

博士論文

電流と磁束フィードバックによる磁気浮上搬送系の
設計と構築に関する研究

Design and Construction of Active Electromagnetic Levitation
Conveyance System with Current and Magnetic Flux Feedback

2014年

小林 義光

目次

第1章 序論	1
1.1 本研究の背景	1
1.2 電流と磁束センシング	3
1.3 3次元磁気浮上系の動向	4
1.4 本研究の目的	4
1.5 本論文の構成	6
第2章 磁気浮上搬送モデルの導出	7
2.1 磁気浮上搬送系の実験装置	7
2.2 磁気回路特性	11
2.3 磁気浮上搬送系の数学モデル	13
2.4 状態方程式の導出	14
2.5 状態方程式のパラメータ同定	17
2.6 まとめ	20
第3章 電流と磁束センシング	23
3.1 1次元方向に対するホール電圧の関係式導出	23
3.2 2次元方向に対するホール電圧の関係式導出	26
3.3 3次元方向に対するホール電圧の関係式導出	31
3.4 まとめ	34
第4章 浮上制御と制振制御の確立	37
4.1 LQG制御系	37
4.2 LQG/LTR法	39
4.3 制御設計	41
4.4 数値計算	42
4.5 実験結果	43
4.6 まとめ	44

第5章 搬送制御と制振制御の確立	53
5.1 目標搬送軌道生成	53
5.2 2自由度積分型最適サーボ系	60
5.3 制御設計	64
5.4 数値計算	64
5.5 実験結果	67
5.6 まとめ	68
第6章 ホール電圧変動に対する補償	83
6.1 ホール電圧変動を考慮したパラメータ同定	83
6.2 定電流制御を用いた浮上制御	88
6.3 ホール電圧のノイズ対策	91
6.4 まとめ	93
第7章 結論	101
7.1 本研究で得られた成果	101
7.2 今後の展開	102
参考文献	105
謝辞	111

第1章 序論

1.1 本研究の背景

一般に生産現場における産業ロボット等に用いられるロボットハンドの多くは、機械部品を直接把持する接触把持機構である。近年、製造機械の高性能化に伴って、多品種で高精度な機械部品の製造が求められている。そのため、搬送時の接触による物体の表面品質の低下やハンド形状によって把持可能な物体が制限されるなどの課題が挙げられる。そこで、機械部品を非接触で搬送することができれば、これらの課題が解消でき、一般的に接触搬送が困難な機械部品（例えば、塗装物や微小物体など）への対応が期待できる。このような背景から、非接触把持の代表的な技術である磁気浮上技術を応用して、非接触把持搬送の研究が多数行われている [1]-[13]。電磁石を用いた磁気浮上系は、複雑な機構を必要としないため、メンテナンス性も良く、またロボットハンド機構の小型化やバネ定数などの把持特性を容易に変化させられる利点が挙げられる。

図 1.1 は、本研究が磁気浮上搬送系の例として考える非接触支持型の塗装システムの構想図である [14]。予め加熱されたワークを非接触で浮上させ、そのまま流動浸漬槽の上方まで搬送する。そして、流動浸漬槽を上方へ可動させ、ワークを槽へ浸漬する。ワークの保有する熱量によりその表面に、槽中の樹脂粉末を融着させ、塗膜を形成する仕組みである。一般にワークの塗装では、ワークを支持した状態で塗装を行うため、支持した部分の塗装ができず、支持部を再度塗装する必要がある。一方、ワークを非接触で支持して塗装することができれば、そのような二度手間を必要としないため、作業効率が向上するものと考えられる。

このような利点が挙げられる一方で、一般的に磁気浮上システムは、不安定なシステムであるため、フィードバック制御が不可欠である。また、通常は変位情報を外部に配置されたレーザセンサ等を用いて計測している。このことは、搬送装置への応用を考えた場合、マニピュレータ本体と把持物体との相対変位の測定が必要であることから、センサの配置に制限を加えることになる。そのため近年、磁気浮上搬送装置や磁気軸受等の電磁石吸引力を利用する磁気浮上システムにおいて、低コスト・小型・省スペース化を目指したセルフセンシング磁気浮上システムが提案されている [15]-[19]。これらは、電磁石コイルと変位センサコイルを兼用し、変位センサに関わるハードウェアを取り除けることに

