ, 2リンク・マニピュレータに適用している. 図 3.13, 3.14 に2リンク・マニピュレータの概観と提案された外乱オブザーバを含むブロック線図を示す. 外乱オブザーバは速度ループ内で用いられている. 図 3.14 において, d は外乱, θ は関節角度ベクトル, ω は関節角速度ベクトル, e_a はモータドライバへの指令電圧ベクトル, G_k は減速比からなる対角行列, J_M はアクチュエータの慣性モーメントからなる対角行列, D_M は関節の粘性摩擦係数からなる対角行列, K_S はモータのトルク定数からなる対角行列, Q はローパスフィルタの伝達関数



(出典: 佐藤, 阿部, 齊藤, 永瀬, 嗟峨 (2015) Fig.3)

図 3.13 2リンク・マニピュレータの概観

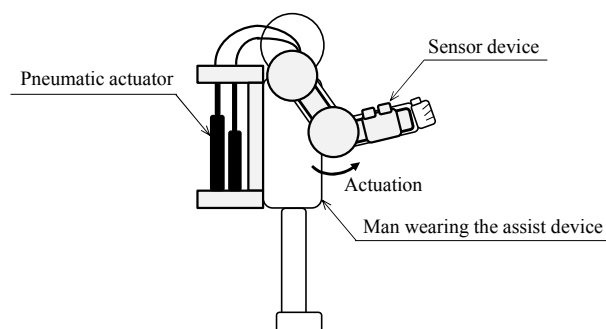


(出典：佐藤，阿部，齊藤，永瀬，嗟峨 (2015) Fig.5)

図 3.14 外乱オブザーバを含む 2 リンク・マニピュレータのブロック線図

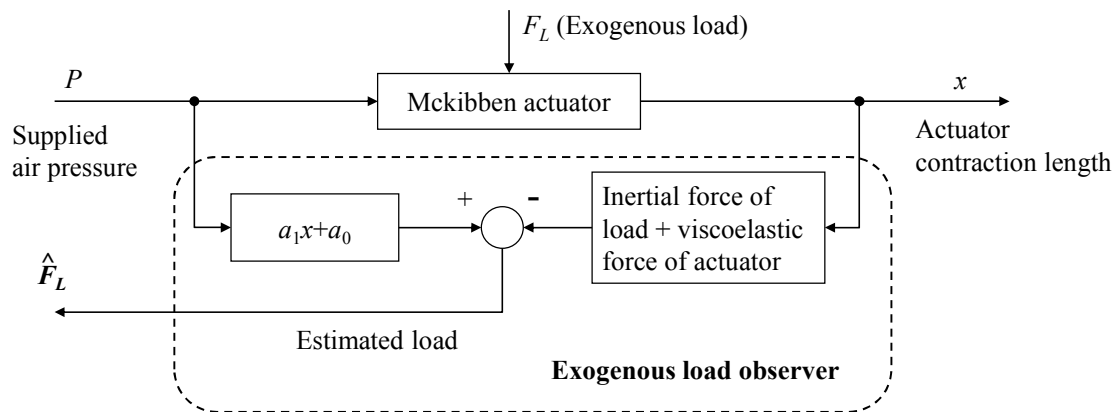
を要素に持つ対角行列， s はラプラス演算子である。

福祉分野においても外乱オブザーバの適用が進められている。図 3.15, 3.16 に村田，岡田ら[21]が提案した腕関節アシストシステムの概要と荷重を推定する状態観測器のブロック線図を示す。人の運搬動作などを支援するアシストスーツなどでは，アクチュエータの発生する力を人にかかる荷重を軽減させるために用いる。しかし，人の抱える，持つといった荷重は事前に知ることはできない。荷重の検知が遅れると人が荷重を支えなければならず，アシストにならない。そこで，村田，岡田らは外乱オブザーバによってアシストすべき荷重を推定し，制



(出典：村田，岡田，山平，原田，藤井 (2015) Fig.6)

図 3.15 腕関節アシストシステムの概要



(出典：村田，岡田，山平，原田，藤井 (2015) Fig.13)

図 3.16 荷重オブザーバのブロック線図

御情報として用いることで人にかかる荷重の軽減を実現した研究成果を報告している。

3.3.4 デュアルオブザーバ

オブザーバの解釈として，出力にあらわれない状態量を推定し，出力数と状態数を同じにするものとも考えられる．同様に，入力数を状態数と同じにするものとも考えられる．入力数が状態数に満たない場合，推定機構によって不足分の入力を補うことで入力数と状態数を合わせる．これは，出力を推定するオブザーバと双対の関係になることからデュアルオブザーバと呼ばれる．図 3.17 にデュアルオブザーバの構成図を示す．同図から，式(3.9)，(3.10)に示すプラントとデュアルオブザーバについての状態方程式が得られる．

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}U(t) \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \end{aligned} \tag{3.9}$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{Z}}(t) &= \mathbf{D}\mathbf{Z}(t) + \mathbf{V}(t) \\ \mathbf{U}(t) &= \mathbf{J}\mathbf{Z}(t) \end{aligned} \tag{3.10}$$

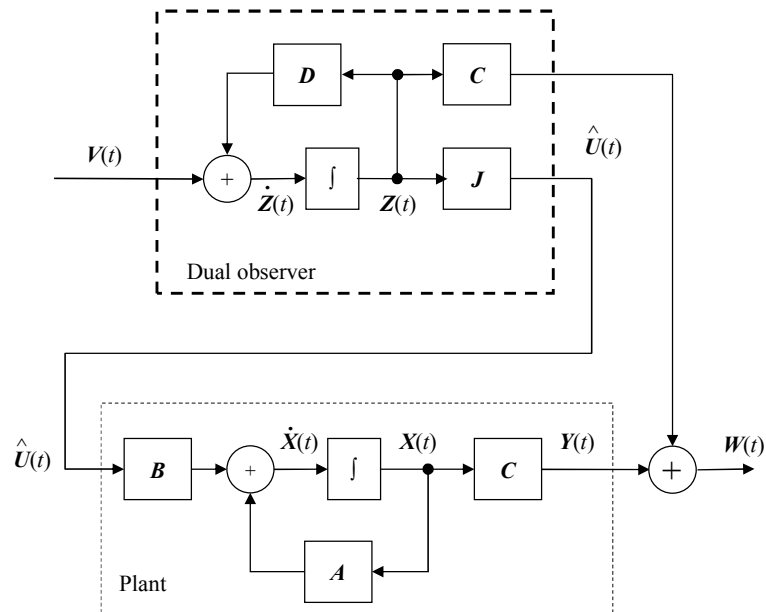
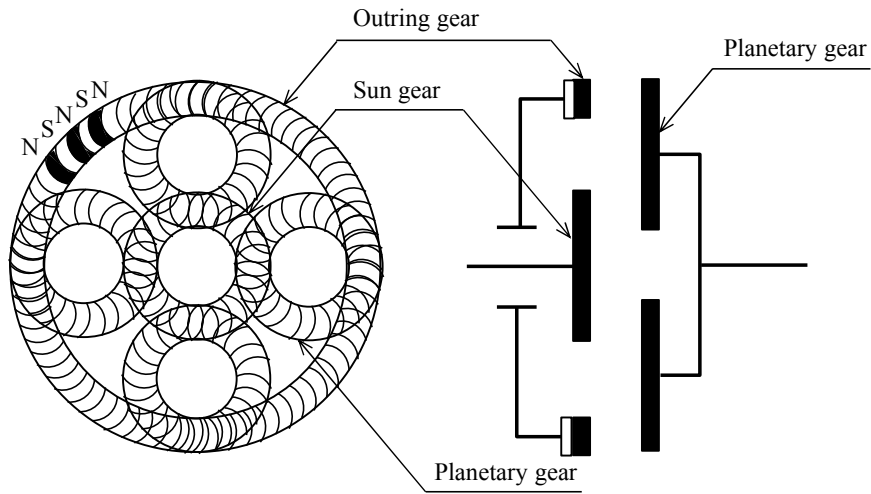


図 3.17 デュアルオブザーバの構造

制御対象とデュアルオブザーバの拡大系からの出力は式(3.11)となる.

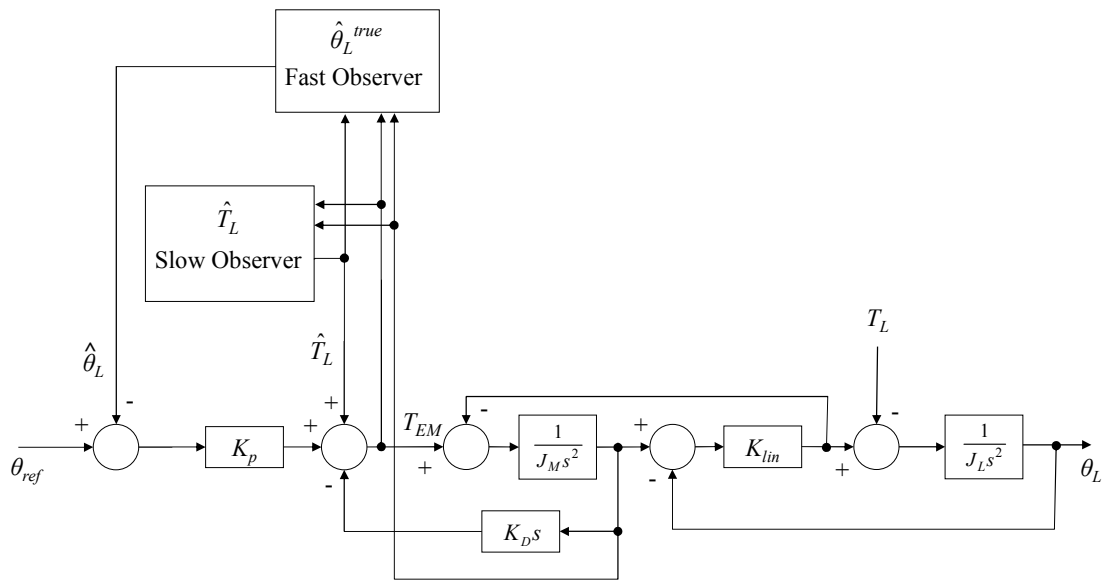
$$W(t) = Y(t) + CZ(t) \quad (3.11)$$

デュアルオブザーバの適用例として磁気歯車の制御がある. 磁気歯車は動力伝達装置として有望な技術である. 従来の金属性歯車と違い, 完全非接触のため, 振動や騒音が発生しない, 潤滑剤が不要, エネルギー伝達効率が高いといった利点がある. 鶴本, 小松ら[22]により風力発電への適用を考慮した磁気歯車の性能試験について報告されている. 図 3.18 に, 磁気歯車の構成図を示す. ところが, Montague, Bingham ら[23]によれば, 磁気歯車をサーボ位置決めシステムに用いる際には, 負荷側のねじれに起因する位置誤差が発生する. 彼らは, 外乱とみなした誤差成分をデュアルオブザーバにより推定し, サーボ制御に用いることで位置誤差を補償できることを示した. 図 3.19 に, 本位置決めシステムのブロック線図を示す.



(出典：鶴本，小松，操谷，後藤(2005) Fig.1)

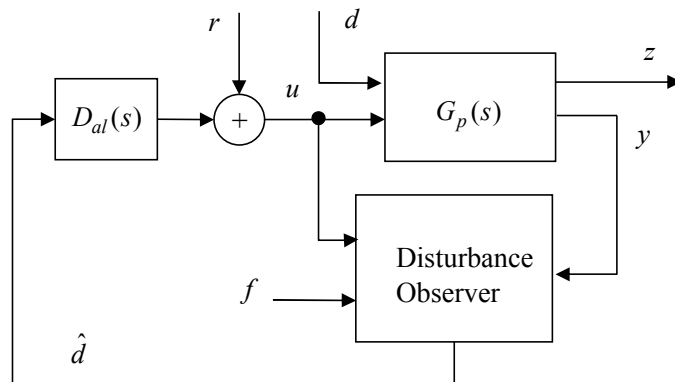
図 3.18 アクチュエータ用磁気歯車の概観



(出典：Montague, Bingham, Atallah (2011) Fig.11)

図 3.19 デュアルオブザーバによるフィードバック補償のブロック線図

2 慣性系への応用例として，不破，成清ら[24]によるモータ制御へのデュアルオブザーバの適用が報告されている．図 3.20 に不破らの提案する外乱除去制御

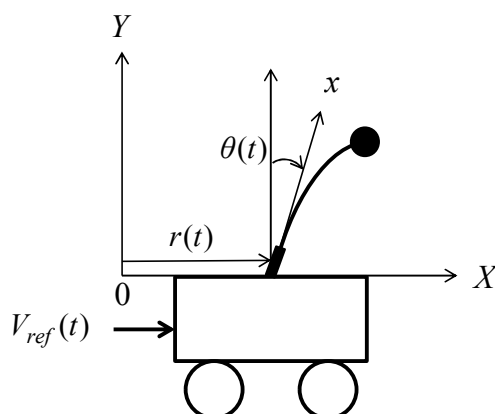


(出典：不破，成清，船橋(2001) Fig.3)

図 3.20 外乱除去制御系の構成

系の構成を示す．ここで， z は制御入力， d は外乱， y は外乱， f は測定可能な外乱の周波数， $D_{d1}(s)$ はデュアルオブザーバ， $G_p(s)$ は制御対象， r は目標値， \hat{d} は推定外乱である．外乱オブザーバにより推定した外乱信号をデュアルオブザーバ $D_{d1}(s)$ への入力とし，制御対象の入力空間に含まれる外乱を除去する．

製品化において実用性は高くないが，その応用範囲が広く考えられる例として倒立振り子がある．森，不破ら[25]は図 3.21 に示す柔軟倒立振り子のサーボ制御系にデュアルオブザーバを適用し，周波数特性を改善している．同図において，



(出典：森，不破，神藤 (2004) Fig.1)

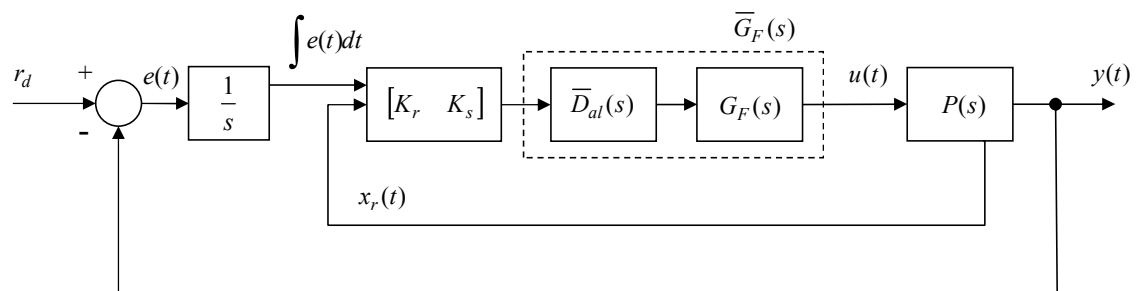
図 3.21 柔軟倒立振り子の概観

$V_{ref}(t)$ は速度指令型の制御入力, $r(t)$ は台車の位置, $\theta(t)$ は振子の回転角度である. 本提案は, デュアルオブザーバにより入力空間を拡大することで設計パラメータの自由度を上げ, 弾性モードを考慮することなく所望の制御特性を達成する柔軟倒立振子を実現している. その後, さらに鈴木, 森ら[26]は, デュアルオブザーバと前置フィルタを併合した設計により, 極零相殺の問題の解決策を提案している. 図 3.22 に鈴木, 森らが提案するデュアルオブザーバを含む位置決めサーボ制御系のブロック線図を示す.

Yoon, Eunsoo ら[27]は, 基本的な PID 補償器と状態観測器の組み合わせにおいて, 状態量としての速度と外乱の両方を推定しようとする場合, 外乱抑制効果と推定精度がトレードオフの関係にあることを示し, デュアルオブザーバによる解決手法の提案とリニア駆動システムでの効果を確認している.

3.3.5 カルマンフィルタ

線形システムのオブザーバとしてカルマンフィルタがある. 1961 年にカルマンとビシュイによって提唱された状態推定法[28]で, 広く知られている. 近年では機械学習 (Machine learning) のためのツールとしても注目を集めている.



(出典: 鈴木, 森, 不破, 神藤 (2005) Fig.2)

図 3.22 デュアルオブザーバを併合した柔軟倒立振子のブロック線図

Luenberger オブザーバが確定的な線形状態推定を扱うのに対して、カルマンフィルタは統計的な状態推定を扱うことに大きな特徴がある。

カルマンフィルタの設計理論[29]について簡単に述べる。式(3.12)で示される n 次元のシステムを考える。

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{X}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t) + \mathbf{v}(t) \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t) + \mathbf{w}(t)\end{aligned}\tag{3.12}$$

ここで、 $\mathbf{v}(t)$ システム雑音 (n 次元)、 $\mathbf{w}(t)$ を観測雑音 (l 次元) という。これらは互いに独立な正規分布にしたがう白色雑音とすると、期待値 $E[\cdot]$ によって次のようにあらわせる。

$$\begin{aligned}E[\mathbf{v}(t)] &= E[\mathbf{w}(t)] = \mathbf{0} && : \text{平均値が } 0 \\ E[\mathbf{v}(t)\mathbf{v}^T(t+\tau)] &= \mathbf{\Gamma}\delta(\tau), \quad \mathbf{\Gamma}(n \times n) \geq \mathbf{0} && : \text{共分散行列} \\ E[\mathbf{w}(t)\mathbf{w}^T(t+\tau)] &= \mathbf{\Sigma}\delta(\tau), \quad \mathbf{\Sigma}(l \times l) \geq \mathbf{0} && : \text{共分散行列} \\ E[\mathbf{v}(t)\mathbf{w}(t)] &= \mathbf{0} && : \mathbf{v}(t) \text{ と } \mathbf{w}(t) \text{ が無相関}\end{aligned}$$

いま、雑音の影響を受ける式(3.12)のシステムに対して、状態量 $\mathbf{X}(t)$ の最良推定値 $\hat{\mathbf{X}}(t)$ を求めることを考える。最良推定の条件は式(3.13)の評価関数 J を最小とすることである。

$$J = E\left\{\left[\mathbf{X}(t) - \hat{\mathbf{X}}(t)\right]^T \left[\mathbf{X}(t) - \hat{\mathbf{X}}(t)\right]\right\}\tag{3.13}$$

この状態推定を実現する状態観測器は図 3.23 に示す構造となる。同図にしたがえば、カルマンフィルタは式(3.14)で与えられる。

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\mathbf{X}}}(t) &= (\mathbf{A} - \mathbf{G}_k(t)\mathbf{C})\hat{\mathbf{X}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t) + \mathbf{G}_k(t)\mathbf{Y}(t) \\ \hat{\mathbf{X}}(0) &= \mathbf{x}_0\end{aligned}\tag{3.14}$$

このとき、評価関数 J を最小化するフィードバックゲイン $\mathbf{G}_k(t)$ は式(3.15)となる。

$$\mathbf{G}_k(t) = \mathbf{P}(t)\mathbf{C}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \quad (3.15)$$

ここで、 $\mathbf{P}(t)$ は推定誤差共分散であり、式(3.16)のリッカチ方程式の正定対称解である。これをカルマンフィルタという。

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{P}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{P}(t) + \mathbf{P}(t)\mathbf{A}^T + \boldsymbol{\Gamma} - \mathbf{P}(t)\mathbf{C}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{C}\mathbf{P}(t) \\ \mathbf{P}(0) &= E\left[(\mathbf{X}(0) - \hat{\mathbf{x}}_0)(\mathbf{X}(0) - \hat{\mathbf{x}}_0)^T\right] \end{aligned} \quad (3.16)$$

式(3.16)の定常解は $\dot{\mathbf{P}}(t) = 0$ として与えられる。このとき、システム (\mathbf{A}, \mathbf{C}) が可観測であれば $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{P}(t) = \mathbf{P}$ と正定値行列となる。これにより、式(3.16)のカルマンフィルタは式(3.17)の定常カルマンフィルタとなる。ゲイン $\mathbf{G}_k(t)$ は定常値 \mathbf{G}_k となる。

$$\begin{aligned} \mathbf{A}\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}^T + \boldsymbol{\Gamma} - \mathbf{P}\mathbf{C}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \mathbf{C}\mathbf{P} &= 0 \\ \dot{\hat{\mathbf{X}}}(t) &= (\mathbf{A} - \mathbf{G}_k \mathbf{C})\hat{\mathbf{X}}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t) + \mathbf{G}_k \mathbf{Y}(t) \\ \mathbf{G}_k &= \mathbf{P}\mathbf{C}^T \boldsymbol{\Sigma}^{-1} \end{aligned} \quad (3.17)$$

式(3.17)をみると定常カルマンフィルタはLuenbergerオブザーバと同一形式となっていることは重要である。さらに、ゲイン \mathbf{G}_k は状態フィードバックにおける最適レギュレータの解と同じ形式である。このことから、定常カルマンフィルタは統計の概念を取り入れているが、線形状態観測器と同様に扱うことができる。このとき、雑音を平均値と分散という統計量で指定することができる点があり、ロケットや飛行機、ロボット制御などに幅広く応用されている。

雑音を含む観測信号を用いて現在および未来の状態量を推定できるカルマンフィルタは、雑音を推定する外乱オブザーバよりも実用的である。そのため、多くの研究報告や適用例がある。Das, Singh[30]は飛行機の状態量推定において、ノイズが混入している環境においては未知入力オブザーバよりもカルマンフィルタのほうが良い推定結果を与えることを示した。図 3.24 に、Das, Singh によ

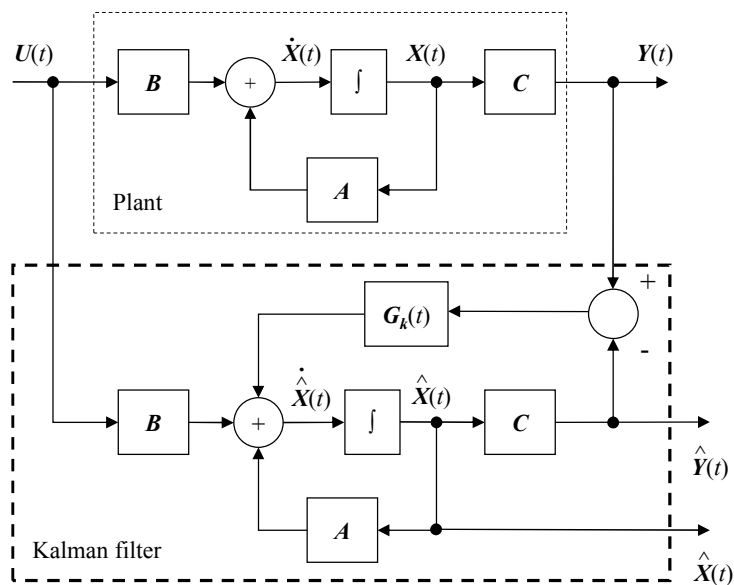
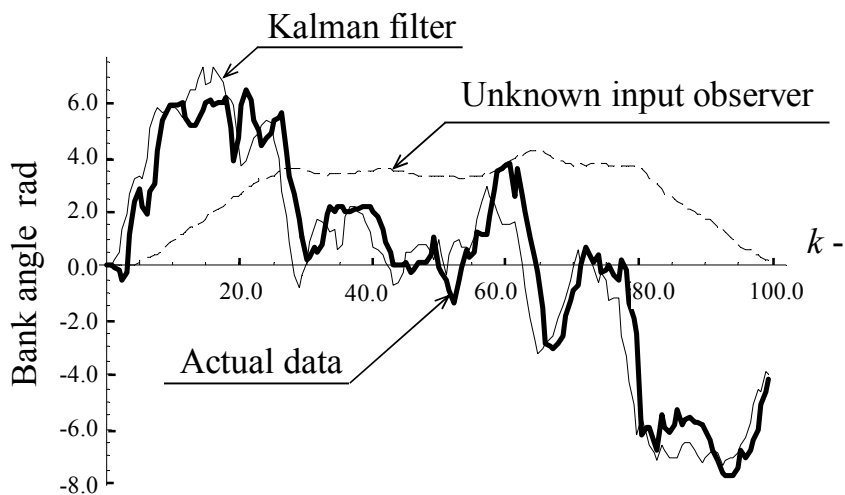


図 3.23 カルマンフィルタの構造

る未知入力オブザーバとカルマンフィルタの推定結果の比較を示す。あきらかに、後者のほうが良い推定結果を与えている。

カルマンフィルタは位置の推定にも広く利用されている。Kwak, Park[31]は、



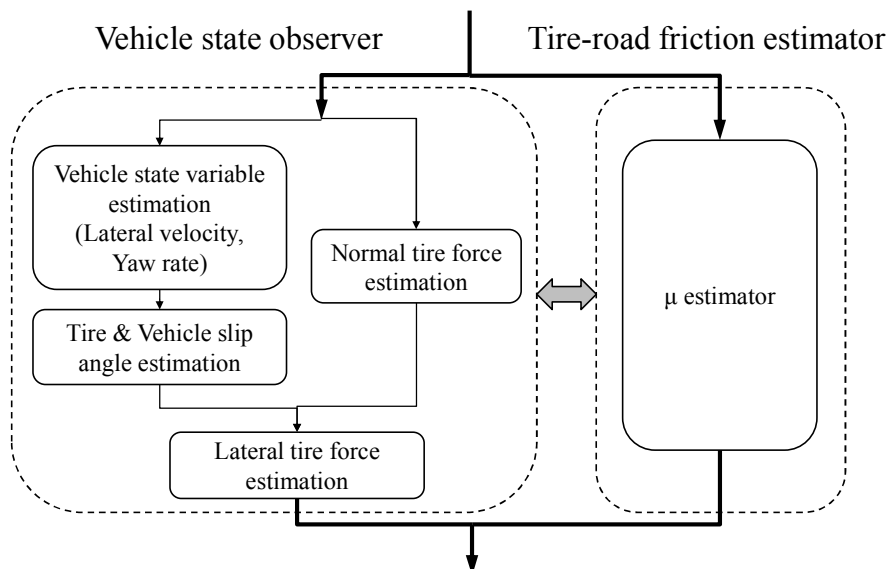
(出典 : Das, Singh (2014) Fig.16)

図 3.24 未知入力オブザーバとカルマンフィルタの比較

非線形システムに適用できる拡張カルマンフィルタをビークルの位置推定に用いて良好な推定結果が得られることを示している。正確な位置推定のためにはタイヤと路面との摩擦力やビークルにかかるトラクションなどの情報が必要だが現実には難しい。それを拡張カルマンフィルタにより解決している。図 3.25 にビークルの位置を推定するシステムの概要を示す。

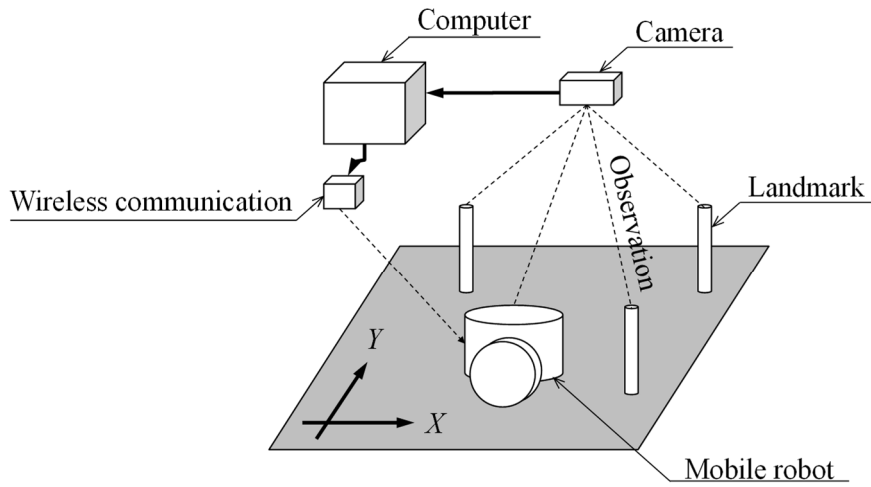
一方，森本，滑川[32]も拡張カルマンフィルタを用いて移動ロボットの自己位置推定について報告している。図 3.26 に自己位置推定の実験システムを示す。

時間軸における推定だけでなく，空間に対する状態推定に拡張して適用した例もある。図 3.27 に，加藤，川原[33]らが提案した河口流域を有限要素法によりメッシュ分割した例を示す。カルマンフィルタを用いて防災に向けた河川の水量を推定している。ただし，カルマンフィルタだけでは空間の認識ができないため，有限要素法を組み合わせている。観測点 1 から 4 において観測した水位を用い観測点 5 の水位を推定すると，推定値と観測値が良く一致すると述べている。



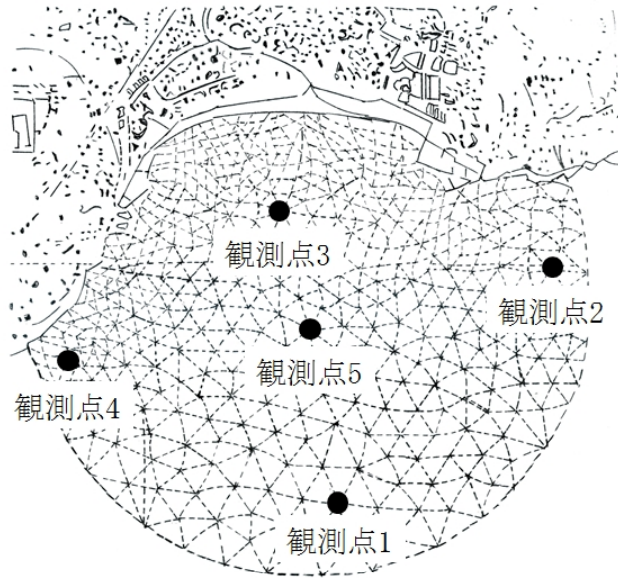
(出典：Kwak, Park (2001) Fig.1)

図 3.25 位置推定のための状態推定システムの構造



(出典：森本，滑川(2009) Fig.8)

図 3.26 自己位置推定実験システムの概要



(出典：加藤，川原(2005) Fig.6)

図 3.27 潮流推定のための有言要素法によるメッシュ分割

3.3.6 非線形オブザーバ

推定対象となるシステムが必ず線形系とは限らない.むしろ,非線形系であることのほうが多い.動作領域が狭い場合には動作点近傍にて線形近似すること

で線形システムを対象としたオブザーバを適用できる。しかし、非線形系のまま取り扱わなければならない場合もある。一般の非線形システムに対するオブザーバの設計は困難であるが、非線形性を限定したときのオブザーバについては研究成果がある。ここでは、指数減衰形オブザーバについて簡単に記す。推定対象のシステムが式(3.18)で示されるものとする。

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{f}(\mathbf{x}(t)) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{h}(\mathbf{x}(t))\end{aligned}\tag{3.18}$$

ただし、 $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$ 、 $\mathbf{y} \in \mathbf{R}^m$ であり、関数 \mathbf{f} は連続的に微分可能である。

これに対して、式(3.19)を考える。

$$\dot{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{z}(t)) + \mathbf{g}[\mathbf{y}(t), \mathbf{h}(\mathbf{z}(t))]\tag{3.19}$$

このとき、 $\mathbf{g}[\mathbf{y}(t), \mathbf{h}(\mathbf{z}(t))] = \mathbf{G}[\mathbf{y}(t) - \mathbf{h}(\mathbf{z}(t))]$ が成り立つならば、式(3.19)のシステムに対するオブザーバは式(3.20)で与えられる。

$$\dot{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{z}(t)) + \mathbf{G}[\mathbf{y}(t) - \mathbf{h}(\mathbf{z}(t))]\tag{3.20}$$

このとき、推定誤差 $\mathbf{z}(t) - \mathbf{x}(t)$ は指数的に減衰し、 $t \rightarrow \infty$ で 0 となる。

3.4 まとめ

以上、述べたように状態観測器は数学的な裏付けによって理論を強化しつつ、適用分野を広げてきた。外乱に強く、低コスト化にも有利な状態観測器は制御システムの開発に有用であり、その利用は今後も広がっていくと考えられる。状態観測器の理論を応用し、荷電粒子線装置の課題解決に取り組む。4章にその研究結果を記す。

3.5 参考文献

- [1] D. G. Luenberger: Observers for multivariable systems, *IEEE Transactions on Automatic Control*, **AC-11**, 2(1966), 190.
- [2] D. G. Luenberger: Observing the state of a linear system, *IEEE Transactions on Military Electronics*, **MIL-8**, 2(1964), 74.
- [3] 岩井善太, 井上昭, 川路茂保 : オブザーバ, コロナ社(1988).
- [4] A. Radke, Z. Gao: A survey of state and disturbance observers for practitioners, *2006 American Control Conference*, (2006).
- [5] S. J. Moura, M. Krstic, and N. A. Chaturvedi: Adaptive PDE Observer for Battery SOC/SOH Estimation, *ASME 2012 5th Annual Dynamic Systems and Control Conference Joint with the JSME 2012 11th Motion and Vibration Conference*, (2012), 101.
- [6] M. Guoa, G. Sikkhab, and R. E. Whitea: Single-Particle Model for a Lithium-Ion Cell: Thermal Behavior, *The Electrochemical Society*, (2010).
- [7] M. E. Lakkis, O. Sename, M. Corno, D. Bresch-Pietri: Combined battery SOC/SOH estimation using a nonlinear adaptive observer, *European Control Conference*, (2015).
- [8] 岡田養二, 長坂長彦 : サーボアクチュエータとその制御, コロナ社(1994).
- [9] 野村尚史, 大沢博 : 永久磁石同期電動機のセンサレス制御技術, *富士電機 富士時報*, **75**, 8(2002).
- [10] 長谷川勝 : 電気自動車時代に向けた次世代電動機制御システムの開発, *日比科学技術振興財団 平成 16 年度研究報告書*, (2005), 49.
- [11] M. Hasegawa, Y. Kono, and K. Matsui: Robust Adaptive Full-Order Observer Design Based on γ -Positive Real Problem for Speed Sensorless Vector Controlled

Induction Motors, *Proc. of IECON '03*, (2003), 60.

- [12] 伊藤栄大, 澤田隆之, 鈴木亮一: 未知入力メカニカル系の状態と未知入力の簡易的推定手法の提案, *自動制御連合講演会講演論文集*, **59**, 16(2016), 53.
- [13] 内田健康, 山中一雄: 状態推定の理論, コロナ社(2004).
- [14] 柘植英明, 谷和男, 稲葉昭夫, 棚橋 英樹: ロボット教示高度化のためのセンシング手法に関する研究, *岐阜県情報技術研究所研究報告 ISSN-1345-5923*, (2000).
- [15] D. Wang, K. Y. Lum: Adaptive unknown input observer approach for aircraft actuator fault detection and isolation, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, **21**, 1(2007), 31.
- [16] E. Kiyak, Ö. Çetin, A. Kahvecioğlu: Aircraft sensor fault detection based on unknown input observers, *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*, **80**, 5(2008), 545.
- [17] 井上栄治, 潮俊光: 未知入力オブザーバを用いたカオス通信, *電子情報通信学会論文誌 A 基礎・境界*, **82**, 12(1999), 1801.
- [18] Y. Cho, S. Wang, K. Park: Application of disturbance-observer-type velocity estimator to electroacoustic absorber for noise absorbing, *43rd International Congress on Noise Control Engineering*, (2014).
- [19] 佐藤俊之, 阿部梨恵, 齋藤直樹, 永瀬純也, 嵯峨宣彦: 外乱オブザーバ併用型モデル予測制御による 2 リンク・マニピュレータの制御, *日本機械学会論文集*, **81**, 827(2015).
- [20] X. Chen, J. Yang, C. Guo, and H. Wang: Disturbance observer enhanced model predictive control with experimental studies, *Proceedings of the Second International Conference on Mechanic Automation and Control Engineering*, (2011),

215.

- [21] 村田宏嘉, 岡田拓也, 山平翔太, 原田亮平, 藤井文武: 外乱オブザーバを用いた空気圧駆動関節アシストシステムの制御系の構成, *日本機械学会論文集*, **81**, 824(2015).
- [22] 鶴本勝夫, 小松純也, 繰谷欽吾, 後藤大地: 試作した増速用磁気式遊星・差動歯車装置の性能試験, *日本応用磁気学会誌*, **29**, 3(2005), 316.
- [23] R. G. Montague, C. M. Bingham, K. Atallah: Dual-observer-based position-servo control of a magnetic gear, *IET Electric Power Applications ISSN 1751-8660*, **5**, 9(2011), 708.
- [24] 不破勝彦, 成清辰生, 船橋康行: デュアルオブザーバによる外乱除去制御系の一構成法, *電学論 C*, **121**, 2(2001).
- [25] 森貴彦, 不破勝彦, 神藤久: デュアルオブザーバを併合した周波数依存型最適サーボ系によるフレキシブル倒立振子の位置決め制御, *第47回自動制御連合講演会*, 114(2004).
- [26] 鈴木崇史, 森貴彦, 不破勝彦, 神藤久: デュアルオブザーバを併合したサーボ設計法とその応用, *第48回自動制御連合講演会*, D2-12(2005).
- [27] Y. Yoon, J. Eunsoo, A. Yoo, S. Sul: Dual observers for the disturbance rejection of a motion control system, *IEEE Industry Application Conference 2007. ISSN 0197-2618*, (2007), 256.
- [28] R. E. Kalman, R. S. Bucy: New results in linear filtering and prediction theory, *Transaction on ASME, J. Basic Eng.*, (1961), 95.
- [29] 白石昌武: 入門現代制御理論, 啓学出版(1987).
- [30] M. S. Das, S. K. Singh: State estimation by discrete reduced order UI observer and discrete Kalman filter for linear systems, *International Journal of Advanced*

Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, **3**, 9(2014).

- [31] B. Kwak, Y. Park: Vehicle states observer using adaptive tire-road friction estimator, *JSME International Journal Series C*, **44**, 9(2001).
- [32] 森本祐介, 滑川徹: 拡張カルマンフィルタを用いた移動ロボットの自己位置推定と環境認識, 「運動と振動の制御」シンポジウム講演論文集, (2009), 220.
- [33] 加藤有祐, 川原睦人: カルマンフィルタ有限要素法を用いた実問題の推定, 中央大学理工学研究所論文集, (2005).

4章 荷電粒子線装置の計測と制御

2.3節で考察した荷電粒子線装置を高精度化する研究について述べる。はじめに、真空雰囲気における試料温度の計測および制御方法を示す。次に、振動制御方法を示し、最後に位置決め制御方式を示す。

4.1 温度計測と制御

真空雰囲気における温度の高精度計測と制御について述べる。はじめに真空雰囲気における伝熱特性を明らかにする。次に、真空雰囲気に設置された試料温度を非接触計測する手法を示す。最後に、試料温度を一定に保つ制御方式および実験結果を示す。

4.1.1 真空雰囲気における熱伝達特性

真空雰囲気における温度制御の基本特性を明らかにするために実施した実験結果を示す。図 4.1 に、伝熱特性の実験設備の概略を示す。圧力が 2.1×10^{-2} Pa である真空雰囲気のチャンバ内に試料固定用チャック（以下、チャックと略記）を設置し、その上に試料を固定する。評価用の温度センサとして試料にサーミス

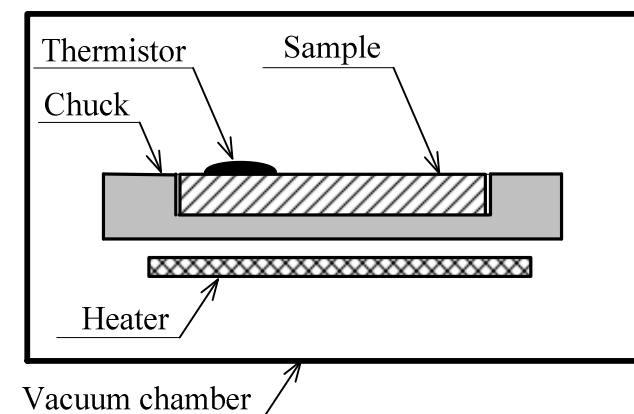


図 4.1 熱伝達特性の実験設備

タを貼り付ける．さらに，出力が 40 W の電熱線ヒータ（以下，ヒータと略記）をチャック下側に設置する．

図 4.2 に，ヒータを用いて試料を加熱したときの試料の温度変化を示す．ヒータをチャックに接触させて直接加熱した場合と，接触させない場合について比較した．前者の場合，飽和温度の 1/2 に達するの時間が 6552 s に対し，接触させない場合においても 6948 s であった．本実験から接触状態モデル[1]に基づき熱コンダクタンスを求めると，接触させた場合は 0.38 W/K，非接触の場合は 0.24 W/K，となった．すなわち，接触させても伝熱効率は向上せず，真空雰囲気においては放射による伝熱が支配的となることがわかる．これは，真空雰囲気においては空気などの熱伝達経路が無く，構成部材や試料との接触部にしか熱伝導が生じないことによる．しかも，接触部においても，表面粗さのために有効接触面積は大きく増加しないため，放射による伝熱が支配的となる．

図 4.3 に試料温度のインパルス応答を示す．ヒータのインパルス入力に対して加熱された後の立ち下がりが非常に遅い．また，到達温度が加熱前まで下がらない．これは，真空雰囲気では試料やチャックの熱が放熱されにくい伝熱特性を示

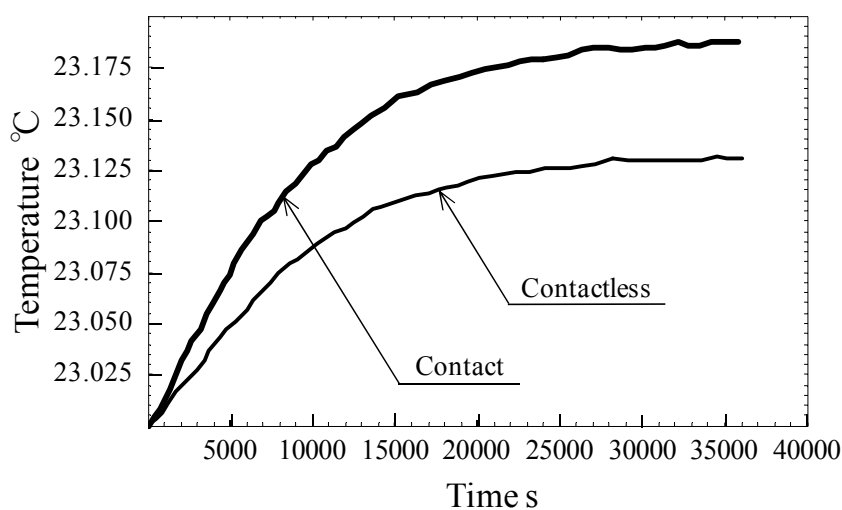


図 4.2 ヒータ加熱による温度変化

している。

図 4.1 の制御対象に PID 補償器を用いたときの制御結果を図 4.4 に示す。実験ではヒータのみ備えているため、オーバシュートすると比例も積分補償器も効果がなく、自然放熱による温度低下を待つだけとなる。一方、温度変化に対する微分補償器の作用により、試料温度が目標値より高いにもかかわらずヒータ出力が生じ、試料が再加熱される。これを間欠的に繰り返した結果、図 4.4 に見ら

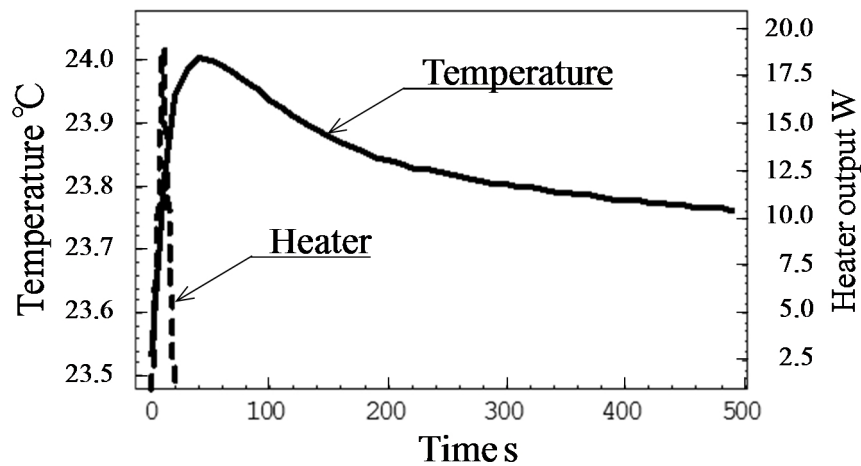


図 4.3 試料温度のインパルス応答

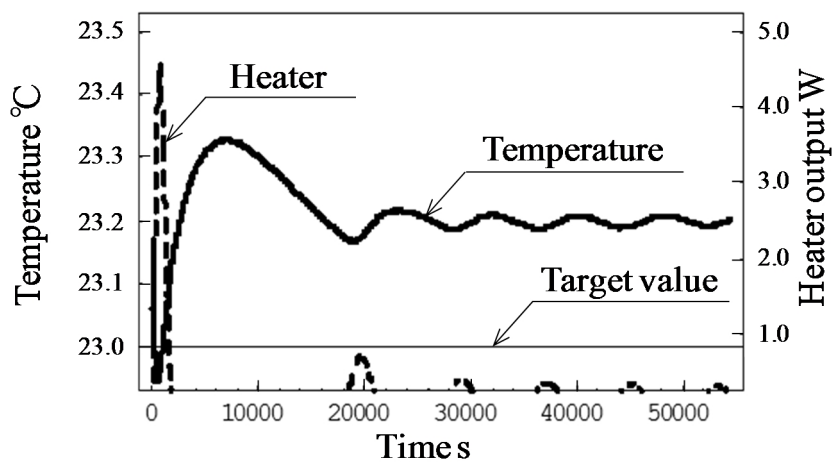


図 4.4 試料温度の PID 制御結果

れる低周波数振動が生じる．この制御対象を目標温度に追従させるには，PID 補償器は低ゲインとなるため，高速な応答は期待できない．

以上，試料加熱，インパルス応答，そして PID 制御実験から，真空雰囲気では放射による熱伝導が支配的である．4.1.2 項以降，これを活用したオブザーバと制御システムの検討結果について述べる．

4.1.2 真空雰囲気の伝熱モデル

試料と白金測温抵抗体（以下，Pt100 と略記）間の伝熱を放射のみとするための装置を構築した．図 4.5 に同装置の概略と Pt100 の詳細を示す．Pt100 からこの根元まで延びるリード線をポリイミド管で覆い，熱絶縁している．そのため，試料と Pt100 間における伝熱は，試料からの熱放射と Pt100 のバイアス電流による自己発熱だけとなる[2]．なお，クリーンルームにおいては Pt100 根元の温度は一定に保たれている．

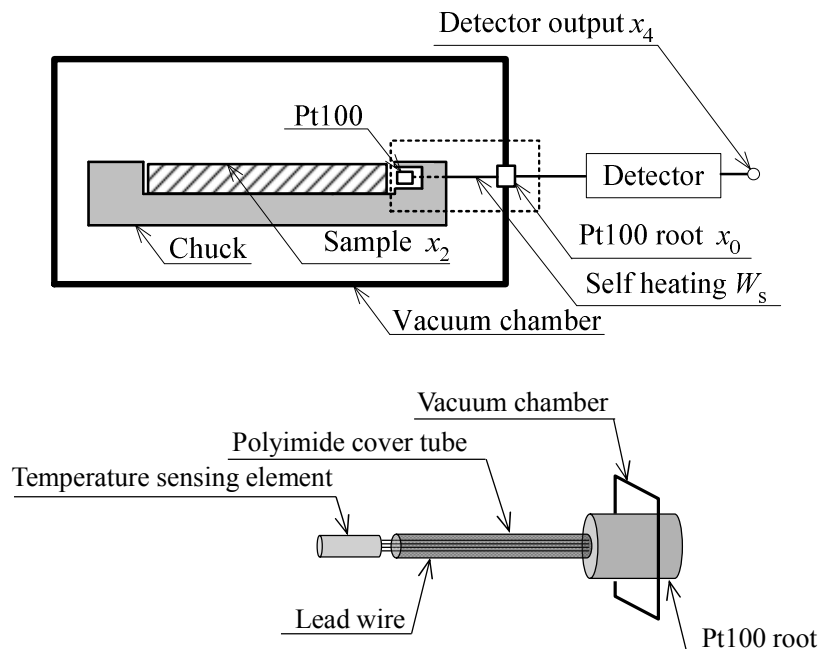


図 4.5 試料温度の非接触システム

このとき、試料と Pt100 間の温度特性は、式(4.1)で与えられる。ただし、 x_4 : Pt100 の検出器出力 [K], x_2 : 試料温度 [K], x_0 : Pt100 の根元温度 [K], C_3 : Pt100 の熱容量 [J/K], W_s : Pt100 リード線の自己発熱量 [W], ε : Pt100 の放射率 [-], λ : Pt100 リード線の熱伝導率 [W/mK], l : 検出器から Pt100 根元までの距離 [m], A_0 : Pt100 リード線の断面積 [m²], A_1 : Pt100 の表面積 [m²], δ : ステファンボルツマン定数 [W/m²K⁴], である。

式(4.1)の右辺第 2 項は試料からの放射伝熱, 第 1 と第 3 項は Pt100 の自己発熱による伝導伝熱成分である。これは, 放射伝熱が支配的であることを利用しており, 真空雰囲気での計測に適する。

$$C_3 \dot{x}_4 = W_s - \delta A_1 \varepsilon (x_4^4 - x_2^4) - \lambda \frac{A_0}{l} (x_4 - x_0) \quad (4.1)$$

ここで, 図 4.5 の非接触温度センサの構造から物理定数は表 4.1 に示すとおりとなった。

表 4.1 物理パラメータ

Symbol	Value	Unit
x_0	296	K
δ	5.67×10^{-8}	W/m ² K ⁴
C_3	0.0238	J/K
W_s	1.0×10^{-4}	W
ε	0.5	-
λ	71.4	W/mK
l	0.025	m
A_0	20.11×10^{-9}	m ²
A_1	31.42×10^{-6}	m ²

次に, チャンバ内における伝熱特性を利用して式(4.1)を線形化する。まず, 式(4.2)の関係を用いて式(4.1)を変形する。

$$x_4^4 - x_2^4 = (x_4^2 + x_2^2)(x_4 + x_2)(x_4 - x_2) \quad (4.2)$$

このとき, x_2, x_4 の温度変化量は絶対値に比べて小さいため, $S = (x_4^2 + x_2^2)(x_4 + x_2)$

は一定と考えることができ、 $x_4 - x_2 \approx S(x_4 - x_2)$ と線形近似できる。この結果から式(4.3)を得る。

$$C_3 \dot{x}_4 = W_s - (K_4 + K_2)x_4 + K_4 x_2 + K_2 x_0 \quad (4.3)$$

ただし、 $K_2 = \lambda A_0 / l$ 、 $K_4 = \delta A_1 \varepsilon S$ であり、 K_2 : 検出器・Pt100 根元間の熱伝達係数 [W/K]、 K_4 : 試料・センサ間の熱伝達係数 [W/K]である。計算より各熱伝達係数は表 4.2 のとおりとなる。

表 4.2 熱伝達係数

Symbol	Value	Unit
K_2	5.7×10^{-5}	W/K
K_4	9.12×10^{-5}	W/K

式(4.3)から、Pt100 の根元温度 x_0 は一定のため、検出器出力 x_4 と試料温度 x_2 の関係は 1 次遅れ要素として近似できる。

4.1.3 未知入力オブザーバによる試料温度の推定

フィードバック（以下、FB と略記）補償により試料温度を推定する方法について提案する。まず、検出器出力 x_4 と試料温度 x_2 間の伝達関数を得るため、式(4.4)の変数変換を式(4.3)に施し、式(4.5)を得る。

$$x_2 = x_{2n} - q_0 \quad (4.4)$$

$$C_3 \dot{x}_4 = -(K_4 + K_2)x_4 + K_4 x_{2n} \quad (4.5)$$

このとき、 q_0 は次に示す定数である。

$$q_0 = \frac{K_2 x_0 + W_s}{K_4}$$

定数 q_0 は、式(4.3)において検出器出力 x_4 とその微分値 \dot{x}_4 が零のときの試料温度 x_2 を示している。すなわち、検出器出力 x_4 が 0K で平衡したときのオフセット量である。式(4.5)は、検出器出力値 x_4 と、オフセット量 q_0 を除いた温度 x_{2n} の関係を示す。試料温度 x_2 の代わりに温度 x_{2n} を推定しても、定数 q_0 を減算すれば容易に試料温度 x_2 を得る。

次に、式(4.5)の両辺をラプラス変換し、伝達関数 $P_n(s)$ として式(4.6)を得る。ここで、 s はラプラス演算子である。

$$P_n(s) = \frac{X_4(s)}{X_{2n}(s)} = \frac{K_4}{C_3s + K_4 + K_2} \quad (4.6)$$

いま求めたい検出器出力値 x_4 から温度 x_{2n} までの伝達関数は、式(4.6)の逆システム $P_n^{-1}(s)$ である。しかし、式(4.6)から伝達関数 $P_n^{-1}(s)$ はプロパでない。これに対し、試料温度の安定な推定を実現するため、図 4.6 に示す FB によるオブザーバを構築する。図 4.6 によれば、試料温度 $X_2(s)$ は Pt100 検出器 $P(s)$ を通じ、検出器出力 $X_4(s)$ として観測される。オブザーバは Pt100 検出器のノミナルモデル $P_n(s)$ の出力 $\hat{X}_4(s)$ と

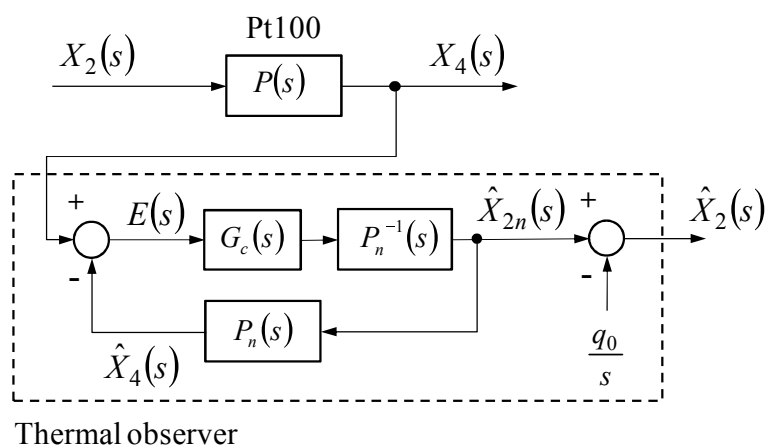


図 4.6 提案する試料温度のオブザーバ

$X_4(s)$ の偏差 $E(s)$ を零にするようFB制御する。 $P_n(s)$ が $P(s)$ と等しいとき、偏差 $E(s)$ が零になったときの $P_n(s)$ への入力 $\hat{X}_{2n}(s)$ が試料温度 $X_{2n}(s)$ に等しくなる。 推定値 $\hat{X}_{2n}(s)$ から定数 q_0 を減算すると試料温度 $X_2(s)$ の推定値 $\hat{X}_2(s)$ を得る。 図4.6より、閉ループ系の伝達関数は式(4.7)となる。

$$\frac{\hat{X}_{2n}(s)}{X_4(s)} = \frac{G_c(s)}{1+G_c(s)} \cdot \frac{C_3s+K_4+K_2}{K_4} \quad (4.7)$$

次に、オブザーバによる温度推定の応答特性について述べる。 まず、推定誤差 $E(s) = X_4(s) - \hat{X}_4(s)$ について考察する。 図4.6より式(4.8)を得る。

$$E(s) = \frac{X_4(s)}{1+G_c(s)} \quad (4.8)$$

検出器出力 $X_4(s)$ のステップ変化に対する推定誤差 $E(s)$ の最終値は、最終値定理より式(4.9)となる。

$$e(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1+G_c(s)} = \frac{1}{1+\lim_{s \rightarrow 0} G_c(s)} \quad (4.9)$$

このとき、 $|G_c(0)|$ が大きければ推定誤差 $e(\infty)$ は零に漸近し、 $G_c(s)$ が積分器を含むと $e(\infty)$ は零になる。

次に、試料温度の推定値 $\hat{X}_{2n}(s)$ について考察する。 単位ステップ入力 $X_4(s)=1/s$ に対する推定値 $\hat{X}_{2n}(s)$ の最終値 $\hat{x}_{2n}(\infty)$ は最終値定理から式(4.10)となる。

$$\hat{x}_{2n}(\infty) = \frac{\lim_{s \rightarrow 0} G_c(s)}{1+\lim_{s \rightarrow 0} G_c(s)} \cdot \frac{K_4+K_2}{K_4} \quad (4.10)$$

このとき、 $1 \ll G_c(0)$ であれば最終値 $\hat{x}_{2n}(\infty)$ は $(K_4+K_2)/K_4$ に収束する。 この結果は式(4.5)

において $\dot{x}_4=0$ としたときの最終状態と一致する. 以上のことから, 式(4.7)のオブザーバは試料温度 $X_2(s)$ を推定できる.