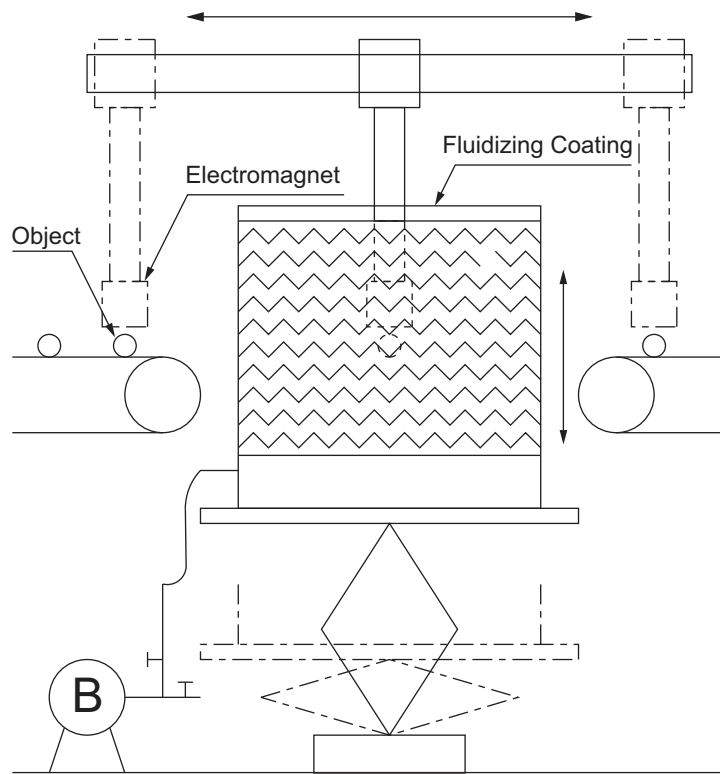


Fig. 1.1 Painting system using an active magnetic levitation.

よって、低コスト化と省スペース化が実現できる。また、基本的には電磁石と把持物体間の相対変位を推定することができる。

セルフセンシング磁気浮上については、Vischer と Bleuler らが、把持物体の運動によって電磁石コイルに誘導される逆起電力を利用して変位を推定する方法を 1993 年に提案している [15][16]。これは電磁石の励磁回路として電圧出力型アンプを用いた磁気浮上系では、コイル電流だけを観測出力とした場合でもシステムの可観測性が成立することを利用して、この原理を応用した AMB (Active Magnetic Bearing) に対する適用例も報告されている。その後、水野らとの共同研究によるターボ分子ポンプへの実用化報告があり [17]、その後も研究が進められている [18][19]。しかし、この方法は一定外力が浮上対象物に作用するときには、定常偏差を零にすることができないことと、不安定なシステムであることに加え、電流のみを観測出力とすることで、不安定零点を持つ非最小位相系となることが知られている。また、不安定極と不安定零点が近接しているために、安定余有の確保が難しく [20]、LQG 制御系を用いた場合の安定余有の回復手法である LQG/LTR 法が、非最小位相系の場合には適用できない [21]。著者らもセルフセンシング磁気浮上の実現に取り組み [22]–[24]、モデル化誤差を低減するような磁気浮上モデルの閉ループ同定問題 [25][26] や非最小位相系に対する安定余有の回復 [27][28] を試みたが実現には至らな

かった。また、セルフセンシング磁気浮上系に対しては、電流の高い検出精度が不可欠であることも示されている [29]。したがって、セルフセンシング磁気浮上系は、変位センサレスである利点を持つ反面、安定余裕の確保が課題として挙げられる。

1.2 電流と磁束センシング

セルフセンシング磁気浮上の提案以前には、電流と磁束から変位を推定する方法が提案されている [30][31]。これらは、電磁石の磁極部にホール素子を取り付けて、電流と磁束から浮上物体の変位を推定するものである。セルフセンシング磁気浮上と比較して、電磁石の磁極部にホール素子を取り付ける必要はあるが、ホール素子は小型で安価なものであり、センサとしての配置に問題がなく、コストも低減できる。既に電流と磁束から変位を推定するギャップセンサを構築して磁気浮上搬送を行った事例 [1]-[3] や電流と磁束のフィードバック制御による振動制御を行った事例 [32] が報告されている。

これらの研究では、浮上方向（鉛直方向）の1自由度のみの位置を推定している。一方で高速搬送時に発生する浮上物体の横揺れを抑制するためには、浮上方向（鉛直方向）と搬送方向（水平方向）の位置を検出する必要があることから、複数のホール素子配置による2次元位置推定（鉛直方向と水平1軸方向）が提案されている [33]。これらは複数のホール電圧分布の関係式から位置を推定するものである。しかし、複数のホール電圧分布の関係式の導出が複雑であること、電磁石の動特性やノイズのフィルタ処理による推定値の位相遅れ等の問題が挙げられており、浮上物体の3次元位置推定の実現には至っておらず、推定位置を水平方向の制振制御に適用した事例も報告されていない。

また、栗田 [32] によれば、電流には浮上物体の速度情報が含まれ、磁束には変位情報が含まれていることが指摘されている。そこで、電流と磁束を用いた磁気浮上系では非最小位相系を回避することができるため、安定余裕の確保が容易で、かつ未知のステップ状外乱に対して変位の定常偏差をゼロにする特性が実現できるものとして、外乱推定オブザーバを用いた制御系が提案されている [34]-[37]。一般的にロバスト安定性や外乱抑制を確立する制御として、 H_∞ 制御が代表的な制御方法として考えられるが、直接時間応答を評価していないため、浮上時の速応性の確保が難しく、コントローラが高次元化するため、3次元への拡張を考えた場合に、 H_∞ 制御の適用は現実的ではなく、直接時間応答を評価する最適制御ベースの設計によって安定余裕の確保を検討することが有効であると考えられる。