次に, オブザーバに設けられた補償器 $G_c(s)$ の設計について述べる. オブザーバの閉ループ特性は安定でなければならない. また, 温度推定の速さは閉ループの極配置によって決定されるので, 安定かつ十分速くなるように補償器 $G_c(s)$ を決定しなければならない.

式(4.7)より, 閉ループ特性を厳密にプロパにするには, 補償器 $G_c(s)$ は2次以上の伝達関数でなければならない. また, 定常推定誤差を零にするため, オブザーバを1型としなければならない. この条件から, 閉ループの極 λ が式(4.11)となるよう, 補償器 $G_c(s)$ の伝達関数を式(4.12)とした.

$$\lambda = \frac{-p_0 \pm \sqrt{p_0^2 - 4K_c p_0}}{2} \quad (4.11)$$

$$G_c(s) = \frac{K_c}{s} \cdot \frac{p_0}{(s+p_0)} \quad (4.12)$$

これを式(4.7)に代入して式(4.13)を得る. 式(4.13)において, 極 λ の実部が負であるように K_c, p_0 を選べば閉ループ特性は安定である.

$$\frac{\hat{X}_{2n}(s)}{X_4(s)} = \frac{K_c p_0}{K_4} \cdot \frac{C_3 s + (K_4 + K_2)}{s^2 + p_0 s + K_c p_0} \quad (4.13)$$

なお, 提案するオブザーバは検出器の出力値 x_4 と Pt100 の特性 $P_n(s)$ から試料温度 x_2 を推定する未知入力オブザーバの構成となっている[3].

4.1.4 離散系の非接触温度推定器

4.1.3 項におけるオブザーバは連続系システムとして設計したが, 産業応用においては離散系システムが実用的である. そのため, 式(4.14)に示す双一次変換によりオ

ブザーバを離散化する．ここで， z は遅延演算子， T_s はサンプリング周期 [s] である．

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.14)$$

このとき，チャンバ内の温度が変化する時間に比べてオブザーバのサンプリング周期 T_s が十分速いため，離散化に伴う周波数遷移は無視できる．式(4.15)は離散化したパルス伝達関数である．

$$\frac{\hat{X}_{2n}(z)}{X_4(z)} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (4.15)$$

ここで，各係数は以下のとおりである．

$$a_0 = \frac{K_c p_0 (2C_3 T_s + (K_4 + K_2) T_s^2)}{K_4 (4 + 2p_0 T_s + K_c p_0 T_s^2)}, \quad a_1 = \frac{2K_c p_0 (K_4 + K_2) T_s^2}{K_4 (4 + 2p_0 T_s + K_c p_0 T_s^2)}, \quad a_2 = \frac{K_c p_0 (-2T_s C_3 + T_s^2 (K_4 + K_2))}{K_4 (4 + 2T_s p_0 + T_s^2 K_c p_0)},$$

$$b_1 = \frac{-8 + 2K_c p_0 T_s^2}{4 + 2p_0 T_s + K_c p_0 T_s^2}, \quad b_2 = \frac{4 - 2p_0 T_s + K_c p_0 T_s^2}{4 + 2p_0 T_s + K_c p_0 T_s^2}$$

4.1.5 非接触温度推定器の実験結果

図 4.7 に，チャンバ内に設置した試料の温度を推定する実験結果を示す．試料温度

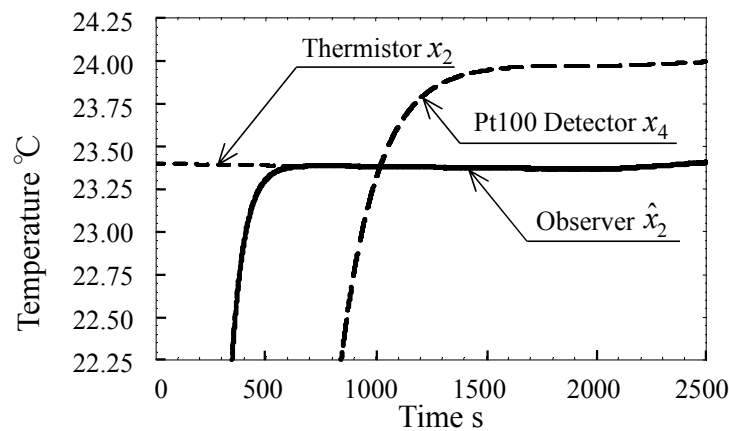


図 4.7 非接触温度推定器の実験結果

x_2 は試料に接触させたサーミスタを用いてオブザーバとは独立に測定している。いま、 23.4°C である試料温度 x_2 について、 0 s に Pt100 検出器は測定を、オブザーバは推定を開始する。Pt100 検出器の出力 x_4 は x_2 を超えて 24.0°C を示し、 x_2 と大きく異なる。一方、推定値 \hat{x}_2 は x_2 に漸近し、推定開始後の約 700 s で x_2 と一致し、その後は良好に追従している。これにより、本提案のオブザーバが十分な推定性能を有することを確認できた。

4.1.6 温度制御システムと伝熱モデル

4.1.5 項にて性能確認できた非接触温度推定器を用いた真空雰囲気における精密温度制御方式について述べる。図 4.8 にチャンバ内の温度制御を実現する温度制御システムの写真を示す。上部に設けた窓からランプによってチャンバ内に熱を供給することで温度を制御する。4.1.1 項で述べたように真空雰囲気では放射伝熱が支配的であるため、ランプによる放射熱を用いることが適している。ここで、チャンバ内は $2.2 \times 10^{-2}\text{ Pa}$ の真空雰囲気である。図 4.8 の模式図が図 4.9 である。ここで、チャック温度が $x_1\text{ [K]}$ 、チャンバ側壁温度が $x_3\text{ [K]}$ 、試料およびチャックへの各入熱量が W

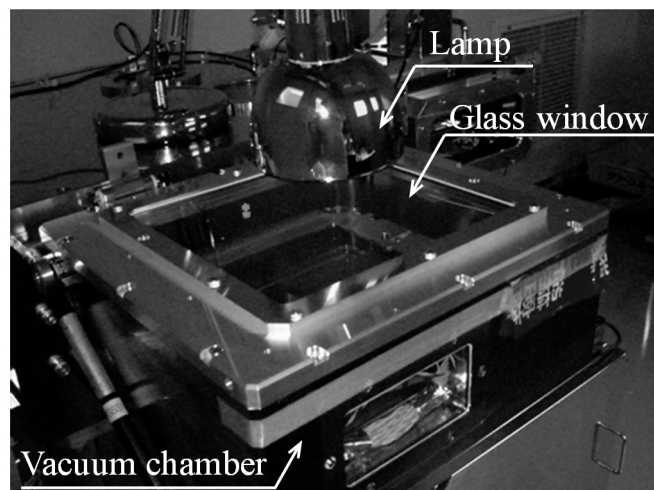


図 4.8 真空雰囲気の精密温度制御システム

[W], W_2 [W]である. 図 4.9 において, チャンバ・試料間の熱抵抗を R_1 [K/W], チャンバ・チャック間の熱抵抗を R_3 [K/W], 試料・チャック間の熱抵抗を R_2 [K/W], チャック, 試料の熱容量をそれぞれ C_1 [J/K], C_2 [J/K]とすると, 図 4.10 に示す伝熱モデルが構成される[4]. このとき, チャンバ側壁の温度 x_3 は空調器および水冷却器によって一定に保たれている. これより, 式(4.16)の熱伝導方程式を得る.

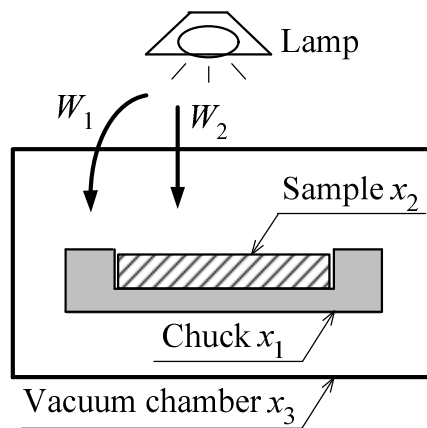


図 4.9 精密温度制御システムの模式図

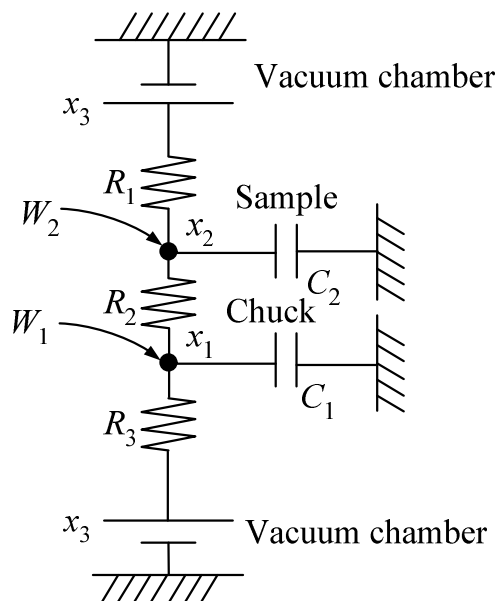


図 4.10 精密温度制御システムの伝熱モデル

$$\begin{cases} C_1 \dot{x}_1 = W_1 + R_2(x_2^4 - x_1^4) - R_3(x_1^4 - x_3^4) \\ C_2 \dot{x}_2 = W_2 - R_1(x_2^4 - x_3^4) - R_2(x_2^4 - x_1^4) \end{cases} \quad (4.16)$$

ただし, R_1, R_2, R_3 は次のとおりである.

$$R_1 = \frac{\sigma A_2}{\frac{1}{\varepsilon_1} + \frac{1}{\varepsilon_T} - 1}, \quad R_2 = \frac{\sigma A_2}{\frac{1}{\varepsilon_1} + \frac{1}{\varepsilon_2} - 1}, \quad R_3 = \frac{\sigma A_3}{\frac{1}{\varepsilon_2} + \frac{A_3}{A_4} \left(\frac{1}{\varepsilon_T} - 1 \right)}$$

ここで, ε_1 は試料の熱放射率 [-], ε_2 はチャックの熱放射率 [-], ε_T はチャンバ壁の熱放射率 [-], A_2 は試料の表面積 [m^2], A_3 はチャックの表面積 [m^2], A_4 はチャンバ壁の表面積 [m^2], である. 表 4.3 に, これらの物理定数を示す.

表 4.3 精密温度制御システムの物理定数

Symbol	Value	Unit
C_1	1363.25	Wh/K
C_2	468.0	Wh/K
ε_1	1.0	-
ε_2	0.5	-
ε_T	0.5	-
A_2	0.07065	m^2
A_3	0.09	m^2
A_4	0.55	m^2

式(4.16)は, 試料, チャックおよびチャンバ壁の間の放射伝熱に基づいているため, 真空雰囲気での温度制御に適している.

式(4.16)から, チャック温度 x_1 と試料温度 x_2 は連成している. そのため, 試料温度 x_2 だけの出力 FB による制御では良好な追従性は期待できない. そこで, 状態 FB を用いて x_1 および x_2 を制御する.

4.1.7 線形モデル

式(4.16)の熱伝導モデルは非線形方程式である. そこで, 熱伝導方程式を式(4.2)

と同様の手法で線形近似して式(4.17)である.

$$\begin{cases} C_1 \dot{x}_1 = W_1 - (R_2 + R_3)S_2 x_1 + R_2 S_2 x_2 + R_3 S_3 x_3 \\ C_2 \dot{x}_2 = W_2 - (R_1 + R_2)S_1 x_2 + R_2 S_2 x_1 + R_1 S_1 x_3 \end{cases} \quad (4.17)$$

ここで, 定数 S_1, S_2, S_3 は次のとおりである.

$$S_1 = (x_2^2 + x_3^2)(x_2 + x_3), \quad S_2 = (x_1^2 + x_2^2)(x_1 + x_2), \quad S_3 = (x_1^2 + x_3^2)(x_1 + x_3)$$

また, 1 個のランプをもって温度制御する場合, 式(4.17)における各入熱量 W_1, W_2 は同一の w に比例することを考慮すると式(4.18)を得る. ただし, 定数 K_{10} [-], K_{20} [-] はチャックおよび試料に対する入熱効率である.

$$\begin{cases} C_1 \dot{x}_1 = K_{10} w - (R_2 + R_3)S_2 x_1 + R_2 S_2 x_2 + R_3 S_3 x_3 \\ C_2 \dot{x}_2 = K_{20} w + R_2 S_2 x_1 - (R_1 + R_2)S_1 x_2 + R_1 S_1 x_3 \end{cases} \quad (4.18)$$

さらに, チャンバ壁温度 x_3 は一定のため, 式(4.19)の変数変換を施すことで厳密にプロパな線形モデルを得る.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} x_{1n} \\ x_{2n} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -(R_2 + R_3)S_2 & R_2 S_2 \\ R_2 S_2 & -(R_1 + R_2)S_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} R_3 S_3 x_3 \\ R_1 S_1 x_3 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} x_{1n} \\ x_{2n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.19)$$

ここで, オフセット量 q_1, q_2 はいずれも次に示す定数である.

$$q_1 = -\frac{S_1}{S_2} \cdot \frac{(R_1 R_2 S_2 + (R_1 + R_2)R_3 S_3)x_3}{(R_1 + R_2)(R_2 + R_3)S_1 - R_2^2 S_2}, \quad q_2 = -\frac{(R_2 R_3 S_3 + (R_2 + R_3)R_1 S_1)x_3}{(R_1 + R_2)(R_2 + R_3)S_1 - R_2^2 S_2}$$

式(4.19)を(4.18)に代入し, 式(4.20)を得る.

$$\begin{cases} C_1 \dot{x}_{1n} = K_{10} w + R_2 S_2 x_{2n} - (R_2 + R_3)S_2 x_{1n} \\ C_2 \dot{x}_{2n} = K_{20} w - (R_1 + R_2)S_1 x_{2n} + R_2 S_2 x_{1n} \end{cases} \quad (4.20)$$

式(4.20)の結果より，チャック温度 x_1 ，試料温度 x_2 の代わりに x_{1n} ， x_{2n} を制御することを考える． x_1 と x_{1n} ， x_2 と x_{2n} はそれぞれオフセット量 q_1 ， q_2 の差分のみであるから状態量の変換は容易である．制御出力を試料温度 x_{2n} ，状態量を $\mathbf{X}(t)$ として状態方程式として式(4.21)を得る．このとき，状態量 $\mathbf{X}(t)=[x_{1n}(t), x_{2n}(t)]^T$ とする．

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}w(t) \\ x_{2n}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \end{cases} \quad (4.21)$$

ここで， \mathbf{A} ， \mathbf{B} ， \mathbf{C} は次のとおりである．

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{(R_2 + R_3)S_2}{C_1} & \frac{R_2S_2}{C_1} \\ \frac{R_2S_2}{C_2} & -\frac{(R_1 + R_2)S_1}{C_2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{K_{10}}{C_1} \\ \frac{K_{20}}{C_2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = [0 \quad 1]$$

4.1.8 サーボ系

目標温度 r [K] に対する定常偏差を零とするため，図 4.11 の拡大系を考える．状態量を $\mathbf{X}_w(t)=[x_{1n}(t), x_{2n}(t), z(t)]^T$ とおいて拡大系の状態方程式として式(4.22)を得る．

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}_w(t) = \mathbf{A}_w\mathbf{X}_w(t) + \mathbf{B}_w w(t) + \mathbf{B}_r r(t) \\ x_{2n}(t) = \mathbf{C}_w\mathbf{X}_w(t) \end{cases} \quad (4.22)$$

ここで， \mathbf{A}_w ， \mathbf{B}_w ， \mathbf{C}_w ， \mathbf{B}_r は次のとおりである．

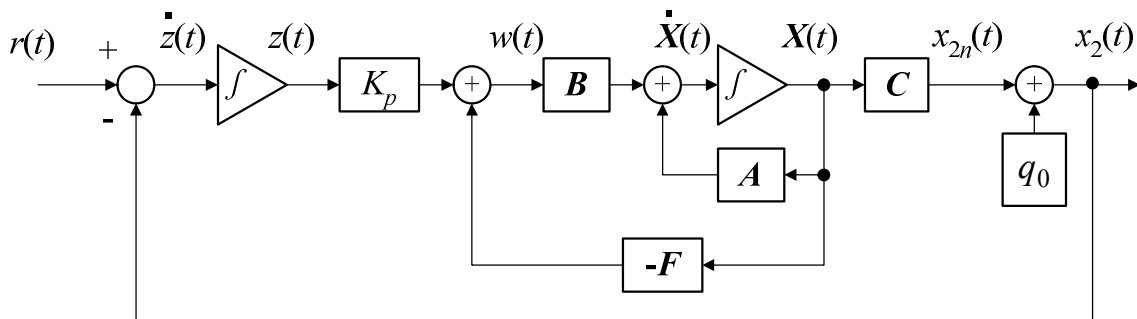


図 4.11 拡大系のブロック線図

$$A_w = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}, \quad B_w = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_w = [C \ 0], \quad B_r = [0 \ 0 \ 1]^T$$

状態FBのFBゲイン $F_s = [F \ K_p]$ を決定するためにLQ制御則を用いる。評価関数 J として、式(4.23)の2次形式評価関数を考える。ただし、 Q は半正定行列、 R は正定数である。

$$J = \int_0^{\infty} (X_w^T Q X_w + R w^2) dt \quad (4.23)$$

このとき、評価関数 J を最小にするFBゲインは $F_s = R^{-1} B_w^T P$ である。ここで、 P はRiccati方程式を満たす唯一正定解である。数値シミュレーションにより、重み Q 、 R およびFBゲイン F_s を次のように決定した。

$$Q = \begin{bmatrix} 1.7 \times 10^8 & 0 & 0 \\ 0 & 1.1 \times 10^6 & 0 \\ 0 & 0 & 40.0 \end{bmatrix}, \quad R = 1.0, \quad F_s = [13360.5420 \ 569.6257 \ 6.3246]$$

拡大状態FB系における状態量 $X_w(t)$ のうちチャック温度 $x_1(t)$ 、偏差量積分値 $z(t)$ は観測可能である。試料温度 $x_2(t)$ には4.2節で述べたオブザーバの推定値 $\hat{x}_2(t)$ を用いる。すると、図4.12に示すオブザーバを用いた温度制御システムが構築できる。なお、温度制御手法ではLQ制御則を用いているため、ロバストであることは既知である。

4.1.9 シミュレーションと実験結果

図4.13に、状態FBを施した状態にあつて、 0.1°C のステップ入力に対する試料温度のシミュレーション（実線）と実験（破線）結果を示す。シミュレーションによるチャック温度は実験結果のそれより温度低下が速いが、温度変化の傾向はとらえている。この差異は入熱効率 K_{10} のモデル化誤差が原因と考えられる。試料温度については、シミュレーションと実験結果が良く一致している。 0.1°C と大きいステップ幅に

もかわらず、安定に制御できることが確認できた。

4.1.10 温度制御の実験結果

真空雰囲気においてオブザーバと温度制御の性能を確認した実験結果について述べる。図 4.14 に温度制御システムの概略を示す。チャンバの中にチャック、試料を設置し、それをランプにて加熱する構成である。チャンバ内の圧力は 1.8×10^{-2} Pa の真空雰囲気であり、Pt100 とチャック温度 x_2 の計測用サーミスタを備える。さらに、

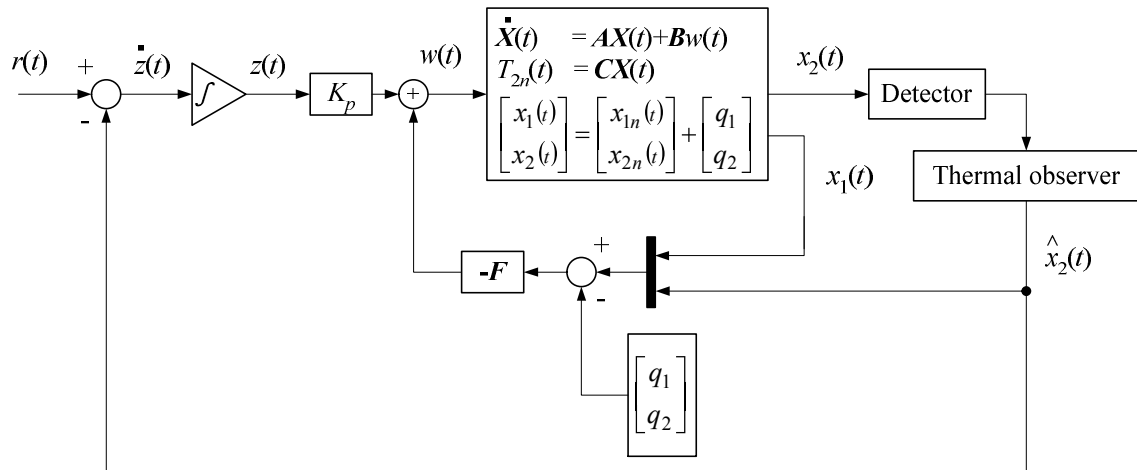


図 4.12 温度オブザーバとサーボ系を併合したブロック線図

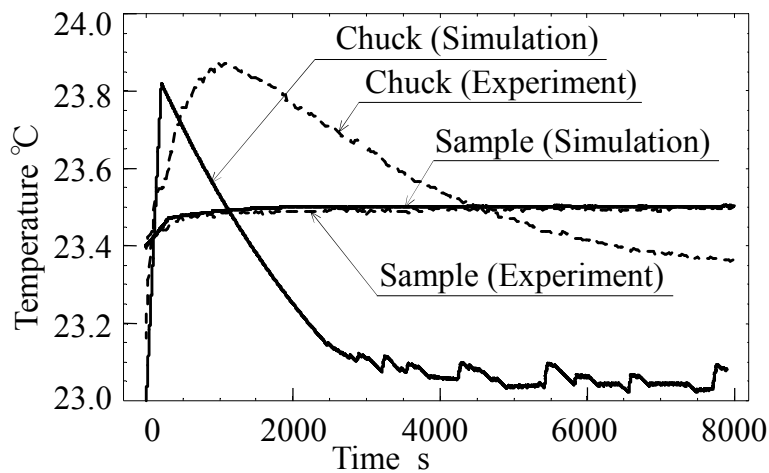


図 4.13 シミュレーションと実験結果の比較

試料に評価用サーミスタを貼り付ける。デジタル制御器であるマイクロコンピュータには、Pt100、チャック温度計測用サーミスタ、評価用サーミスタ、そして加熱用ランプを接続している。同制御器は 450 ms のサンプリング周期で動作する。制御実験の結果を図 4.15 に示す。非接触計測している Pt100 は評価用サーミスタと異なる計測結果にもかかわらず、オブザーバの出力結果は同サーミスタと良く一致している。具体的に、 0.01°C のステップ応答において、 0.002°C の精度にて追従できている。

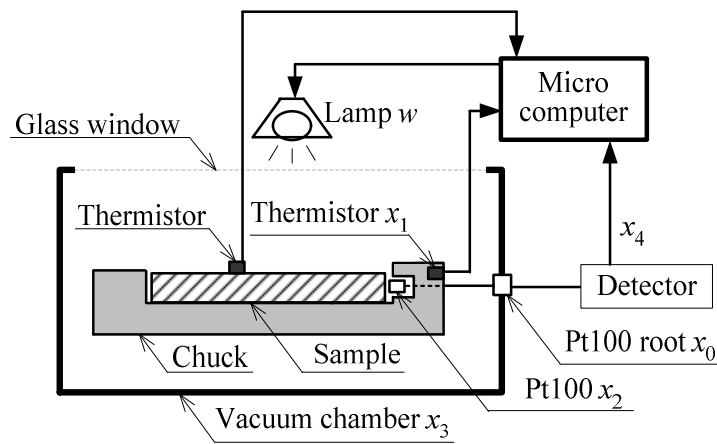


図 4.14 精密温度制御システムの概要

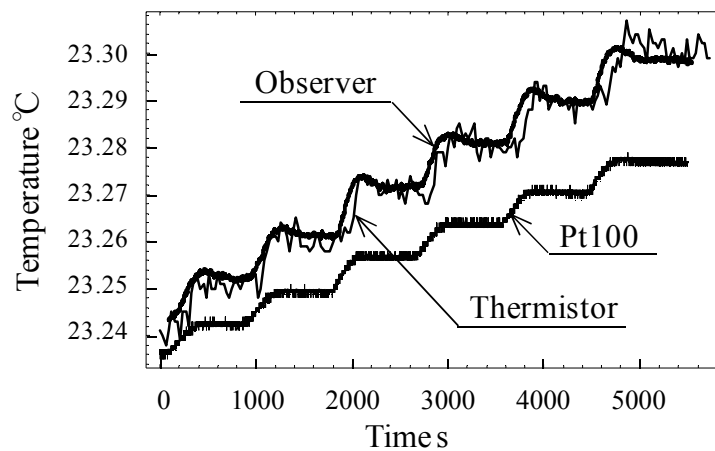


図 4.15 精密温度制御の実験結果

4.2 アクティブ除振制御

外乱振動を抑制する研究について述べる。特に、荷電粒子線装置において低コストで実現可能な高精度振動制御方式を提案する。まず、荷電粒子線装置の構成とカラム振動を示す。その後、磁場変動を発生させることなくカラムの振動を推定するオブザーバを提案する。次に、オブザーバの出力をFB制御する制振方式を提案する。このとき、チャンバとカラム振動の両方を改善するためのフィードフォワード(以下、FFと略記)制御と状態フィードバック制御の併用方式を提案する。さらに、荷電粒子線装置の設置環境に応じて変更可能な調整パラメータの導入について述べる。最後に、制振性能の実験結果を示す。

4.2.1 荷電粒子線装置の構成

除振台の構成と特性を示し、特徴および課題を明らかにする。まず、荷電粒子線装

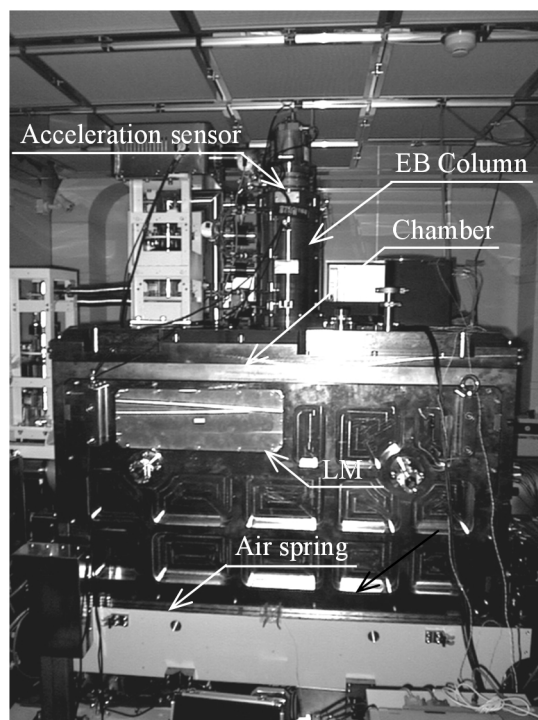


図 4.16 実験に用いた荷電粒子線装置

置の構成を示し、次に除振台の構成と特徴について述べる。図 4.16 に荷電粒子線装置の写真を示す。表 4.4 に同装置の緒元を示す。写真および諸元からわかるように荷電粒子線装置は大質量で大型である。同装置には、振動抑制性能を評価するための加速度センサを設置している。表 4.5 に同センサの仕様を示す。除振台がチャンバ下部に設けられており、荷電粒子線装置に作用する振動を抑制する。

表 4.4 荷電粒子線装置の諸元

Description	Value	Unit
Mass of chamber m	8000	kg
Mass of column m_c	300	kg
Mass of stage m_s	150	kg
Dimension(W)	2000	mm
Dimension(H)	2500	mm
Dimension(D)	3000	mm

表 4.5 加速度センサの仕様

Description	Value	Unit
Resolution	6.9×10^{-6}	m/s^2
Frequency response	DC - 200	Hz

4.2.2 除振台の構成

図 4.17 に荷電粒子線装置における除振台の概略構成を示す。ステージの駆動反力によるカラムとチャンバの振動が荷電粒子線の照射精度に影響する主な移動方向である y 軸および x 軸周りの θ_x 軸について述べる。荷電粒子線装置の下部および側面を柔軟な空気ばねで支持している。また、鉛直方向 z 軸、水平方向 y 軸に LM を設置している。ステージによる駆動反力を相殺するため、LM をカウンタフォースとして利用している。チャンバは重心位置を原点とした水平方向 y 軸、回転方向 θ_x 軸に変位する。ステージの重心位置はチャンバのそれと同じ高さ、LM の作用位置はチャン

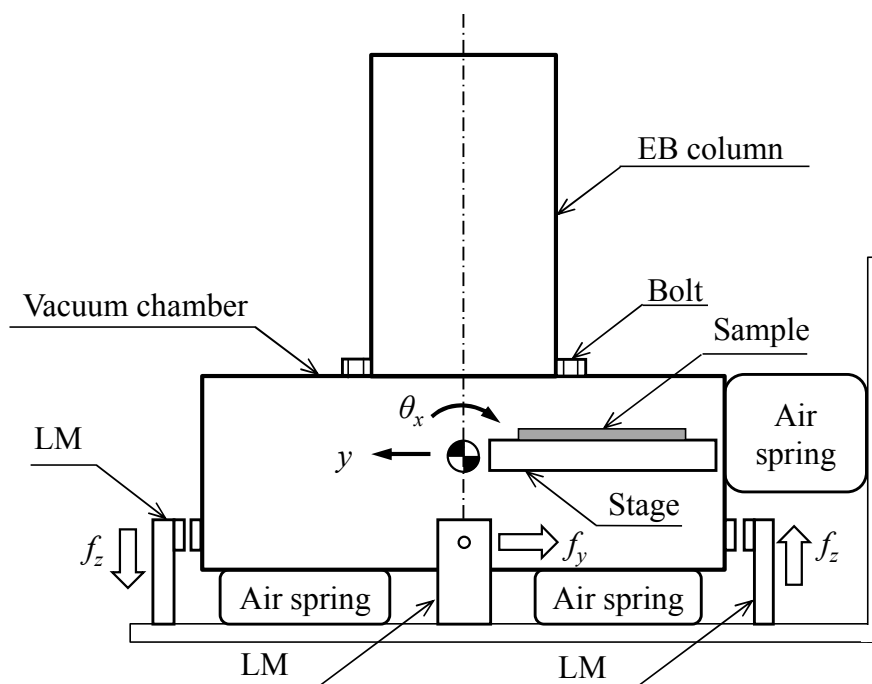


図 4.17 アクティブ除振台の概略図

バの重心位置より下部にある。チャンバとカラムはボルトによって締結されている。図 4.17 で示した除振台の制御系は、直動外乱を相殺するための LM による FF 制御器と、地動外乱を抑制するための空気ばねによる FB 制御器から構成されている。FB 制御の補償器として PI 制御を用いている。よく知られているように空気ばねを用いた FB 制御系は地動外乱の除去に適しているが、直動外乱には弱い。FF 制御方式は直動外乱が発生している間しか作用しないため、ステージの駆動終了後に電子線を照射するステップ&リピート方式の荷電粒子線装置では十分な効果が得られない。

4.2.3 電子線カラムの振動

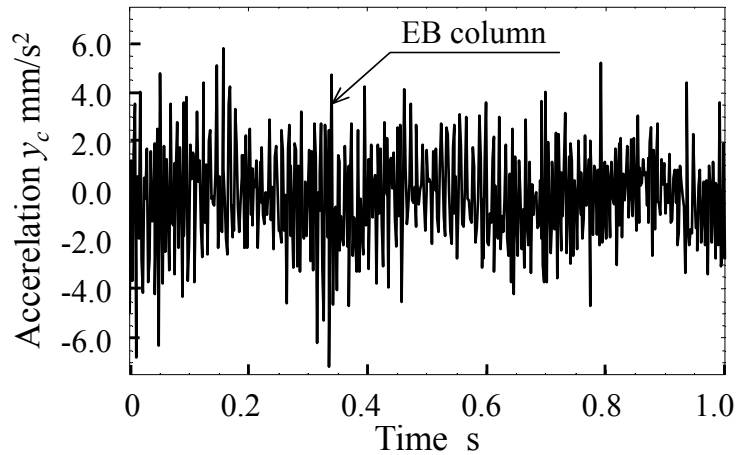
カラムの振動について述べる。カラムは 1.2.2 項で述べたようにチャンバとボルトで締結されているために連成振動を示す。カラムの頭頂部に取り付けた加速度センサにより測定した振動の結果を図 4.18 に示す。同図(a)は測定した時間波形、(b)は同図(a)のフーリエ変換結果である。測定のサンプリング周波数は 1 kHz である。

図 4.18(b)より, カラムは 92 Hz で振動している. 4.2.2 項で述べたように空気ばねによる除振台は地動外乱を対象としているため, 高周波数のカラム振動には効果がない.

4.2.4 振動制御方式の検討

4.2.2 項では FB 制御と FF 制御の組み合わせが直動外乱やカラム振動に対して十分な制振効果を得られないことを述べた. これを解決するため, 直動外乱と地

(a) カラム振動の時間波形



(b) カラム振動のフーリエ変換結果

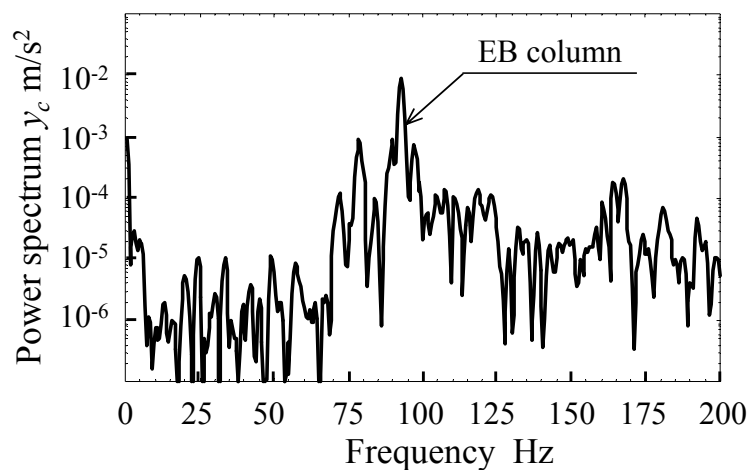


図 4.18 カラムの定常振動

動外乱を同時に制振する振動制御方式を検討する。

4.2.5 除振台モデル

図 4.19 に荷電粒子線装置の振動構造モデルを示す。質量 m のチャンバは床から鉛直方向のばね $k_{\theta x}$ とダンパ $c_{\theta x}$ 、水平方向のばね k_h とダンパ c_h によって支持されている。質量 m_s のステージはチャンバの重心位置と同じ高さを y 軸方向に移動する。質量 m_c のカラムは、チャンバとばね k_{cy} とダンパ c_{cy} によって接続されている。LM は水平 y 軸方向と回転 θ_x 軸方向に制御力 f_y , $f_{\theta x}$ を与える。ただし、 $f_{\theta x}$ の作用点はチャンバの重心位置から距離 L_1 だけ、 f_y の作用点は距離 L_2 だけ離れている。チャンバの水平方向変位を y 、回転方向変位を θ_x 、カラムの水平方向変位を y_c 、そしてステージの y 軸方向変位を y_s とする。

図 4.19 より、線形近似した式(4.24), (4.25), (4.26)の運動方程式を得る。式(4.25)において、 g は重力加速度 [m/s^2]を、右辺第 3 項はステージの移動に伴う偏荷重

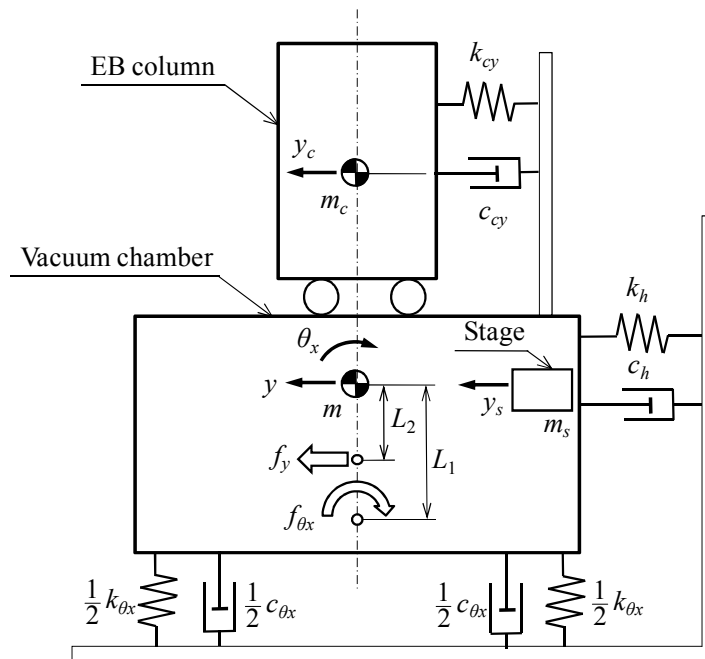


図 4.19 荷電粒子線装置の振動構造モデル

を示している.

$$m\ddot{y} = f_y - L_1 f_{\theta x} + m_s \ddot{y}_s - c_h \dot{y} - k_h y - c_{cy} (\dot{y} - \dot{y}_c) - k_{cy} (y - y_c) \quad (4.24)$$

$$I_{\theta x} \ddot{\theta}_x = f_{\theta x} + L_2 f_y + m_s g \cdot y_s - c_{\theta x} \dot{\theta}_x - k_{\theta x} \theta_x \quad (4.25)$$

$$m_c \ddot{y}_c = -k_{cy} (y_c - y) - c_{cy} (\dot{y}_c - \dot{y}) \quad (4.26)$$

LM への入力電圧を v_y [V], $v_{\theta x}$ [V], LM の推力定数を K_{LM} [N/V] とするとき, LM の動作周波数帯域は十分に高く設計されているので $f_y = K_{LM} \cdot v_y, f_{\theta x} = K_{LM} \cdot v_{\theta x}$ となる. LM の搭載数から式(4.27)を得る.

$$\begin{bmatrix} \dot{f}_y \\ \dot{f}_{\theta x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2K_{LM} & 0 \\ 0 & 4K_{LM} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ v_{\theta x} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

このとき, 機械構造および周波数特性から構造モデルの物理定数を表 4.6 とした.

表 4.6 荷電粒子線装置の物理パラメータ

Description		Value	Unit
Moment of inertia of chamber	$I_{\theta x}$	2.494×10^3	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
Vertical spring coefficient	$k_{\theta x}$	4.634×10^6	N/m
Vertical damping coefficient	$c_{\theta x}$	3.127×10^3	N·s/m
Horizontal spring coefficient	k_h	1.529×10^6	N/m
Horizontal damping coefficient	c_h	1.843×10^3	N·s/m
Horizontal spring coefficient	k_{cy}	9.48×10^7	N/m
Horizontal damping coefficient	c_{cy}	5.97×10^3	N·s/m
Point of effort	L_1	0.831	m
Point of effort	L_2	0.48	m
Thrust constant	K_{LM}	43.5	N/V

式(4.24), (4.25), (4.26), (4.27)より, 式(4.28)の状態方程式を得る.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\mathbf{U}(t) + \mathbf{B}_s \mathbf{U}_s(t) \\ \mathbf{Y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \end{cases} \quad (4.28)$$

ただし, $A, B, C, X(t), U(t), Y(t), B_s, U_s(t)$ は以下のとおりである. このとき, A, B は部分行列に分解しておく.

$$A = \left[\begin{array}{cc|cc} \hline A_{11} & A_{12} & & \\ \hline A_{21} & A_{22} & & \\ \hline \end{array} \right], \quad B = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$X(t) = [y \quad \theta_x \quad \dot{y} \quad \dot{\theta}_x \mid y_c \quad \dot{y}_c]^T, \quad Y(t) = [y \quad \theta_x \quad \dot{y} \quad \dot{\theta}_x]^T,$$

$$U(t) = [v_y \quad v_{\theta_x}]^T, \quad U_s(t) = \begin{bmatrix} \ddot{y}_s \\ y_s \end{bmatrix},$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -(k_h + k_{cy})/m & 0 & -(c_h + c_{cy})/m & 0 \\ 0 & -k_{\theta x}/I_{\theta x} & 0 & -c_{\theta x}/I_{\theta x} \end{bmatrix},$$

$$A_{12} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ k_{cy}/m & c_{cy}/m \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_{21} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_{cy}/m_c & 0 & c_{cy}/m_c & 0 \end{bmatrix},$$

$$A_{22} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_{cy}/m_c & -c_{cy}/m_c \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 2K_{LM}/m & 2K_{LM}L_2/I_{\theta x} \\ 0 & 0 & -4K_{LM}L_1/m & 4K_{LM}/I_{\theta x} \end{bmatrix}^T,$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_s = \begin{bmatrix} 0 & 0 & m_s/m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g \cdot m_s/I_{\theta x} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

式(4.28)から, 荷電粒子線装置は2入力4出力のシステムとなる. 式(4.28)に含まれる $U_s(t)$ は振動制御系からみるとステージの駆動による外乱である. これを振動制御系では制御できないため, ここでは考えない. これより, $U_s(t)=0$ とする. すると, 式(4.28)の可観測行列の階数は6であるから振動制御系は可観測である.

4.2.6 状態観測器によるカラム振動の推定

4.2.5 項で導いた構造モデルにおいて、観測できる状態量は変位センサ、加速度センサを備えている $\mathbf{Y}(t)$ だけであり、カラムの状態量 $[y_c \ \dot{y}_c]^T$ は観測できない。特に、荷電粒子線装置においてはカラムに装着した振動センサによる磁場変動が電子線照射位置の誤差要因となり、好ましくない。そこで、オブザーバによりカラムの状態量を推定する。 $\mathbf{Y}(t)$ については計測値を用いるほうが高精度であるため、Luenberger の最小次元オブザーバ[5]に基づき、カラムの状態量のみを推定する。カラムの状態量を推定するためにゴピナスの方法を用いる。式(4.29)のとおり、 \mathbf{X} を \mathbf{x}_p と $\boldsymbol{\zeta}$ に分割する。ここで、 $\mathbf{x}_p = [y \ \theta_x \ \dot{y} \ \dot{\theta}_x]^T$ 、 $\boldsymbol{\zeta} = [y_c \ \dot{y}_c]^T$ である。

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p \\ \boldsymbol{\zeta} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

式(4.28) , (4.29)に基づいて式(4.30)の状態方程式を得る。

$$\dot{\boldsymbol{\zeta}} = \mathbf{A}_{22}\boldsymbol{\zeta} + \mathbf{A}_{21}\mathbf{x}_p + \mathbf{B}_2\mathbf{U} \quad (4.30)$$

$\boldsymbol{\zeta}$ を直接推定できないため、 $\mathbf{v} = \boldsymbol{\zeta} - \mathbf{L}\mathbf{x}_p$ を推定する。このとき、 \mathbf{L} はフィードバックゲインであり、以下のとおりである。

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} l_{11} & l_{12} & l_{13} & l_{14} \\ l_{21} & l_{22} & l_{23} & l_{24} \end{bmatrix}$$

すると、式(4.30)から式(4.31)、(4.32)を得る。

$$\dot{\mathbf{v}}(t) = \mathbf{A}_h\mathbf{v}(t) + \mathbf{J}_h\mathbf{x}_p(t) + \mathbf{B}_h\mathbf{U}(t) \quad (4.31)$$

$$\hat{\mathbf{X}}(t) = \mathbf{C}_h\mathbf{v}(t) + \mathbf{D}_h\mathbf{x}_p(t) \quad (4.32)$$

ただし、 $\mathbf{A}_h = \mathbf{A}_{22} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{12}$ 、 $\mathbf{J}_h = \mathbf{A}_{21} - \mathbf{L}\mathbf{A}_{11} + \mathbf{A}_h\mathbf{L}$ 、 $\mathbf{B}_h = \mathbf{B}_2 - \mathbf{L}\mathbf{B}_1$ 、

$$\mathbf{C}_h = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & | & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & | & 0 & 1 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{D}_h = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \hline l_{11} & l_{12} & l_{13} & l_{14} \\ l_{21} & l_{22} & l_{23} & l_{24} \end{bmatrix} \quad \text{である.}$$

$\mathbf{v}(t)$ を推定できればカラムの状態量は $\hat{\boldsymbol{\zeta}} = \mathbf{v} + \mathbf{L}\mathbf{x}_p$ より求められる. ロバスト安定性を確保するため, \mathbf{L} の決定にはLQ制御則を用いる[6][7]. 評価関数 J_o として式(4.33)の2次形式評価関数を考える.

$$J_o = \int_0^{\infty} (\mathbf{v}^T \mathbf{Q}_o \mathbf{v} + \mathbf{U}^T \mathbf{R}_o \mathbf{U}) dt \quad (4.33)$$

ただし, \mathbf{Q}_o は半正定行列, \mathbf{R}_o は正定行列である.

このとき, 評価関数 J_o を最小にするフィードバックゲインは $\mathbf{L} = \mathbf{R}_o^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P}_o$ である. ここで, \mathbf{P}_o はRiccati方程式を満たす唯一正定解である. シミュレーションにより重み行列 \mathbf{Q}_o , \mathbf{R}_o , \mathbf{L} を次のように決定した.

$$\mathbf{Q}_o = \begin{bmatrix} 2.0 \times 10^{-4} & 0 \\ 0 & 10 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_o = \text{diag}(1, 1, 1, 1), \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0.01382 & 0 \\ 0 & 0 & 0.18685 & 0 \end{bmatrix}$$

オブザーバの制御演算をDSP (Digital Signal Processor) で実行するため, 離散系オブザーバとして実現する. 離散化にはPadé近似を用いた[8]. 離散系オブザーバのサンプリング周期 T_s は250 μs である. これらの結果, 離散系オブザーバの構成は図4.20に示すブロック線図となる. このとき, z は遅延演算子であり, \mathbf{A}_{hd} , \mathbf{B}_{hd} , \mathbf{J}_{hd} は以下のとおりである. ここで, \mathbf{I} は単位行列を示す.

$$\mathbf{A}_{hd} = \left(\mathbf{I} + \frac{T_s}{2} \mathbf{A}_h \right) \left(\mathbf{I} - \frac{T_s}{2} \mathbf{A}_h \right)^{-1}, \quad \mathbf{B}_{hd} = T_s \left(\mathbf{I} - \frac{T_s}{2} \mathbf{A}_h \right)^{-1} \mathbf{B}_h, \quad \mathbf{J}_{hd} = T_s \left(\mathbf{I} - \frac{T_s}{2} \mathbf{A}_h \right)^{-1} \mathbf{J}_h$$

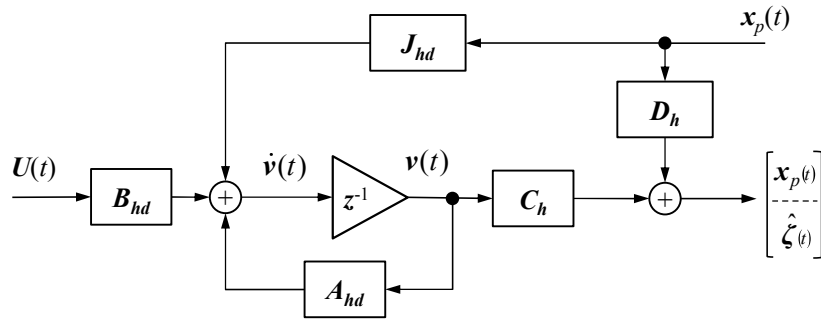


図 4.20 カラム振動オブザーバのブロック線図

4.2.7 LQ レギュレータ

4.2.5 項で得た状態方程式と 4.2.6 項で得た最小次元オブザーバの推定結果をもとに、LM をアクチュエータに用いた状態フィードバック (State Feedback : 以下, SFB と略記) 制御を考える。これによって、チャンバとカラム振動を同時に抑制するシステムを構築する。空気ばねは地動外乱の制振を目的として、従来どおり FB 制御のアクチュエータとして使用する。直動外乱およびカラム振動を制振するため、LM を用いた制御システムを構築する。このとき、FF 制御のために備えている LM を SFB 制御の制御器として併用する。チャンバには空気ばねを用いた FB 制御による位置決め機能がすでにあるため、LM による位置決め機能は不要である。そこで、SFB 制御によるレギュレータとする。ロバスト安定性を確保するため、SFB ゲインの設計法として LQ 制御則を用いる[9]。オブザーバの推定値を状態変数の一部として利用し、式(4.28)から式(4.34)を得る。式(4.34)の可制御行列の階数は 6 であり、可制御だから SFB 制御によりカラム振動を抑制できる。

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{X}}}(t) = \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}}(t) + \mathbf{B}U(t) \\ \hat{\mathbf{Y}}(t) = \mathbf{C}_h\hat{\mathbf{X}}(t) \end{cases} \quad (4.34)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{X}}$ 、 $\hat{\mathbf{Y}}$ 、 $\hat{\mathbf{C}}$ は以下のとおりである。

$$\hat{\mathbf{X}}(t) = \hat{\mathbf{Y}}(t) = \begin{bmatrix} y & \theta_x & \dot{y} & \dot{\theta}_x & \hat{y}_c & \hat{y}_c \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{C}_h = \text{diag}(1, 1, 1, 1, 1, 1)$$

式(4.34)に式(4.35)の SFB 制御則を適用したブロック線図は図 4.21 となる。ここで、 \mathbf{K}_f は SFB ゲインである。

$$\mathbf{U} = -\mathbf{K}_f \hat{\mathbf{X}} \quad (4.35)$$

図 4.21 より、式(4.36)のレギュレータを得る。

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{X}}} &= (\mathbf{A} - \mathbf{BK}_f) \hat{\mathbf{X}} \\ \hat{\mathbf{Y}} &= \mathbf{C}_h \hat{\mathbf{X}} \end{aligned} \quad (4.36)$$

LQ 制御測を用いて SFB ゲイン \mathbf{K}_f を決定する。評価関数 J として式(4.37)の 2 次形式評価関数を考える。ただし、 \mathbf{Q} は半正定行列、 \mathbf{R} は正定行列である。

$$J = \int_0^{\infty} (\hat{\mathbf{X}}^T \mathbf{Q} \hat{\mathbf{X}} + \mathbf{U}^T \mathbf{R} \mathbf{U}) dt \quad (4.37)$$

このとき、評価関数 J を最小にする SFB ゲインは式(4.38)のとおりとなる。

$$\mathbf{K}_f = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \quad (4.38)$$

ここで、 \mathbf{P} は Riccati 方程式を満たす唯一正定解である。シミュレーションにより重み行列 \mathbf{Q} , \mathbf{R} , \mathbf{K}_f を次のように決定した。

$$\mathbf{Q} = \text{diag}(2.0 \times 10^6, 8.5 \times 10^{15}, 5.7 \times 10^{11}, 1.0 \times 10^{13}, 1.2 \times 10^{13}, 4.0 \times 10^7),$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}(1, 1),$$

$$\mathbf{K}_f = \begin{bmatrix} 3.3822 \times 10^6 & 2.4860 \times 10^7 & 7.4174 \times 10^5 & 8.5431 \times 10^5 & 6.0043 \times 10^3 & 1.3792 \times 10^2 \\ -9.2980 \times 10^5 & 8.4110 \times 10^7 & -1.9537 \times 10^5 & 2.8858 \times 10^6 & 3.6951 \times 10^4 & -3.3748 \times 10^1 \end{bmatrix}$$

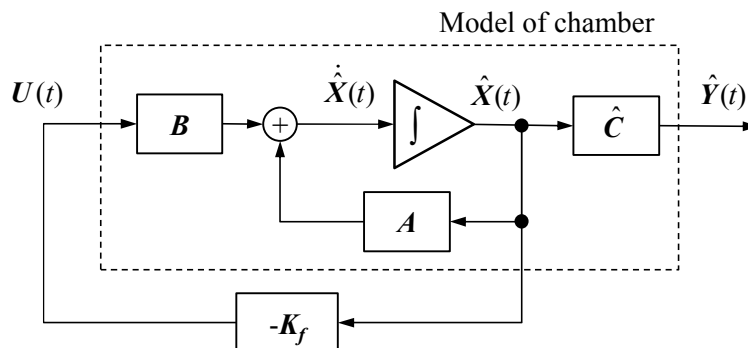


図 4.21 カラム振動オブザーバを併合した LQ レギュレータのブロック線図

4.2.8 調整パラメータの導入

4.2.7 項により荷電粒子線装置を安定化できるレギュレータが設計できた。しかし、経時変化する装置状態や設置環境で変化する地動外乱を考えると、設計した SFB 制御系が長期的に性能を維持し続けるのは難しい。一方、経時変化に合わせてフィードバックゲインを設置場所において変更すると安定性を損なう。特に、LQ 制御則によって求めたフィードバックゲインの安定性が保証できない。そこで、SFB 制御系にオンラインで調整可能なパラメータを導入する。レギュレータの重み \mathbf{Q} に調整パラメータを組み込み、設置環境にあわせて同パラメータを変更することで、SFB 制御の安定性を保証すると同時に最適な効果の得られる制振制御を実現する。調整パラメータは設置環境の影響を受けやすい y 軸、 θ_x 軸にそれぞれ p_y 、 p_{θ_x} として組み込む。これを以下のような重み \mathbf{Q}_p と定める。

$$\mathbf{Q}_p = \text{diag}(p_y \cdot 2.0 \times 10^6, p_{\theta_x} \cdot 8.5 \times 10^{15}, p_y \cdot 5.7 \times 10^{11}, p_{\theta_x} \cdot 1.0 \times 10^{13}, 1.2 \times 10^{13}, 4.0 \times 10^7)$$

これにより、 p_y 、 p_{θ_x} の変更にもなつて重み \mathbf{Q}_p が変化するため、オンラインでのフィードバックゲイン \mathbf{K}_f の再計算が必要になる。このとき、Riccati 方程式の解をオンラインにて求める方法として Kleinman-Newton 法を用いる[10][11]。

調整パラメータによる振動抑制性能の評価指標としてノルムを用いる。制御開始から T 秒までの制御結果を示す評価関数 J_r を式(4.39)とする。チャンバとカラムの連成振動は両者のボルト締結力により決まるため、設置環境による変動は小さい。また、ボルト締結力は製造および定期点検時に管理できる。それに対し、チャンバの振動は設置環境での地動外乱による影響を大きく受けるため、調整パラメータの効果はチャンバの変位である $y(t)$ 、 $\theta_x(t)$ の二乗積分値により評価する。このとき、 $\theta_x(t)$ には重み 1 m/rad が乗せられ、 $y(t)$ と同次元である。

$$J_r = \int_0^T (y^2(t) + \theta_x^2(t)) dt \quad (4.39)$$

荷電粒子線装置の設置環境において調整パラメータ $p_y, p_{\theta x}$ を逐次変更し, J_r が最小となる $p_y, p_{\theta x}$ を探索することで, 変化する地動外乱に対して適切な振動抑制制御が実現できる.

4.2.9 アクティブ除振の実験結果

4.2.7 項の設計により, 荷電粒子線の偏向に影響を与えずにカラム振動を推定し, その結果を SFB 制御する振動抑制制御システムを構築した. さらに, 4.2.8 項で述べた調整パラメータの SFB 制御ゲインへの導入により, 設置環境の変動に対してロバスト安定なシステムとした. この設計結果を実験により確認する.

はじめに, オブザーバによるカラム振動の推定実験結果を示す. 図 4.22 にステージを駆動したときの加速度センサ出力とオブザーバの推定結果を示す. 両者はよく一致している. オブザーバの出力にわずかな時間遅れがみられるが, これはオブザーバの極配置による. 次に, 調整パラメータ $p_y, p_{\theta x}$ の変化による評価関数 J_r を計測した. 図 4.23 に計測結果を示す. ただし, $p_y=p_{\theta x}=1.0$ のノルムによって正規化している. この結果, 調整パラメータ $(p_y, p_{\theta x})$ が $(80, 58)$ のときに評価関数 J_r は最小値となる. さらに, SFB 制御を適用したときの直動外乱に

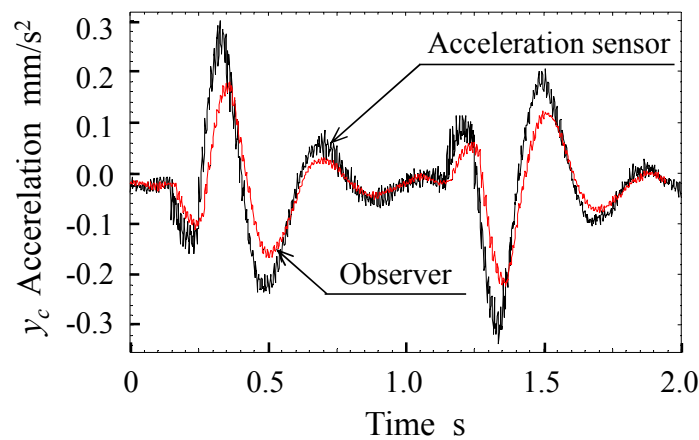


図 4.22 カラム振動の推定実験結果

対するチャンバの変位を図 4.24 に示す. 同図(a)は y 軸, (b)は θ_x 軸の制御結果である. 計測のサンプリング周波数は 1 kHz とした. このとき, 調整パラメータ $(p_y, p_{\theta x})$ は評価関数 J_r が最小となる $(80, 58)$ とした. SFB 制御により, y 軸,

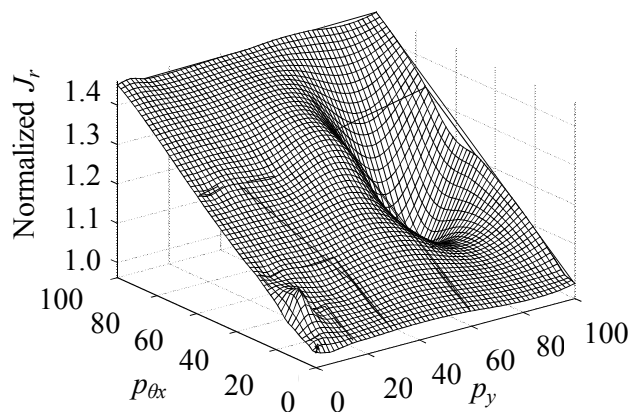


図 4.23 調整パラメータによる評価関数 J_r の変化

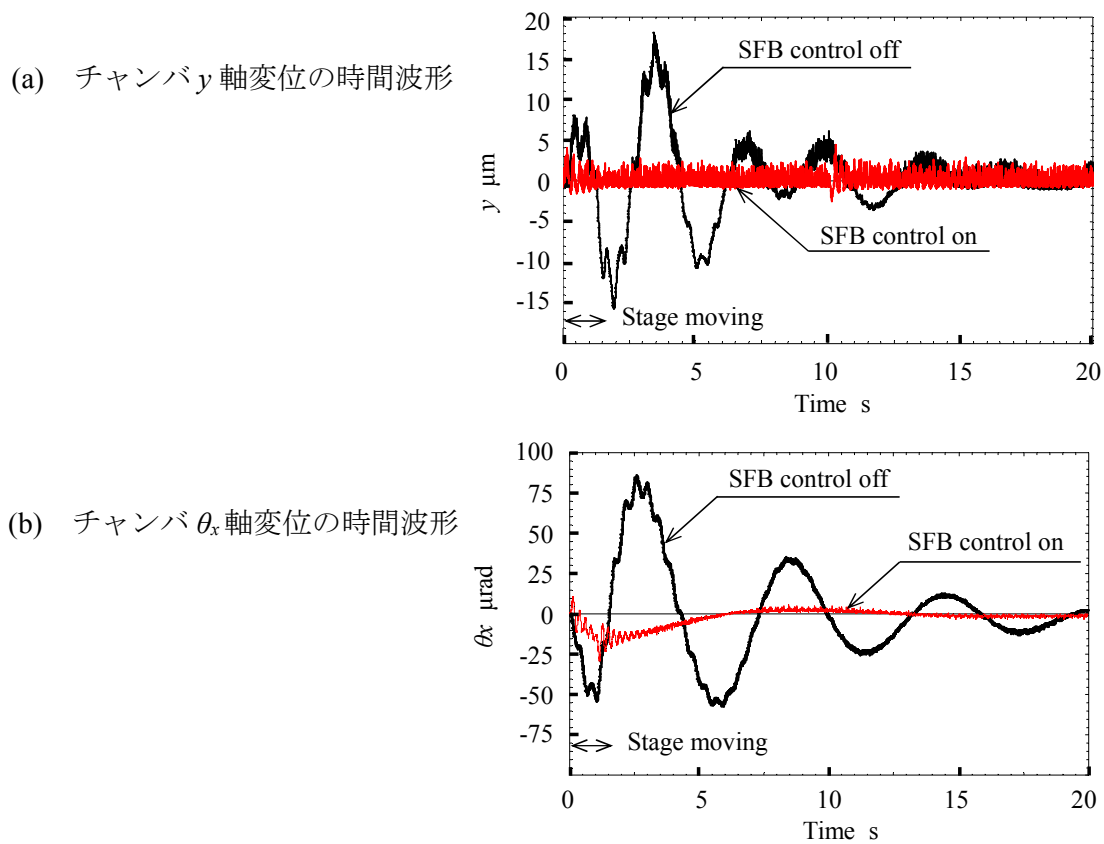
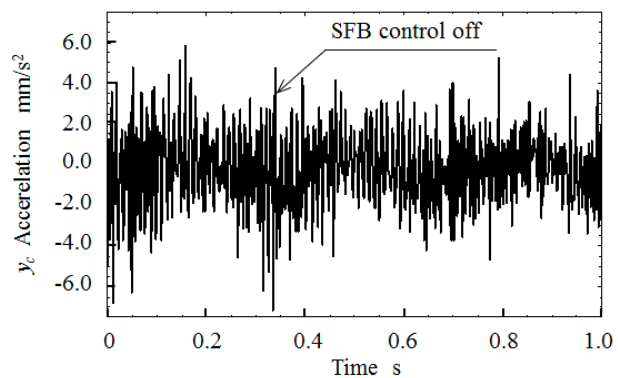


図 4.24 チャンバ振動の制御結果

θ_x 軸の変位とともにステージ移動後から速やかに減衰している。

最後に、カラム振動の制御結果を示す。図 4.25 に加速度センサの時間波形を示す。同図(a)は SFB 制御を実行しない、(b)は実行した場合である。図 4.26 に図 4.25 のフーリエ変換結果を示す。SFB 制御により時間波形の振幅が 1/2 に減衰している。フーリエ変換結果ではチャンバとカラムの連成振動周波数である 92 Hz の振幅が 1/10 に減衰している。振動による変位量は周波数の二乗と偏向レンズの縮小比に比例する。このことから、荷電粒子線装置における荷電粒子線の照射位置誤差は加速度の振幅低減により 1.5 nm 低減できる。図 4.26 において SFB 制御が動作しているときは 180 Hz の振幅が増大している。これは、SFB 制御の離散化に伴う閉ループの極によるものである。しかし、この極は時定数が 92 Hz の 1/1000 と速やかに収束することから荷電粒子線の照射位置へは影響しない。

(a) SFB 制御 OFF



(b) SFB 制御 ON

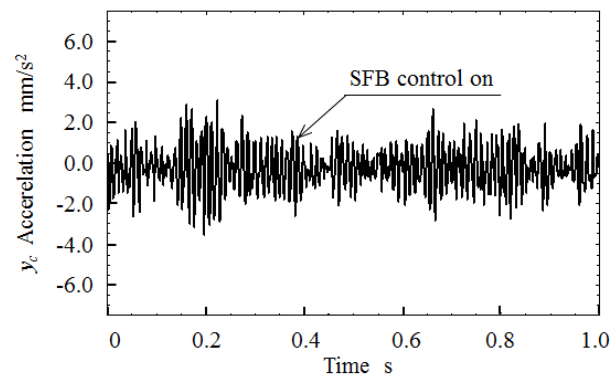
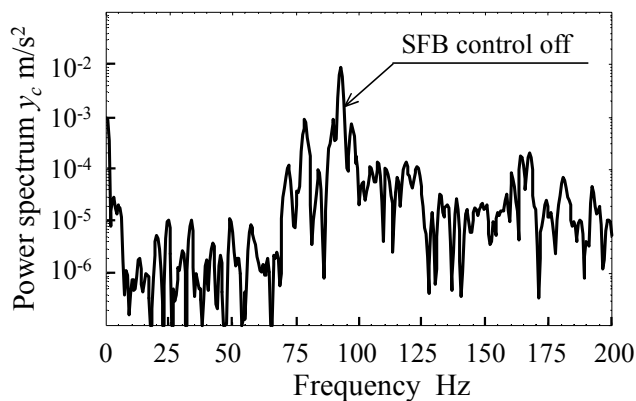


図 4.25 カラム振動の制御結果 (時間波形)

(a) SFB 制御 OFF



(b) SFB 制御 ON

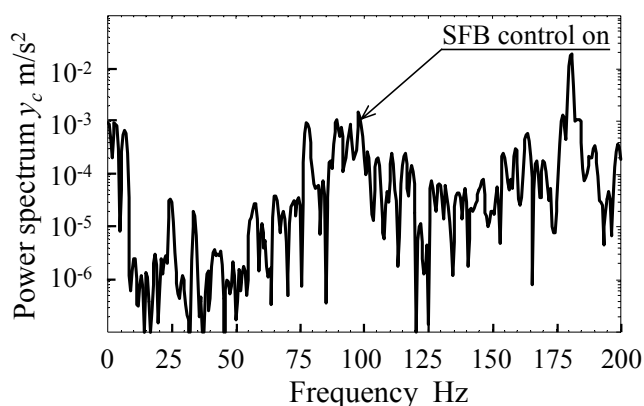


図 4.26 カラム振動の制御結果（フーリエ変換結果）

4.3 ステージ位置決め制御

弾性変形による位置決め精度の低下を補償する研究について述べる。特に、制御系設計が煩雑にならず、製品化が容易なステージ位置決めの高精度化方式を提案する。まず、ステージの構成と特徴を示す。その後、弾性変形量を推定する外乱オブザーバを提案する。次に、外乱オブザーバの出力である弾性変形量を補償し、位置決め精度を向上するFB制御方式を提案する。最後に、実験による位置決め性能の実証結果を示す。

4.3.1 ステージの特徴と課題

荷電粒子線装置に搭載されている XY 二次元平面を移動可能なステージの構成および特性を示し、特徴と課題を明らかにする。図 4.27 にステージの概要図

を示す。試料を搭載するトップテーブルは転がりガイドを介してリニアモータと接続されている。同モータを駆動することによって、トップテーブルが二次元平面を移動する。トップテーブルの位置は同テーブル上に設けられたミラーとレーザ干渉計によって計測される。

4.3.2 ステージの特性

ステージの組み立ておよび調整は大気中で実施されるが、製品として稼動するときには 10^{-5} Pa の真空雰囲気である。この圧力差により、ステージの特性に変化が生じる。特に、摩擦特性が変化する。これらの結果、ステージ位置による特性の変化が生じる。図 4.28 に、ステージの位置依存特性を示す。同一推力にて駆動しているにも関わらず、ステージ位置によって周波数特性が大きく変化する。

次に、ステージの推力依存性を示す。図 4.29 に、リニアモータの駆動電流を変化させた場合の周波数特性を示す。同じステージ位置にあっても駆動電流が異なると特性が異なる。

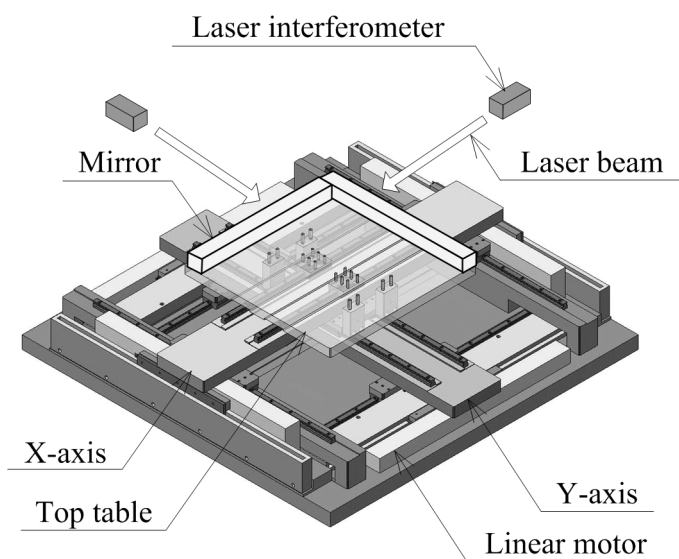


図 4.27 ステージの概要

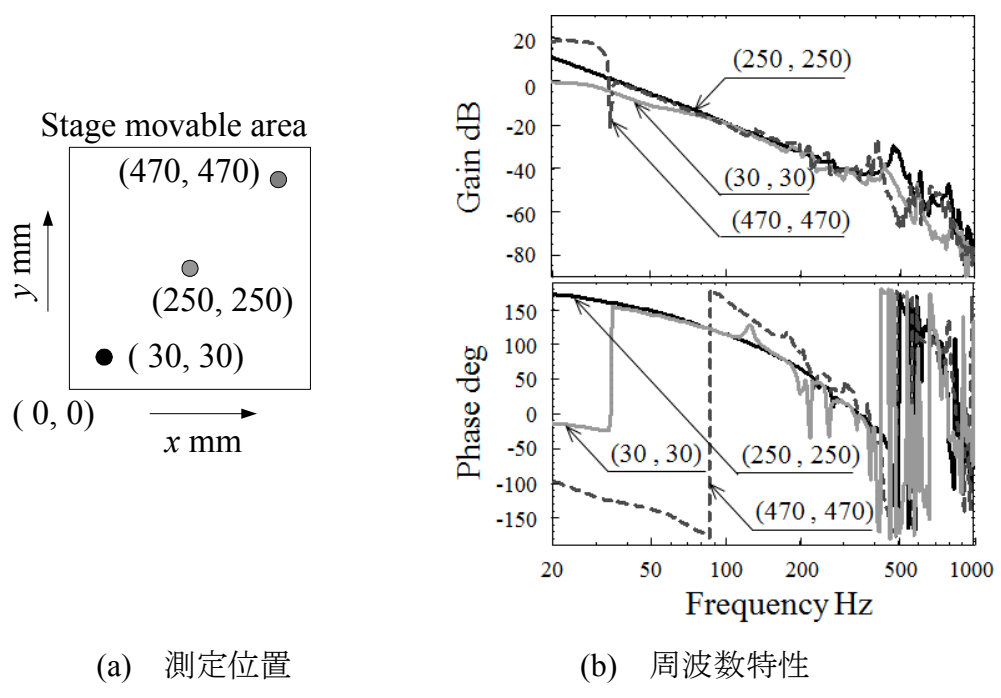


図 4.28 ステージの位置依存特性

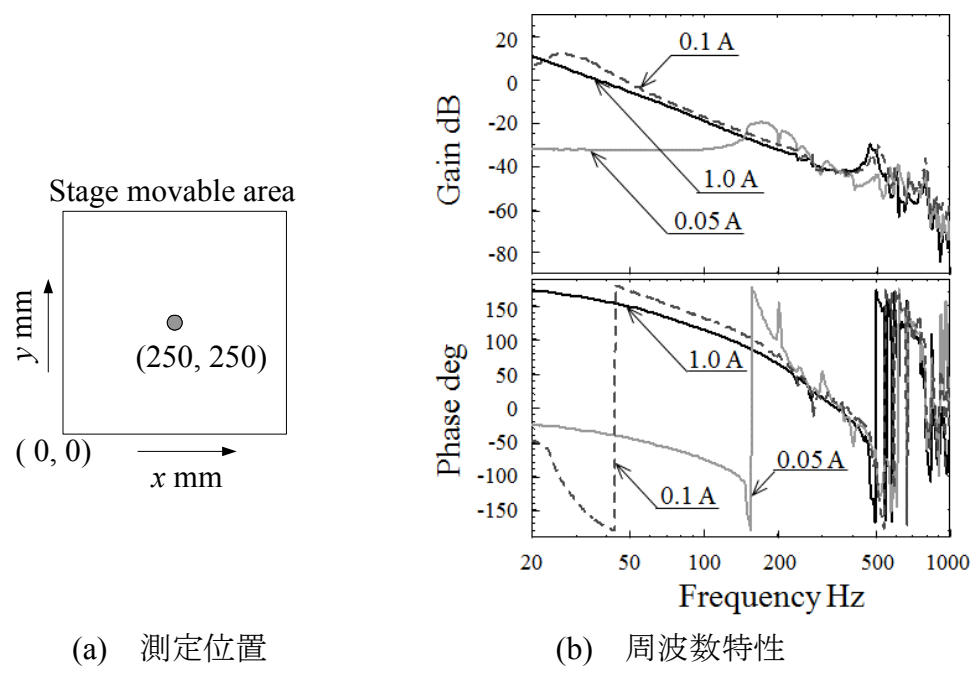


図 4.29 ステージの推力依存特性

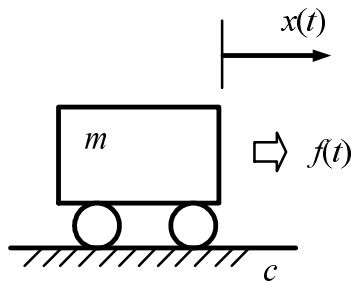


図 4.30 ステージの慣性モデル

4.3.3 ステージのモデル

4.3.2 項で述べたように、転がりガイドを用いたリニアモータステージの特性は駆動条件によって変化する．ここでは、このステージのモデル化について述べる．まず、ステージのノミナルモデルは図 4.30 に示す慣性モデルであらわせる．同図のプラントモデルから運動方程式が容易に求められる．このとき、推力 $f(t)$ [N]は駆動電流 i [A]に比例することから式(4.40)を得る．ただし、 K_t は推力定数 [N/A]である．

$$K_t i(t) = m\ddot{x}(t) + c\dot{x}(t) \quad (4.40)$$

次に、推力が微小なときのモデルを考える．リニアモータステージに大きな駆動力が加えられている場合、ステージは図 4.30 の慣性モデルとして扱えるが、ナノメートルオーダーの微小変位になると図 4.31 の弾性変位を示す．弾性変位による微小変位は式(4.41)として表せる．

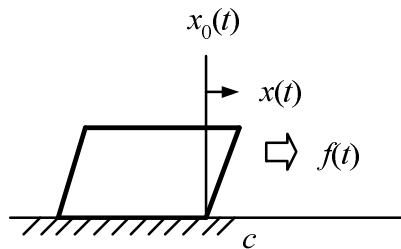


図 4.31 XY ステージの弾性変位モデル

$$K_i i(t) = k(x(t) - x_0(t)) \quad (4.41)$$

ここで、 k は弾性係数 [N/m]、 $x_0(t)$ は弾性変位する際の原点位置 [m]、 $x(t)$ は原点位置からの弾性変位量 [m] である。この時、同時に粘性係数 c も $(c + \Delta c)$ に変化する。図 4.30, 4.31 のステージモデルによれば、入力信号の振幅が大きい場合は慣性モデルの特性を示すが、変位量が小さくなると、ばねが追加された 2 次遅れ要素として考えられる。図 4.29 の推力依存特性は、これと同じ特徴を示しており、この弾性変形モデルの概念と一致する。入力振幅が大きい場合には慣性による変位が支配的になり、弾性変位は無視できると考えると、弾性変位を含むプラントモデルは式(4.42)として表せる。

$$K_i i(t) = m\ddot{x}(t) + (c + \Delta c)\dot{x}(t) + k(x(t) - x_0(t)) \quad (4.42)$$

しかし、式(4.42)において弾性変位の原点位置 $x_0(t)$ および弾性変位量 $(x(t) - x_0(t))$ は測定が困難である。そこで、弾性変位量を外乱としたモデルを考える。また、粘性係数の変化分 Δc による摩擦力も外乱として考える。外乱力として $f_d(t)$ [N] を定義すると、ステージのモデルは式(4.43)に変形できる。

$$K_i i(t) = m\ddot{x}(t) + c\dot{x}(t) + f_d(t) \quad (4.43)$$

ただし、 $f_d(t) = \Delta c\dot{x}(t) + k(x(t) - x_0(t))$ である。

さらに、外乱として式(4.44)の一定外乱を考える。

$$\dot{f}_d(t) = 0 \quad (4.44)$$

以上をまとめると、ステージは図 4.32 のブロック線図としてあらわせる。このとき、ステージモデルの物理定数を機械構造および周波数特性から表 4.7 のように求めた。

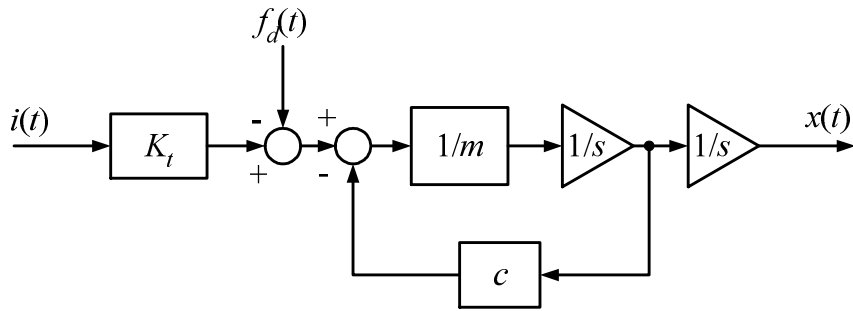


図 4.32 外乱を含むステージのブロック線図モデル

表 4.7 ステージの物理定数

Parameter		Value	Unit
Mass of XY stage	m	46.8	kg
Damping coefficient	c	5.0	N·s/m
Thrust constant	K_t	242.0	N/A

図 4.32 のブロック線図より外乱 $f_d(t)$ を推定し、相殺することが可能ならば、ステージは線形モデルとして扱えるため、制御特性も改善できる。以降では、外乱 $f_d(t)$ の推定と相殺の手法について述べる。

4.3.4 外乱オブザーバと制御器の設計

4.3.3 項の結果から外乱 $f_d(t)$ を推定するオブザーバを設計し、それを補償する制御器の設計手法について述べる。まず、ステージモデルの状態方程式を導出する。式(4.43), (4.44)より式(4.45)の状態方程式を得る。

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}i(t) \\ x(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \end{aligned} \tag{4.45}$$

ただし、 \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , $\mathbf{X}(t)$ は以下のとおりである。

$$\mathbf{X}^T(t) = [\dot{x}(t) \quad x(t) \quad f_d(t)], \quad \mathbf{B}^T = \begin{bmatrix} \frac{K_t}{m} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{c}{m} & 0 & -\frac{1}{m} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

式(4.45)の可観測行列の階数は3であるから可観測である。

4.3.5 外乱オブザーバの設計

外乱 $f_d(t)$ を推定するオブザーバとして、最小次元オブザーバ（以下、ROE と略記）と全次元オブザーバ（以下、FOE と略記）を設計した。ROE は FOE に比べて計算量が少なく、実装は容易になる。しかし、ROE による推定は発振しやすく、XY ステージ全域で安定に外乱 $f_d(t)$ を推定できなかった。また、ROE の極配置は FOE に比べて収束が遅いものであった。このため、FOE を採用する。

Luenberger の FOE に基づき、外乱 $f_d(t)$ を含む $\mathbf{X}(t)$ を推定する[12]。 $\mathbf{X}(t)$ の推定値 $\hat{\mathbf{X}}^T(t) = [\hat{\dot{x}}(t) \quad \hat{x}(t) \quad \hat{f}_d(t)]$ を求めるため、式(4.46)に示す出力誤差のフィードバックモデルを考える。

$$\dot{\hat{\mathbf{X}}}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{LC})\hat{\mathbf{X}}(t) + \mathbf{B}i(t) + \mathbf{L}x(t) \quad (4.46)$$

ここで、 \mathbf{L} はフィードバックゲイン行列である。

式(4.46)より、推定誤差 $\mathbf{e}(t) = \mathbf{X}(t) - \hat{\mathbf{X}}(t)$ のダイナミクスは式(4.47)で表せる。

$$\dot{\mathbf{e}}(t) = (\mathbf{A} - \mathbf{LC})\mathbf{e}(t) \quad (4.47)$$

すなわち、フィードバックゲイン行列 \mathbf{L} により推定値 $\hat{\mathbf{X}}(t)$ を $\mathbf{X}(t)$ に一致できる。

ロバスト性を確保するため、 \mathbf{L} の決定には LQ 制御測を用いた。LQ 制御測の評価関数

J_o として式(4.48)の2次形式評価関数を考える.

$$J_o = \int_0^{\infty} (\mathbf{X}^T \mathbf{Q} \mathbf{X} + R i^2) dt \quad (4.48)$$

ただし, \mathbf{Q} は半正定行列, R は正定数である.

このとき, 評価関数 J_o を最小にするフィードバックゲインは $\mathbf{L} = R^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{P}$ である. ここで, \mathbf{P} は Riccati 方程式を満たす唯一正定解である. シミュレーションにより重み行列 \mathbf{Q} , \mathbf{R} , \mathbf{L} を次のように決定した.

$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{27} \end{pmatrix}, \quad R = 1, \quad \mathbf{L} = \begin{pmatrix} 2.543769 \\ 1.789624 \times 10^4 \\ -3.0357877 \times 10^9 \end{pmatrix}$$

4.3.6 外乱推定値のフィードバック

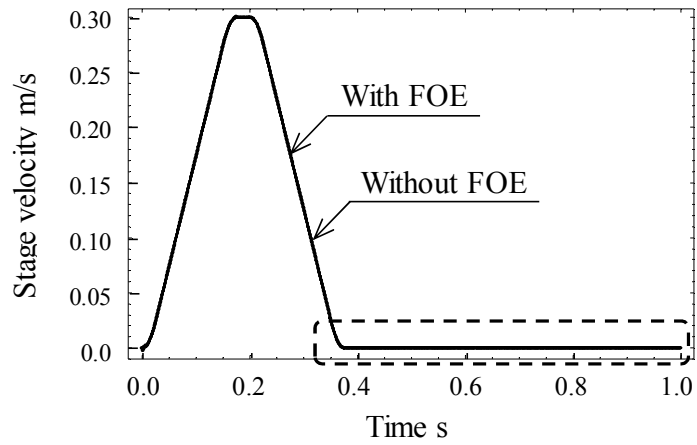
4.3.5項により外乱を推定できた. 次に, 外乱の推定値 $\hat{f}_d(t)$ をフィードバックすることで外乱を相殺する. 式(4.49)より $\hat{f}_d(t)$ を得る. ここで, $\mathbf{C}_2 = [0 \ 0 \ 1]$ である.

$$\hat{f}_d(t) = \mathbf{C}_2 \hat{\mathbf{X}}(t) \quad (4.49)$$

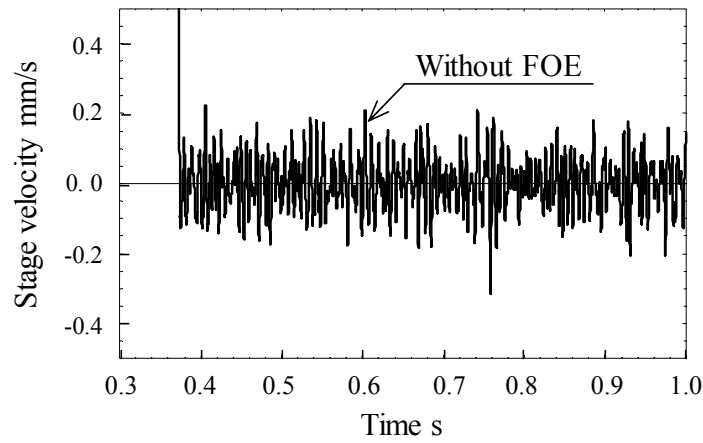
外乱 $\hat{f}_d(t)$ を推定する FOE と推定値のフィードバック, および PID 制御器を含むブロック線図を図 4.33 に示す.

4.3.7 シミュレーション

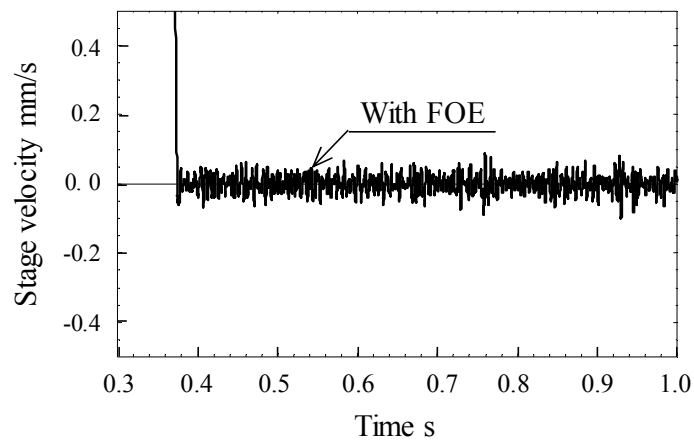
4.3.6項の結果をシミュレーションにより確認した. 表 4.8 のシミュレーション条件に基づいた結果を図 4.34 (a)~(c), 図 4.35(a), (b)に示す. 図 4.34 はステージの速度波形を, 図 4.35 は同位置偏差波形を示す.



(a) FOEの有無によるステージ速度波形の比較

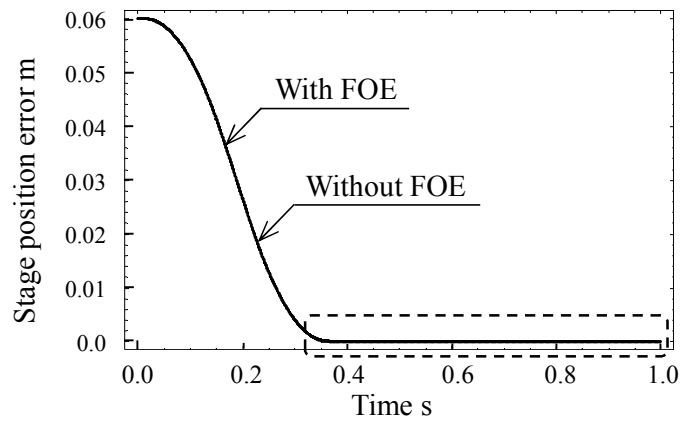


(b) 速度波形の拡大図 (FOE 無し)

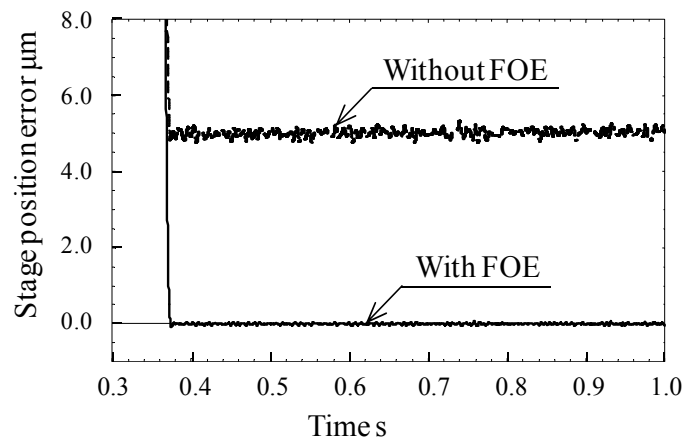


(c) 速度波形の拡大図 (FOE 有り)

図 4.34 ステージ制御のシミュレーション結果 (速度)



(a) FOEの有無による位置偏差波形の比較



(b) 位置偏差波形の拡大図

図 4.35 ステージ制御のシミュレーション結果 (位置偏差)

4.3.8 実験結果

4.3.7 項の設計結果に基づき、推定外乱をフィードバックする効果を実験により確認した。座標および入力振幅による特性変動の抑制効果を確認するために周波数特性を測定した。図 4.36 に座標の変化，図 4.37 に入力電流振幅の変化に対する周波数特性を示す。図 4.36 によればゲイン，位相ともに座標による特性変動を抑制できている。図 4.37 に，ステージ座標を (250 mm, 250 mm) に固定したときの結果を示す。ゲイン，位相とも特性変動が抑えられている。

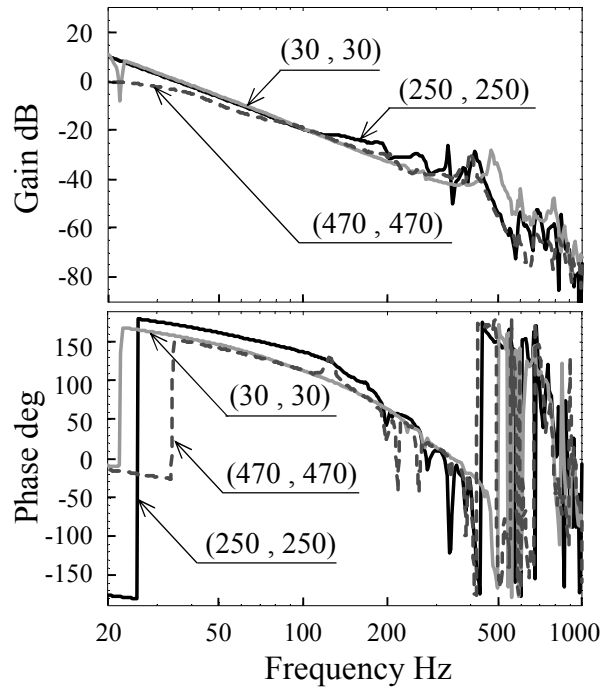


図 4.36 ステージ位置による周波数特性の変化

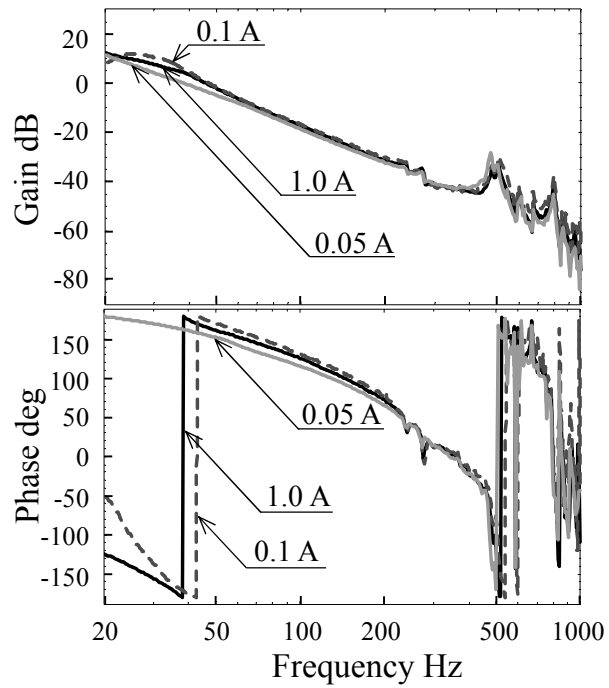


図 4.37 リニアモータ駆動電流による周波数特性の変化

図 4.38 に異なるステージ座標における制御結果を示す。どの位置においても FOE の付加により位置決め性能が向上している。位置決め精度は、FOE を付加しないときは 30 nm であるが、FOE の付加により 10 nm に低減できている。

図 4.39 にステップ駆動の比較を示す。表 4.9 の条件で真空雰囲気にて駆動した。同図(a)に FOE 有無による比較、(b)に整定時の拡大波形を示す。(a)、(b)によれば、推定外乱の相殺によって整定時間が短縮、オーバシュート量も低減できる。

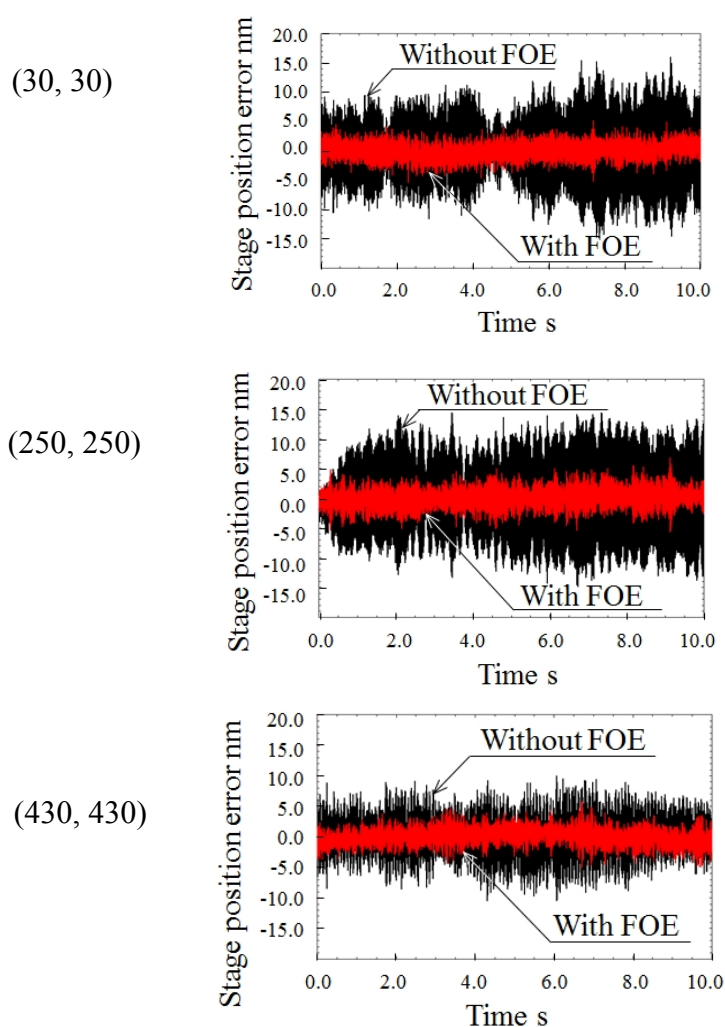
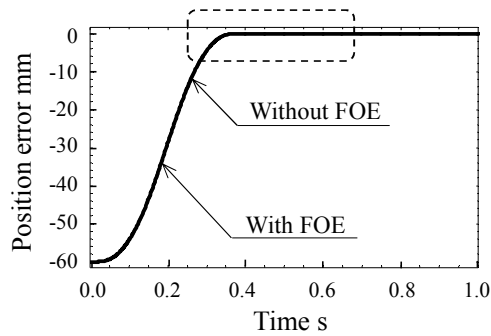
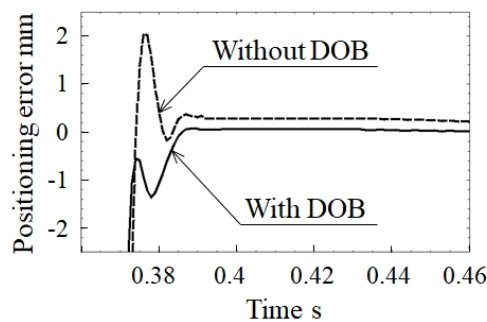


図 4.38 ステージ位置による時間応答の変化



(a) 外乱オブザーバの有無によるステップ駆動結果の比較



(b) ステップ駆動結果の拡大図

図 4.39 真空雰囲気における外乱オブザーバの効果

表 4.9 ステージ駆動条件

Condition	Value	Unit
Moving distance	60	mm
Max. acceleration	1.96	m/s ²
Max. velocity	0.3	m/s
Pressure in a chamber	2.31×10^{-3}	Pa

4.4 まとめ

電子線装置の高精度化に関する計測および制御方式の検討と実証結果について述べた。結論は以下のとおりである。

まず、真空雰囲気における高精度温度制御方式の検討と実証結果について述べた。

- (1) 真空雰囲気における熱伝導モデルを基に、入力を推定する状態観測器を設計し、試料温度を高精度に測定できることを実証した。

(2) 真空雰囲気における熱伝導モデルを基に、状態観測器を併用した状態FBにより高精度な温度制御を実現した。

なお、入力を推定する状態観測器については、ファジィ制御[13]や一般化予測制御法[14]による方式が報告されている。本研究においては、産業応用に向けて実現の容易なオブザーバを提案し、それを用いた温度制御を実証した。

次に、高精度振動制御方式の検討と実証結果について述べた。

(1) 空気ばねによる振動制御系にLMを用いたレギュレータを付加し、チャンバの振動を高速に減衰する振動制御方式を提案した。このとき、FF制御用のLMを併用するため、提案のレギュレータを実装するにあたってあらたなコストの上昇はない。

(2) 電子線の偏向誤差を生じさせず、低コストかつ高精度にカラム振動を推定するオブザーバを提案した。

(3) 振動制御系にオンラインで調整可能なパラメータを導入し、設置環境に適した振動抑制性能と安定性を両立する制御方式を提案した。

(4) 上記(1)から(3)の提案を実験により実証した。

最後に、外乱オブザーバを併用したフィードバック制御により特性変動を軽減する位置決め制御系を提案した。これにより、調整の難しい真空雰囲気下においても安定した位置決め制御系を構築できる。さらに、特性が安定していることから、真空雰囲気下においてもPID補償器を用いた簡便な制御系により精密位置決めが実現できることを示した。

4.5 参考文献

[1] 日本機械学会：伝熱工学資料 改訂第5版：丸善(2009)。

- [2] 増田良介：はじめてのセンサ技術：東京電機大学出版局(2011).
- [3] 相楽和男，森山功，川口勝之，石松隆和：計測不可能な入力の推定機能をもつオブザーバ（ボイラ伝熱面のオブザーバの構成について）：日本機械学会論文集(C編), **63**, 605 (1997), 121.
- [4] 庄司正広：伝熱工学，東京大学出版会(1995).
- [5] 小野裕幸：Mathematica DSP と制御，トッパン(1992).
- [6] 美多勉，原辰次，近藤良：基礎デジタル制御，コロナ社(2002).
- [7] 浜田望，松本直樹，高橋徹：現代制御理論入門，コロナ社 (1998).
- [8] 岡田養二，渡辺嘉二郎：メカトロニクスと制御工学，養賢堂(2003).
- [9] D. R. Choudhury: Modern Control Engineering, PHI Learning(2006).
- [10] D. Kleinman: On an iterative technique for Riccati equation computations, *IEEE Transactions on Automat. Control*, **13**,1(1968), 114.
- [11] 向谷博明，田中良幸，水上孝一：特異摂動システムに関するリカッチ方程式を解くためのニュートン法：電学論 C, **123**, 5 (2003), 970.
- [12] 岩井善太，井上昭，川路茂保：オブザーバ，コロナ社(1990).
- [13] 相楽和男，森山功，川口勝之，石松隆和：ファジイ制御応用による計測不可能な入力と状態の推定(第 1 報，ファジイ応用オブザーバとそのボイラ伝熱面への適用)：日本機械学会論文集(C編), **63**, 605(1997), 128.
- [14] 石橋直彦，鄧明聡，井上昭：連続時間一般化予測制御による改質器のロバスト温度制御，計測自動制御学会産業論文, **7**, 7(2008), 48.

5章 非実機テスト支援システム

4章で述べたように荷電粒子線装置の高精度化は組込みソフトによって実現されている。オブザーバの適用や補償器により複雑化する制御演算プログラムの品質を向上し、短期間で開発することが荷電粒子線装置の実用化には重要である。5章ではデジタル制御に不可欠な組込みソフトの開発を効率化する手法について述べる。本章の構成は、まず、荷電粒子線装置における組込みソフトの概要と課題について述べ、次に、ソフトウェア開発を効率化するための非実機テスト支援システムを提案する。

5.1 組込みソフトの特徴と課題

荷電粒子線装置における組込みソフトの特徴と課題を明らかにする。

5.1.1 荷電粒子線装置における組込みソフトの特徴と課題

ここでは、荷電粒子線装置におけるコンピュータ構成と、それに組み込まれる制御ソフトウェアの特徴と課題について述べる。

荷電粒子線装置の一種である測長 SEM は図 2.3 に示したように複数のコンピュータから構成されている。最先端の半導体デバイス開発に対応するには、高機能、高品質の装置を短期間で開発しなければならない。開発期間を短縮するためにハードウェアとソフトウェアのコンカレント開発が取り入れられている。開発プロセスに基づくソフトウェア開発について分析した結果を図 5.1 と 5.2 に示す。図 5.1 に各工程が占める作業工数の割合、図 5.2 に実機テスト工程で発生した不具合の内訳を示す。図 5.1 によれば、実機テスト工数が実に 42 % を占めており、開発期間への影響が大きい。その一方、非実機テスト工数は 5 % しかない。

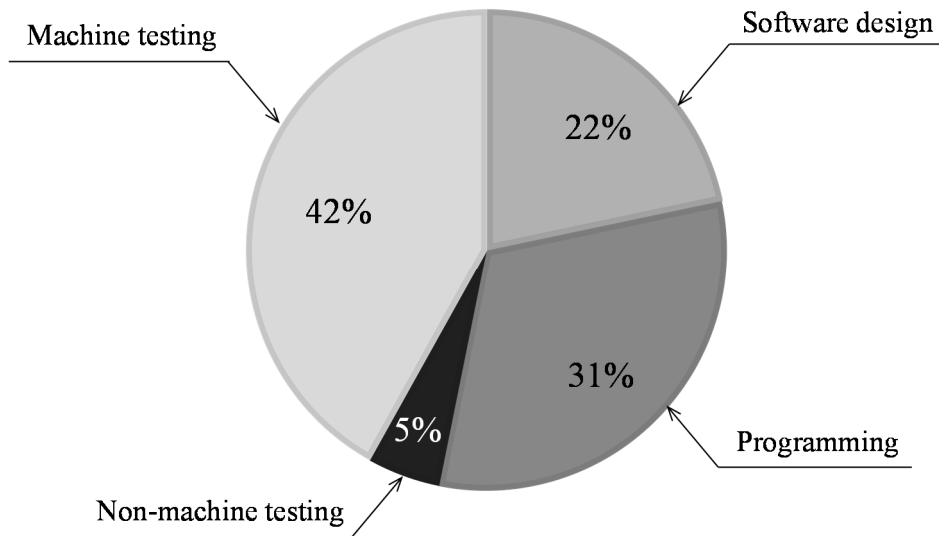


図 5.1 ソフトウェア開発工数の内訳

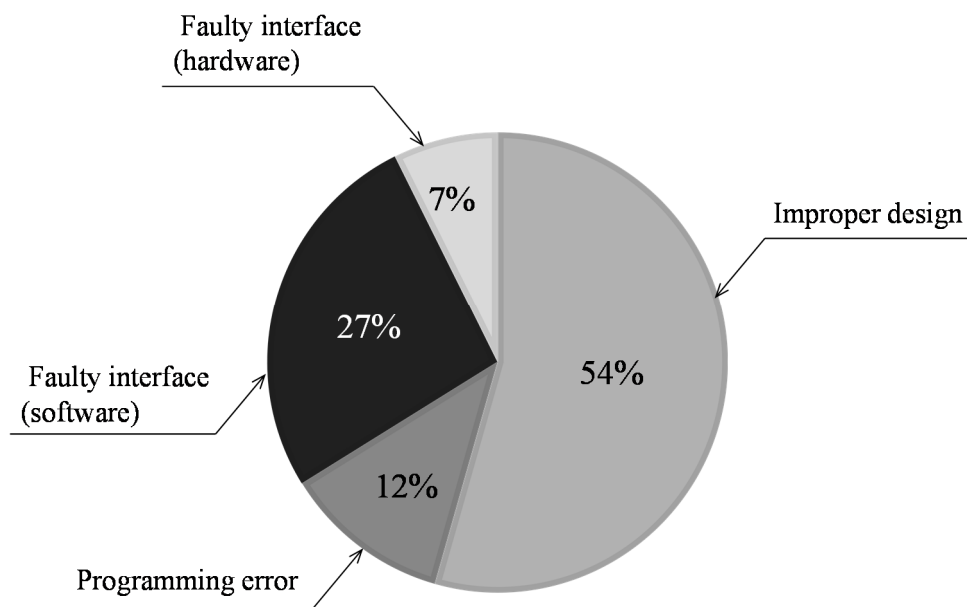


図 5.2 実機テストにおける不具合の分類

これらはコンピュータ構成と非実機テスト工程の作業環境に原因がある。複数コンピュータの連動によって機能を実現するシステムにおいて、単一コンピュータ用ソフトウェアの非実機テストでは十分な検証ができない。しかし、全コン

コンピュータを含むソフトウェアテスト環境を十分に準備することはコスト上昇を招くため難しい。さらに、全機能の確認にはハードウェアが必要となり、結果として実機テストと同じ作業環境が必要になる。このため、非実機テスト工程では限定的なテストしか実施せず、実機テスト工程に依存することになる。また、ソフトウェアの不具合要因にも特徴がある。図 5.2 によれば、ハードウェアとのインターフェース不良を除いたソフトウェア不良は 93 %に達している。さらに、ソフトウェア不良のうちソフトウェア設計とインターフェース不良だけで 81 %に達している。本来、これは非実機テスト工程で発見・解決すべきである。また、同工程でプログラミング誤りも検出すべきである。さらに、プログラミング誤りで注目すべきは、12 %のうちの 3 割が非実機テストを実施するために修正されたソースコードに起因していることである。ハードウェアを接続できない非実機テスト工程においては実行できないソースコードも多い。アクチュエータの駆動やセンサ状態を読み込むために I/O (Input/Output) レジスタにアクセスするソースコードは代表的な例である。これに対処するため、非実機テスト用として一時的にソースコードを変更するが、非実機テストの終了後にソースコードを元に戻すことを忘れることがある。これは一時的な変更のため、コードレビューで摘出することは難しい。また、プログラムが正常動作しているように見せかける修正が多いため、実機テスト工程で摘出されないこともある。これが製品出荷後の不具合となって現れ、エンドユーザへの影響も大きい。非実機テストを実施するにあたり、ソースコードの修正が不要なテスト環境が求められる。

一方、図 5.3 に製品開発プロセスのアローダイアグラムを示す。ここで、T₀：要求分析およびシステム設計工程、T₁：ハードウェア設計工程、T₂：部品製造・組立工程、T₃：調整工程、T₄：ソフトウェア設計工程、T₅：プログラミング工程、T₆：非実機テスト工程、T₇：実機テスト工程、T₈：システム評価工程、である。本プロセスは、

開発期間の短縮を目的としたハードウェアとソフトウェアのコンカレント開発になっている。図 5.3 において図 5.1 に示した実機テスト工程 T_7 の工数増大が生じると開発全体の遅延に直結する。

以上のように、実機テスト工程にもかかわらず、テスト内容は非実機テスト工程で実施すべきものが多い。また、実機テスト工程においてハードウェアを実際に破壊、故障させるテストが困難であるため、テスト内容は基本的な動作および機能の確認にとどまる。さらに、この影響は実機テスト工程の工数増加につながっており、開発遅延の要因となる。大規模組込みソフトの開発において、十分なテスト環境のないことは大きな課題である。

ソフトウェア開発者がハードウェアに関する十分な知識を持たないことも組込みソフト開発における課題である。組込みソフトにおいてはハードウェアエラーの検知やリカバリ機能も重要であるが、知識不足から十分に機能しないソフトウェアもある。これを改善するには同エラーを実際に発生させて機能および性能を確認することが簡単であるが、前述の理由から難しい。装置にとっての

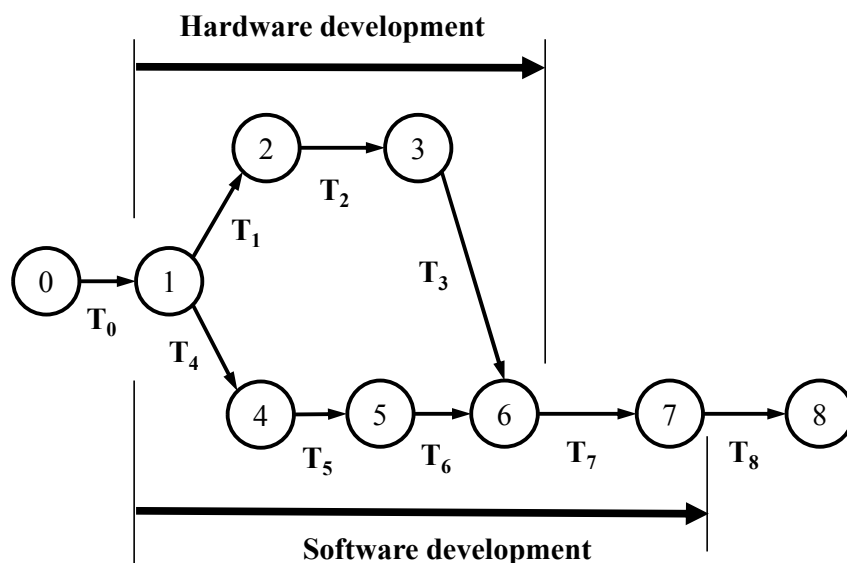


図 5.3 コンカレント開発のアローダイアグラム

重要度にもとづいたハードウェアエラーを自在に発生させられる非実機テスト環境があれば、ソフトウェアの機能確認が容易になるとともに非実機テスト環境がソフトウェア開発者の知識不足を補える。同様に、ソフトウェア開発者のハードウェア状態に関連するテストの妥当性を客観的に示すことは難しいため、非実機テストにおいてハードウェア状態の可視化や設定・変更を容易にする GUI ソフトを準備することは非実機テスト作業の効率向上につながる。

5.2 非実機テスト支援システムの開発

以上のように、組込みソフトの開発を効率化することは超精密機器の発展にとって重要な意義がある。ここでは、5.1 節にて述べた課題を解決するために開発した非実機テスト支援システムについて述べる。開発を効率化するにはソフトウェアのテスト環境を充実させることが有効である。これに対し、多人数でおこなう大規模な組込みソフトの開発に適用可能な非実機テスト支援システムを開発した。これを用いれば多数の開発者に1台ずつのテスト用装置を提供するのと同じ効果が得られる。テスト作業環境の充実により実機テスト重視型から非実機テスト重視型に移行することで実機テスト工数を削減し、開発期間を短縮する。さらに、同システムにハードウェア故障を確率的に発生させる故障シミュレーション機能を組み込んだ非実機テスト支援システムを提案する。同システムはシミュレータ内部に確率的な故障発生機能を備えることで非実機テスト支援システムがソフトウェア機能・性能を試すという新たなソフトウェアテストのアプローチを実現する。これを用いれば、非実機テスト工程におけるテスト網羅率を向上させることができるためソフトウェア品質を向上できるとともに実機テスト工程を短縮できる。

非実機テスト支援システムは仮想マシンとハードウェアシミュレータ、リアルタイム OS シミュレータ、そしてサポートツールで構成する。非実機テスト支

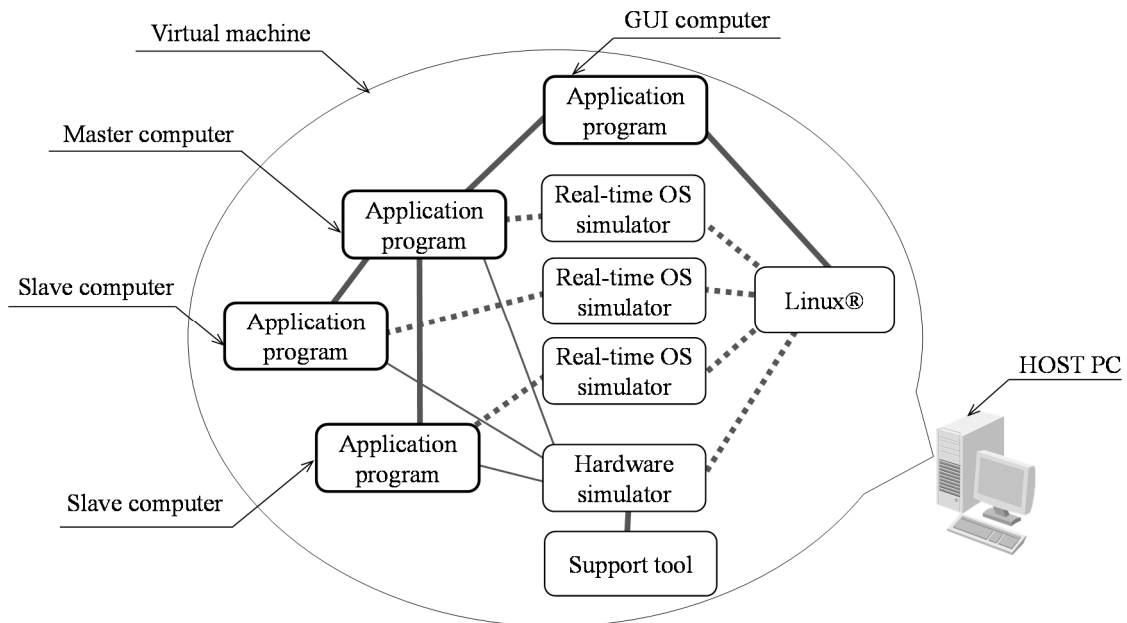


図 5.4 非実機テスト支援システムの概要

援システムの構成を図 5.4 に示す。まず、仮想マシンをホスト PC の中に構築する。同マシンの構築には VMware®を用いる。仮想マシンの開発用かつ GUI コンピュータ用 OS は、オープンソースかつ開発ツールが充実している Linux®を選択した。次に、ハードウェアシミュレータを同仮想マシン上にインストールする。さらに、リアルタイム OS シミュレータをマスター・コンピュータ、スレーブ・コンピュータ用としてインストールする。その後、マスター・コンピュータ、スレーブ・コンピュータ、GUI コンピュータのアプリケーションプログラムをインストールする。最後に、テスト作業を効率化するサポートツールをインストールする。本システムは、種々のシミュレータとサポートツールおよびアプリケーションプログラムをインストールした一つの仮想マシンをファイルとして複製するだけで非実機テスト環境を容易に実現できる。また、装置で稼動している全アプリケーションソフトウェアを同時に実行できる。リアルタイム OS シミュレータとハードウェアシミュレータを備えたことにより、アプリケーションプログラムは実装置用のソースプログラムが修正無しに使用できる。同時に、ハードウェアシミュレータを実装したことにより、実機テストと同じ質の非実機テストが実

施可能となる。さらに、サポートツールを加えたことにより非実機テストの作業効率が向上する。

非実機テスト支援システムはハードウェアを追加することなく実機テストと同質の非実機テストを実現し、容易に複製できる点が HILS と異なる。また、実アプリケーションプログラムを実行する点において同システムと SILS と同じであるが、リアルタイム OS はシミュレータとして実現するため、複数のコンピュータから構成されるシステムであってもホスト PC の負荷は低く、一つのホスト PC だけで実現できる点に特徴がある。さらに、同システムの故障率シミュレーション機能はソフトウェアのディペンダビリティ (dependability) を向上させる役割を持つことに大きな特徴がある。次に、ハードウェアシミュレータ、リアルタイム OS シミュレータ、およびサポートツールについて詳細に述べる。

5.2.1 ハードウェアシミュレータ

非実機テスト工程における実機テストと同等のテストを実現するため、装置の挙動を模擬するハードウェアシミュレータを開発する。このとき、より装置に近いテスト環境とするため、ハードウェア故障を模擬する機能を組み込む。ここではハードウェアシミュレーションと故障率シミュレーションについて述べる。

ハードウェアシミュレータは離散系と連続系シミュレーションの 2 機能を持つ。前者には、I/O レジスタの入出力、A/D 変換、D/A 変換を模擬する機能と、イメージデータを生成する機能がある。入出力模擬機能は、I/O レジスタへの Read/Write 命令と、物理シミュレーション結果を I/O レジスタへ入出力する機能を模擬する。A/D 変換模擬機能は、I/O レジスタへのアクセスをトリガにした変換動作の開始と、変換終了ステータスおよび変換データを I/O レジスタに反映させる。D/A 変換模擬機能は、書き込まれた離散データを物理量に変換し、それを連続系シミュレータへの入力データとする。イメージデータ生成機能は、荷電粒子線走査によるイメージ

データの生成と、焦点ずれや歪みを模擬している。ハードウェアシミュレータ間の情報伝達と同期には仮想マシンの開発用 OS である Linux[®]の共有メモリと Mutex 機構を利用している。セマフォでなく Mutex を用いたのは、アプリケーションの不具合によるハードウェアシミュレータの誤動作を避けるためである。連続系シミュレーションには、チャンバの圧力変化、センサのチャタリング、モータ駆動による状態変化を模擬する機能がある。チャンバ圧力のシミュレーションは、アプリケーションプログラム実行の結果生じるバルブやポンプ動作によるチャンバ内の圧力変化を模擬する。

図 5.5 に圧力シミュレーションのモデルを示す。同図はチャンバに 1 台のポンプが接続されているが、図 5.6 に示すレイアウト例のように、荷電粒子線装置はチャ

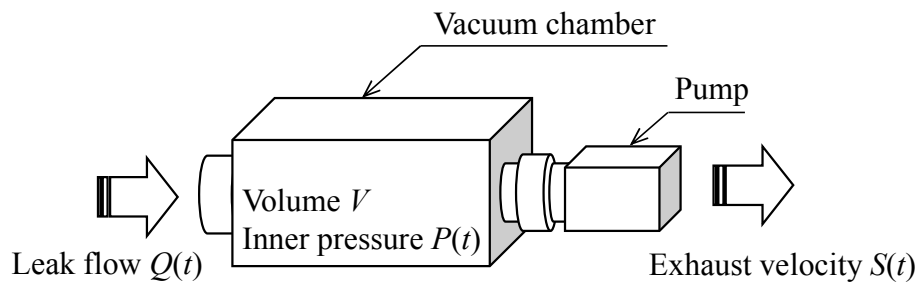


図 5.5 真空チャンバのモデル

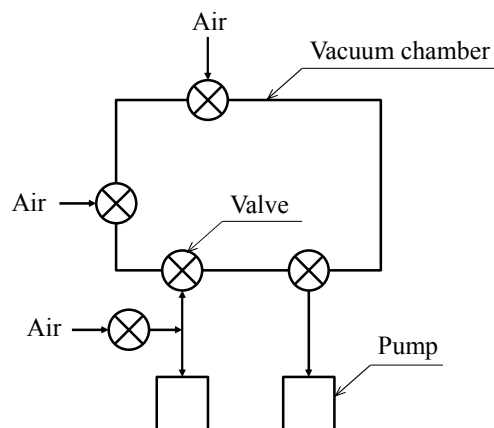


図 5.6 真空チャンバにおけるポンプとバルブの接続図

ンバに複数の真空バルブと排気ポンプが接続されている。これを考慮すると、チャンバ内の圧力方程式は、線形系の和として式(5.1)となる[1][2]。

$$-V \cdot \dot{P}(t) = P_i(t) \sum_{i=1}^n S_i(t) + \sum_{j=1}^m Q_j(t) \quad (5.1)$$

ここで、 V ：チャンバの体積 [m^3]、 S ：真空ポンプの排気速度 [m^3/s]、 P ：チャンバ内の圧力 [Pa]、 Q ：チャンバへの加圧力 [Pa]、 n ：真空ポンプの数 [-]、 m ：真空バルブと内壁面の数の和 [-]、である。 Q の要因には大気開放バルブによる加圧とチャンバ内壁からのガス発生がある。

式(5.1)は1次遅れ要素の形式であるから、チャンバ内の圧力 $P(t)$ は容易にシミュレーションできる。具体的に式(5.1)を差分方程式として近似すると、式(5.2)となる。ここで、 Δt は計算周期 [s] である。

$$P(t + \Delta t) = \left(1 - \frac{\Delta t}{V} \cdot S_{sum}(t) \right) \cdot P(t) - \frac{\Delta t}{V} \cdot Q_{sum}(t) \quad (5.2)$$

ただし、 S_{sum} 、 Q_{sum} は以下のとおり、時刻 t における排気速度の総和および加圧力の総和である。

$$S_{sum}(t) = \sum_{i=1}^n S_i(t), \quad Q_{sum}(t) = \sum_{j=1}^m Q_j(t)$$

次に、チャタリングのシミュレーションについて述べる。荷電粒子線装置には位置や安全確認のために多数のセンサが備えられるが、チャタリングを生じるセンサがある。チャタリングによってソフトウェアが誤った動作をすると、安全面においても重大な事象を引き起こす。しかし、ソフトウェアの実機テストにおいて装置のチャタリングを意図的に発生させることは難しい。そこで、チャタリングを模擬することで、ソフトウェア性能を非実機テスト工程にて事前検証することを可能にする。図 5.7 に、ソレノイドバルブの位置センサについてのシミュレーション結果を

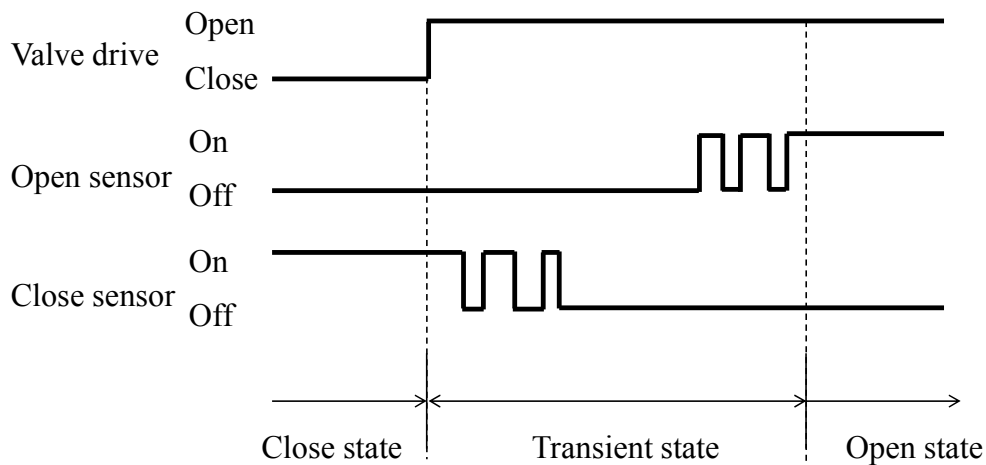


図 5.7 ソレノイドバルブに発生するチャタリングのシミュレーション

示す。バルブを閉状態から開状態へと駆動したとき、メイク接点とブレイク接点は過渡状態を経て状態が確定する。これをシミュレータが模擬することにより、ソフトウェアによる状態検出処理の妥当性がテストできる。

さらに、シミュレータに機械の挙動を模擬するモータ駆動シミュレーション機能を実装する。モータの挙動は式(5.3)のとおり、離散系 2 次 IIR (Infinite Impulse Response) の伝達関数として模擬する[3]。さらに、式(5.4)に示すとおり、機械の高次振動や外乱の影響を模擬するために乱数を加算し、シミュレーション結果とする[4]。

$$\frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}} \quad (5.3)$$

$$y_o(t) = y(t) + r(t) \quad (5.4)$$

ここで、 z : 遅延演算子 [-], $y(t)$: 機械変位 [m], $Y(z)$: $y(t)$ の z 変換結果 [-], $u(t)$: 入力 [N], $U(z)$: $u(t)$ の z 変換結果 [-], $a_0 \sim a_2$, $b_1 \sim b_2$: 機械のダイナミクスを示す IIR の係数 [-], $y_o(t)$: シミュレータの出力 [m], $r(t)$: 乱数 [-], である。なお、[-]は無次元を意味する。乱数はアクチュエータごとに独立して計算する。図

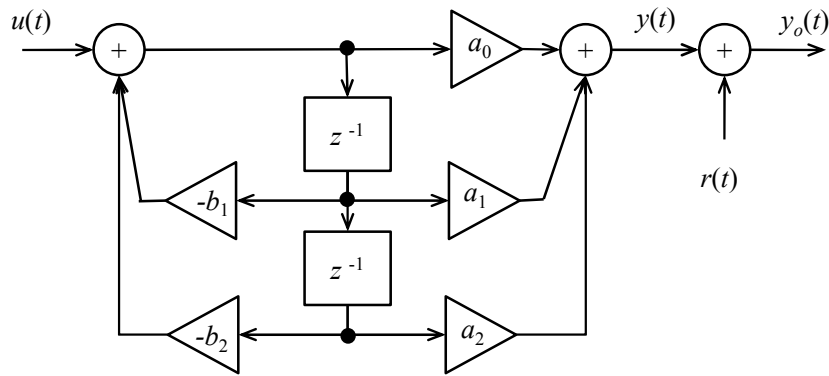


図 5.8 モータシミュレーションのブロック線図

5.8 に同シミュレーションのブロック線図を示す. このシミュレーション結果をソフトウェアテストに用いることにより, 装置の安全性や精度を非実機テスト工程で評価できる.

次に, アプリケーションプログラムとハードウェアシミュレータの接続方式について述べる. まず, 図 5.9 に示す制御プログラムの構成を用いてアプリケーションプログラムから I/O レジスタへのアクセス方法を統一する. 全てのアプリケーション

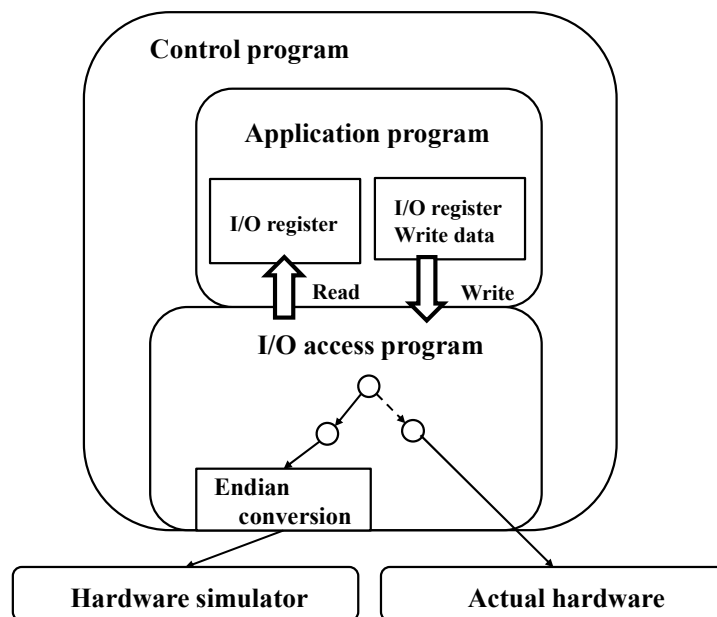


図 5.9 I/O アクセス関数の概略構成図

ンプログラムは I/O アクセス関数を介してのみ I/O レジスタへアクセスするように構成する。同関数は非実機テスト実行中か否かによりハードウェアシミュレータとハードウェアへのアクセスを切り替える。コンピュータごとに異なるエンディアンも I/O アクセス関数内で変換し、アプリケーションプログラムから隠蔽する。これらにより、アプリケーションプログラムを非実機テストのために変更する必要がない。

非実機テストはソフトウェア開発者が作成したテストシナリオに基づいて実行するため、開発者が想定していない事象に対してはテストされない。その結果、実機テスト工程においてソフトウェア開発者にとって想定外の不具合が発生する。そこで、シミュレータがハードウェア故障を自動的に発生させることでテスト網羅率を高める仕組みを実装する。

図 5.10 に故障率シミュレーションの仕組みを示す。同図はシミュレータが保持している 1 ビットのセンサ信号をアプリケーションプログラムから読み込むときの状況を示す。開発者は当該センサ信号に対する故障率をあらかじめ設定しておく。アプリケーションプログラムからセンサ信号にアクセスするたびに乱数を計算する。

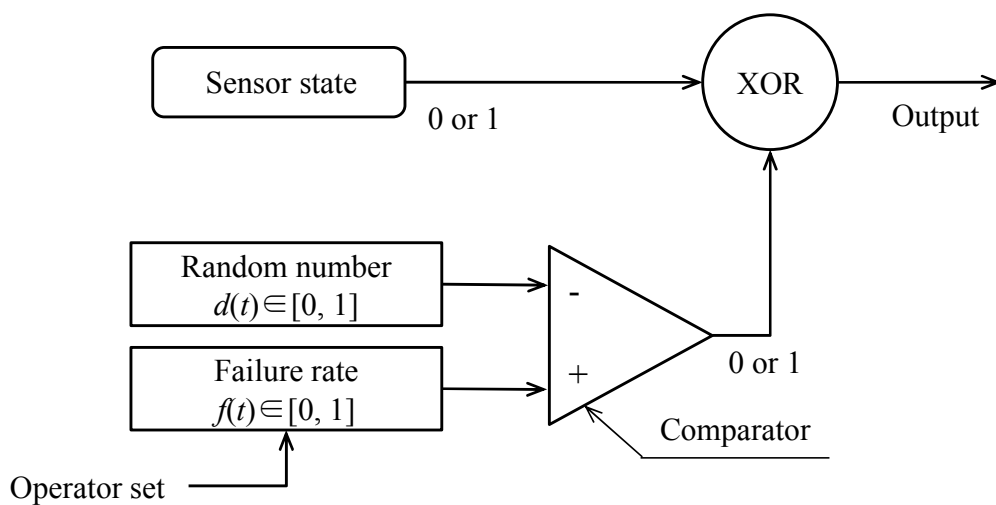


図 5.10 故障率シミュレーションのブロック線図

ここで、乱数計算には乱数発生周期が長く周期性があらわれにくい Mersenne twister 法[5]を用いた。比較器は故障率 $f(t)$ と乱数 $d(t)$ を比較し、故障率 $f(t) < \text{乱数 } d(t)$ の場合は 0、故障率 $f(t) \geq \text{乱数 } d(t)$ の場合は 1 を出力する。アプリケーションプログラムにはセンサ信号と比較器の排他論理和 XOR を出力する。そのため、開発者の意図しない状況にてハードウェアエラーが発生し、ソフトウェアのディペンダビリティが試される。故障率は、装置に備わる全 I/O レジスタに対して 1 ビットごとに設けられている。ステージ座標やチャンバ圧力といったアナログ量についても、デジタル量に変換される時点で故障率シミュレーションが適用される。これにより、ランダム故障や特定ビットの故障も再現できる。

5.2.2 リアルタイム OS

各制御コンピュータは異なるリアルタイム OS を採用している。複数のリアルタイム OS とその上で動作するアプリケーションプログラムを同一コンピュータの中で同時に実行させるため、仮想マシン上で動作するリアルタイム OS シミュレータを開発する。SILS の利用も考えられるが、ホストコンピュータへの負荷が高く、複数のリアルタイム OS とアプリケーションプログラムを同一コンピュータ上で実行させることは難しい。また、全ソフトウェア開発者に非実機テスト支援システムを提供するには高性能なホスト PC でなくても動作することが望ましい。そこで、リアルタイム OS シミュレータを開発し、ホスト PC の負荷を軽減する。

図 5.11 に同シミュレータの構成を示す。リアルタイム OS のサービスを利用するとき、アプリケーションプログラムは必ず同 OS アクセス関数を呼び出す。同関数は実機における実行環境ではリアルタイム OS の API (Application Program Interface) を実行し、非実機テスト工程ではリアルタイム OS シミュレータを実

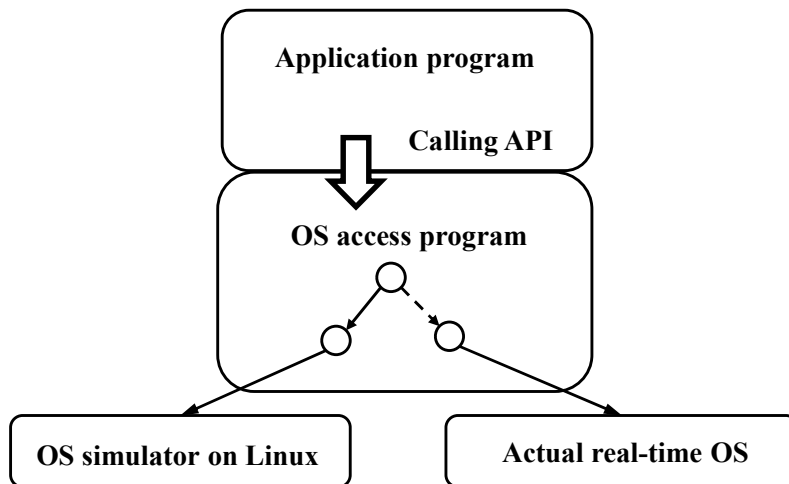


図 5.11 リアルタイム OS シミュレータの構成図

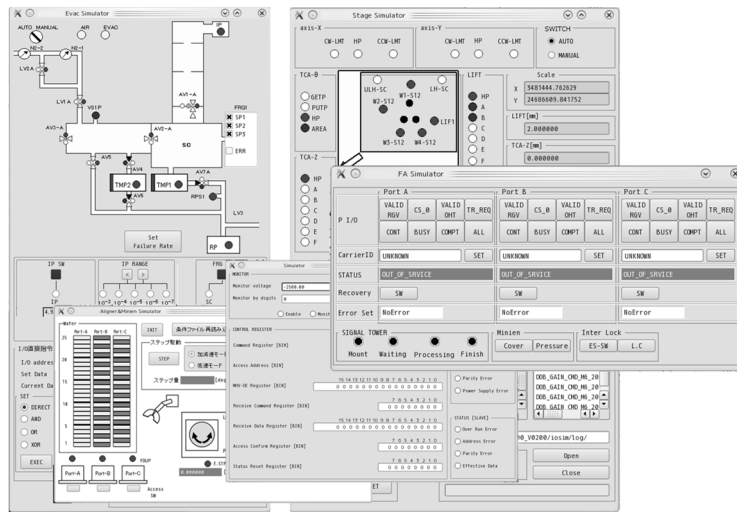
行する。同シミュレータは装置に組み込まれているリアルタイム OS の持つサービスを Linux[®]のサービスを用いて模擬する。表 5.1 にリアルタイム OS シミュレータの模擬方法と実現した API 数を記す。同シミュレータはホストコンピュータの負荷を軽減するため、コンテキストスイッチングのタイミングやタイマ動作の正確性は重視していないことに特徴がある。そのため、シミュレータとしての正確さには欠けるが、動作周波数 600 MHz の PentiumIII[®]でも実用的に動作する。これを仮想マシン上で実行することにより、装置に組み込まれている全ソフトウェアを非実機テスト用に修正することなく同時に実行できる。

表 5.1 模擬方法と API 数

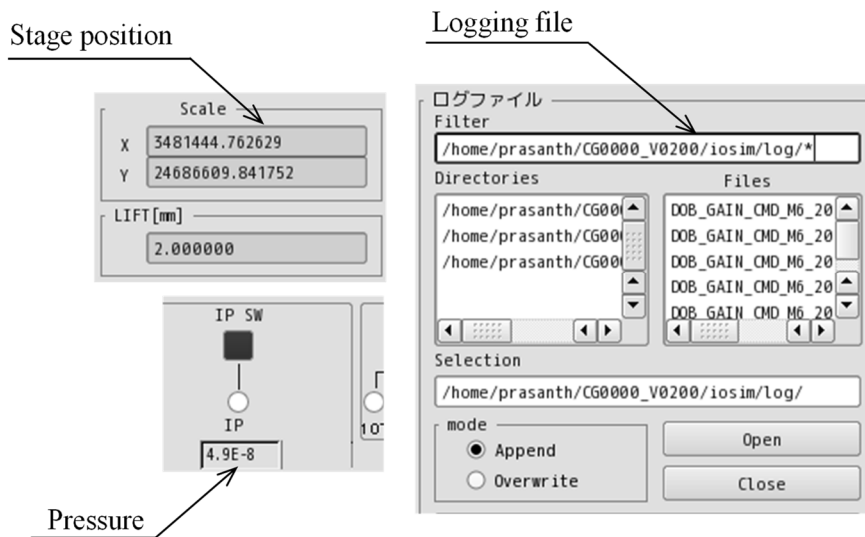
Function of actual OS	Simulation on Linux	Number of API
Task management	Thread management	64
Timer management	Timer management	16
Message management	Message management	34
Serial communication	Socket communication	10
Socket communication	Socket communication	44

5.2.3 非実機テストサポートツール

人間にとって組込み制御ソフトウェアの動作はわかりにくい。特に、真空環境で動作する荷電粒子線装置は実機テストのときでもハードウェアの挙動がわかりにくい。そこで、シミュレーションの状況を GUI に表示し、実行状況がテスト担当者にはわかりやすいテスト環境を提供する。図 5.12 に開発したサポートツ



(a) GUI の全体図



(b) 操作・表示部の拡大図

図 5.12 非実機テストサポートツールの操作画面

ールの操作画面を示す。同図(a)に全体図、(b)には同図(a)の拡大図を示す。チャンバ内の圧力や試料位置をはじめとして、装置状態が容易に把握できる。また、アプリケーションプログラムがハードウェアにアクセスした記録をログファイルに保存する機能により、ソフトウェアの妥当性を客観的に検証できる仕組みを設けた。さらに、GUIの操作によってセンサやアクチュエータの状態を強制的に変更でき、故障率も設定できる仕組みを設けた。図 5.13 に装置状態を変更する操作例を示す。表示されているセンサをマウスの右ボタンでクリックすると、強制的にセンサ状態を変更できる。同センサを ALT キーと同時にマウスの右ボタンをクリックすると、同センサの故障率を設定できる。これらの操作は初期設定ファイルとしても設定できるので、ソフトウェアテストのたびに装置状態を容易に再現できる。また、GUI 操作と同じ機能をキーボードだけで実現できる CUI (Character-based User Interface) 機能も備えたため、開発者の熟練度に応じた非実機テスト作業を選択できる。

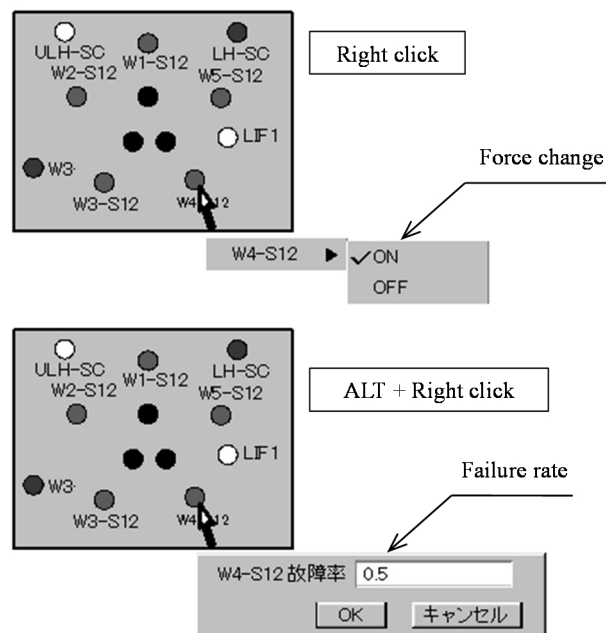


図 5.13 装置状態を変更するための操作画面

5.2.4 非実機テスト支援システムの効果

非実機テスト支援システムを組み込みソフト開発に適用した結果について述べる。図 5.14 に同システムの効果を示す。

従来は、不十分な非実機テスト工程で少しのテストを実施し、不足分を実機テストで補っていた。しかし、開発者数に対して実機の台数は少ないため、逐次作業となる。その結果、実機テスト期間は長くなり、開発遅延を招く。それに対し、非実機テストシステムの導入後は実装置と同等のテスト環境で多くのテストケースを実施できるとともに、破壊試験や故障テストが実施できる。しかも、開発者数に応じた作業環境を容易に複製できるため、テスト期間が短縮できる。この結果、実機テスト工程では必要最小限のテスト内容に限定できるため、開発期間が短縮できる。従来の開発手法と非実機テスト支援システムを用いた場合の比較を表 5.2, 5.3 に示す。表 5.2 に実機テスト期間、表 5.3 に非実機テスト期間の比較を示す。

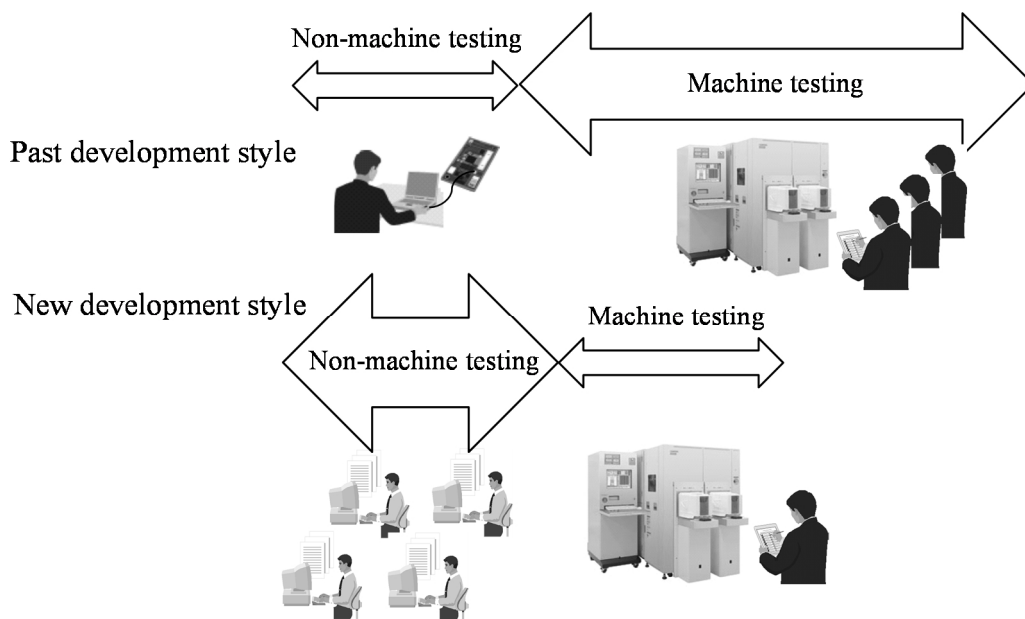


図 5.14 非実機テスト支援システムによるテスト環境の変化

表 5.2 実機テスト期間の比較

Development style	Period for machine testing	Number of bugs after testing
Conventional method	25 days	63
Using the support system	6 days	5

表 5.3 非実機テスト期間の比較

Development style	Time for non-machine testing	Period for non-machine testing
Conventional method	35 h	4.5 days
Using the support system	582 h	6.5 days

表 5.2 から同システムを非実機テスト工程に導入したことで実機テスト期間が 75 %短縮できた。表 5.3 では非実機テスト支援システム用いたほうが延べでテスト時間は約 16 倍に増えている。これは非実機テスト工程で実行可能になったテストケースが大幅に増えたことによる。一方、非実機テスト工程の期間は約 1.5 倍にとどまる。これは非実機テスト支援システムの複製によって非実機テストを並行実施できたためであり、非実機テスト支援システムの効果である。また、非実機テスト工程において多量のテストを実施したことにより、開発完了後の不具合件数も 1/10 以下に低減できた。

図 5.15 に非実機テスト支援システム導入後の実機テストにおける不具合分析結果を示す。ハードウェアインターフェース不良が 68%を占め、ソフトウェア不良は 32%にすぎない。ソフトウェア不良が 93%を占めていた同システム導入前と比較すると大きく改善できた。実機テスト工程においてハードウェアインターフェースの確認が大きな割合を占めていることは適切なテスト内容であることを示す。

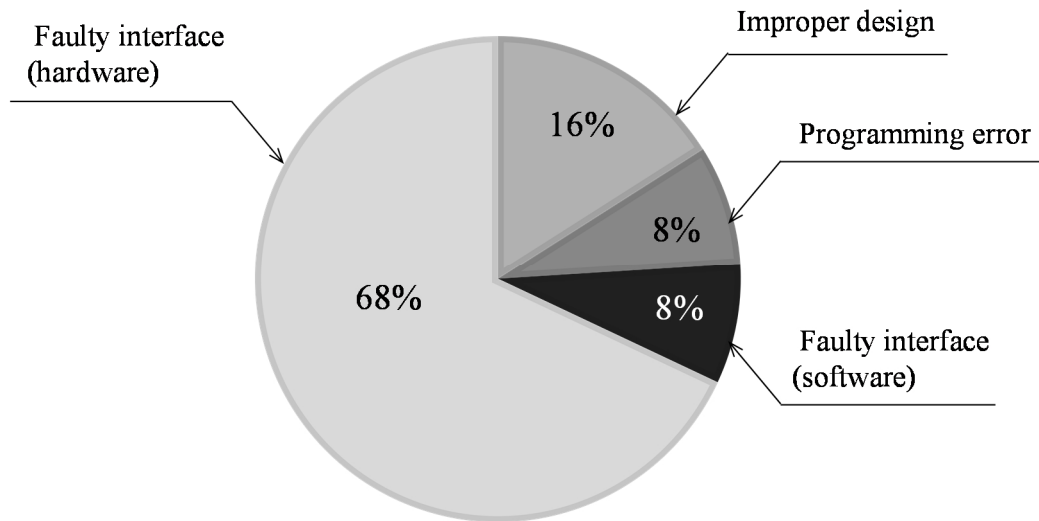


図 5.15 非実機テスト支援システム適用後の実機テストにおける不具合

5.3 まとめ

非実機テスト支援システムの検討と実証結果について述べた。結論は以下のとおりである。

- (1) リアルタイム OS を模擬するリアルタイム OS シミュレータを開発し、複数の組込みソフトを1台のコンピュータで同時実行可能なテスト環境を構築した。これは、コンピュータへの負荷が小さいため、安価なコンピュータで実現できる。そのため、ソフトウェア開発者に十分な数の非実機テスト支援システムを提供でき、大規模組込みソフトウェア開発に適している。
- (2) ハードウェア故障を確率的に発生させる機能を持つハードウェアシミュレータを提案した。
- (3) 組込みソフト実行環境とハードウェアシミュレータを組み合わせた非実機テスト支援システムを構築した。
- (4) 非実機テスト支援システムを荷電粒子線装置の開発に適用し、開発効率を向上できる効果を確認した。

5.4 参考文献

- [1] アクチュエータシステム技術企画委員会：アクチュエータ工学，養賢堂 (2004).
- [2] 物理学辞典編集委員会：物理学辞典 三訂版，培風館 (2005).
- [3] K.Yokoyama, M. Saito, H Torinoumi, T.Moriwaki, M.Aketagawa: Improvement of Positioning Accuracy by Real-Time Compensation of Thermal Elongation of Ball-screw(1st Report) - Principle of the Compensation and Influence of Driving Condition -, *Journal of the Japan Society for Precision Engineering*, **74**, 9(2008), 931-936.
- [4] 秋丸春夫，鳥脇純一郎：現代 確率論の基礎，オーム社(1983).
- [5] M. Matsumoto, T. Nishimura: Mersenne twister: a 623-dimensionally equidistributed uniform pseudo-randomnumber generator, *ACM Transactions on Modeling and Computer Simulation*, **8**, 1(1998), 3-30.

6章 結 言

本学位論文の結論，今後の課題について述べる．

6.1 結 論

本学位論文では，真空雰囲気において照射される荷電粒子線を利用した半導体検査，製造装置における高精度化を実現した．熱変形，振動の低減や位置決め精度の向上という目標に対し，真空雰囲気での動作，磁場変動の防止といった課題があった．これらの課題をオブザーバと制御技術を応用することで解決した．これらの概要を図 6.1 に示す．

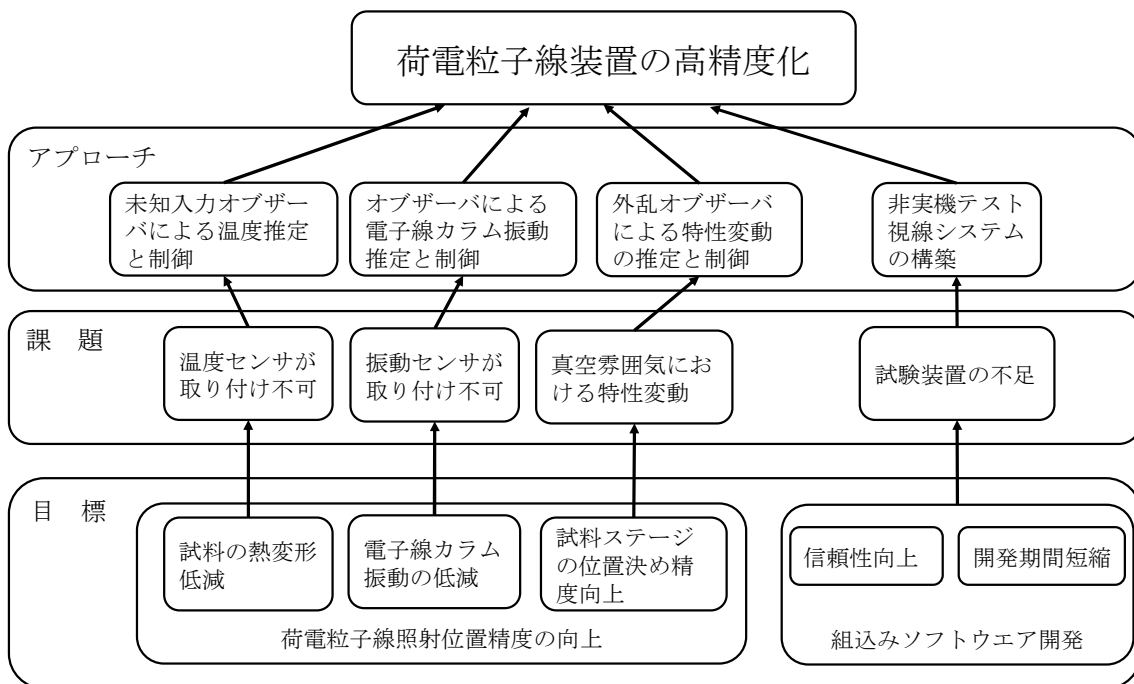


図 6.1 本研究成果の概要

以下，本研究の結論を述べる．

(1) 試料変形の低減

真空雰囲気において試料変形量を 240 nm から 4.8 nm に改善した。異物付着を防止するために温度センサを試料に取り付けられないという課題に対し、真空雰囲気における熱伝導特性を利用した未知入力オブザーバを構築して精密温度計測を実現した。さらに、真空雰囲気では放射による伝熱が支配的になることを利用して高精度温度制御を実現した。これらにより、精度 0.002 °C の非接触温度制御を実現した。

(2) 荷電粒子線照射位置精度の高精度化

荷電粒子線照射位置精度を 15 nm から 1.5 nm に低減した。磁気発生が雑音源となる電子線カラムの振動を計測するため、荷電粒子線装置の構造モデルから電子線カラムの振動を推定するオブザーバを構築した。さらに、磁気の影響を避けるために、装置下部にリニアアクチュエータを装備したアクティブ除振システムを構築した。これらにより、電子線カラムの振動を抑制するフィードバック制御によるアクティブ除振を実現し、電子線カラムの振動を 1/10 に低減した。さらに、装置の設置環境により異なる床振動にも対応可能なアクティブ除振システムを実現した。

(3) ステージ位置決め精度の高精度化

真空雰囲気におけるステージ位置決め精度を 30 nm から 10 nm に低減した。大気中と真空雰囲気では動特性が変化する摩擦駆動型試料ステージにおいて、動特性の変化を外乱として推定する外乱オブザーバを構築した。同外乱をフィードバックすることでその影響を相殺し、真空雰囲気においても安定した位置決めが可能な試料ステージを実現した。

(4) 非実機テスト支援システムの構築

精密機器における組込みソフト開発の信頼性向上と開発期間の短縮を両立する非実機テスト支援システムを構築した。ソフトウェア開発のために十

分に用意することができない大型の超精密機器に代わり，確率的ハードウェア故障を模擬するハードウェアシミュレータとリアルタイム OS シミュレータを組み込んだ非実機テスト支援システムを構築した．これにより，実装置と同じソフトウェア実行環境を PC 上に実現できる．同システムの活用により，ソフトウェアの不具合件数 1/10 に低減し，実機テスト期間を 1/4 に低減した．

6.2 今後の課題

今後の課題として，以下の 2 点を挙げる．

(1) 真空雰囲気における冷却システムの構築

真空雰囲気においては伝熱効果が少ない．そのため，ペルチェ素子のような冷却アクチュエータは十分に機能しない．本研究においては発光ランプを用いた輻射熱による温度制御を実現したが，これは加熱のみの機能である．試料温度が目標温度よりも高い場合，温度が低下するまで待つことで対応しているが，これはスループット低下を招く．今後は，冷却に対する検討が必要である．さらに，加熱と冷却アクチュエータが異なる場合，線形制御では難しいことも予想されるため，その制御方法についても検討が必要である．

(2) 真空雰囲気における試料ステージの動特性の解明

真空雰囲気における試料ステージの動特性変化を一括して外乱とした．しかし，さらなる高精度化を目指すにあたり，同変化を明らかにしなければならぬ．これを明らかにし，試料ステージの制御に活用することで，さらなる試料位置決め精度の向上をはかることが課題である．

謝 辞

学位申請の実施に関して、多くの方々からご助言とご指導をいただきました。ここに深く感謝いたします。

学位論文をまとめるにあたり、研究のご指導、ご教示に留まらず、技術者としての在り方まで温かくご支援いただきました東京農工大学 涌井伸二教授に深く感謝いたします。ご多忙にも関わらず、本博士論文の審査をお引き受けいただき、かつ幅広い視点からご助言いただきました東京農工大学 鄧明聡教授、東京農工大学 長坂研教授、東京農工大学 田中洋介准教授、東京農工大学 有馬卓司准教授に深く感謝いたします。本研究の母体組織でもあり、研究の機会と環境を与えてくださいました株式会社日立ハイテクノロジーズ関係者の多数の方々に感謝いたします。研究を進めるにあたり、熱心に議論くださり、協力してくださいました株式会社日立製作所日立研究所関係者の多数の方々に感謝いたします。茨城工業高等専門学校在学中から長年にわたり、公私ともにご指導、ご支援いただきました一関工業高等専門学校 柴田尚志元校長に深く感謝いたします。本研究を進めるにあたり励まし、応援してくれた子供たち、妻・素子に深く感謝いたします。最後に、つねに温かく見守り続けてくれながらも在学中に逝った母・のぶに本論文を捧げます。

研究業績

本論文に関連する論文，学会発表を以下に示す．

1. 査読付き論文

- [1] 森田一弘，涌井伸二：真空環境における高精度温度計測と制御に関する研究，精密工学会誌，**82**, 3 (2016), pp.266-271. (4章 4.1 節)
- [2] 森田一弘，涌井伸二：電子線装置の振動抑制に関する最適化の検討，精密工学会誌，**82**, 6 (2016), pp.583-588. (4章 4.2 節)
- [3] 森田一弘，佐藤恵弥，涌井伸二：ハードウェア故障シミュレーション機能を有するソフトウェアテスト支援システムの開発，精密工学会誌，**83**, 1 (2017), pp.101-107. (5章 5.2 節)

2. 国際会議

- [1] Kazuhiro Morita, Shinji Wakui: Stabilization of the Precision Positioning Stage Working in the Vacuum Environment by Using the Disturbance Observer, The 4th IIAE International Conference on Industrial Application Engineering 2016 (ICIAE2016), pp.263-268. (4章 4.3 節)

3. 参考論文

- [1] 森田一弘，涌井伸二：偏心量計算に第2種完全楕円積分を用いた高精度ウエハプリアライナの開発，精密工学会誌，**83**, 6 (2017), pp.579-584.
- [2] Kazuhiro Morita, Shinji Wakui: Study of a Teaching Method to Grow the Control

Engineer of Precision Apparatus, Journal of the Institute of Industrial Applications Engineers, 6, 3 (2018), pp.128-138.

4. 招待講演

- [1] 森田一弘 : Maple を活用した半導体製造装置用アクティブ除振システムの開発, System Level Engineering Symposium 2015, ベルサーール汐留, (2015-12-03～04).