電流と磁束を用いた磁気浮上系を考えた場合の外乱としては、浮上時や搬送時の浮上物体に作用する外力、長時間の駆動における電磁石の抵抗値の変動、電流および磁束の検出器のノイズおよびオフセット誤差などが考えられ、これらの外乱はノイズを除けば主にステップ状外乱として考えることができる。そこで、Kalman フィルタの設計を利用した外

乱推定オブザーバによって、ノイズの影響の低減、外力や抵抗値変動に対する外乱補償の有効性は示されたが、検出器のオフセット誤差に対する補償ができないことが課題として示されている [38].

1.3 3次元磁気浮上系の動向

磁気浮上搬送の高速化とロバスト安定化を図るためには、鉛直方向の浮上制御のみではなく、水平方向の制振制御についても考慮する必要があることから、磁気浮上搬送の水平方向の制振性に対しても検討されている。押野谷ら [4] は、磁気浮上系を水平方向に移動させる搬送系において、水平方向から電磁石の磁気吸引力によって水平一軸方向の位置決めを制御する事例を報告している。また、井上ら [5] は、同じく搬送方向の水平一軸方向に対して、鉛直方向の浮上制御のみでの水平方向に対する安定性を評価している。しかしながら、磁気浮上系を移動させる搬送機構を用いて水平方向の制振制御を行った例などは報告されていない。

一方で、磁気浮上系を移動させる搬送系ではなく、多極電磁石の磁気吸引力制御によって、浮上物体を三次元移動させる研究も報告されている [6][7]。これらの研究では、変位センサによって計測した3次元位置情報をフィードバックして、4極電磁石の磁気吸引力を3次元方向に制御する方法を提案している。磁気吸引力を3次元方向に制御することができれば、水平方向の制振性の向上は期待できるが、多極電磁石は大型であるため、ロボットアームやスライダ機構に取り付けて移動させることは現実的ではないと考える。また、磁気浮上系の移動を考えた場合は、浮上物体の3次元位置計測のセンサ配置が問題である。

以上のことから、ハンドの小型化を考慮して単極電磁石による磁気浮上系を水平移動させることで水平方向の搬送制御と制振制御を実現し、また電流と磁束センシングによる3次元位置推定の変位センサレス化も実現できれば、さらに磁気浮上搬送系のロバスト安定化に繋がり、磁気浮上搬送系の応用範囲も広がるものと考えられる。

1.4 本研究の目的

本研究では、これらの背景から単極電磁石を用いた磁気浮上搬送系において、位置計測の課題を解決し、磁気浮上搬送系のロバスト性を向上させるための手法を提案し、その設計と構築方法について考える。具体的には、複数のホール素子配置による3次元位置推定に注目し、これらの推定位置を用いた磁気浮上搬送系の鉛直方向の浮上制御、水平方向の搬送制御および制振制御について考える。本研究の磁気浮上搬送系は、ロボットアームに

取り付けるハンドへの応用を想定し、水平2軸に移動可能なスライダに単極電磁石を取り付けて、電磁石の磁極部に4個のホール素子を配置する構成を考える。浮上物体は剛体球を考え、ホール素子による3次元位置推定や水平方向の制振性に焦点を当てて議論を進める。浮上物体の3次元位置に対するホール素子のホール電圧分布は複雑な変化であるため、ホール電圧分布から位置を算出するための関係式を精度良く導出することは困難である。また、ホール電圧の計測ノイズのフィルタ処理や電磁石の動特性による位相遅れやホール素子の温度上昇による出力変動の問題が挙げられている [6][33]。そこで、本研究では、位置計測の課題を解決するため、磁気浮上系の浮上物体の3次元位置に対する運動方程式とホール電圧分布の近似式を導出し、線形オブザーバを用いた状態フィードバック制御系を提案する [39]-[46]。これは線形オブザーバにより浮上物体の3次元位置を推定し、その推定位置を用いた状態フィードバック制御により安定浮上を実現する。そして推定誤差に対する制御系の安定性を制御系の安定余裕を大きく確保することで補償するものである。

また、磁気浮上搬送系のロバスト化を図るため、水平方向に対しては、搬送制御に対する追従性と制振性を考える。搬送制御に対しては、クレーン等の研究において搬送物体の振動励起の抑制を考慮した軌道生成方法が提案されている [47]-[50]。これらは、基本的に搬送物体の固有振動数成分を含まない目標軌道入力を生成するものであり、本研究では最も単純な軌道生成で振動励起を抑制する村上ら [49] の手法に着目し、磁気浮上搬送系への適用を考える。この手法では、加減速時間を固有振動周期の整数倍で生成することで、搬送によって固有振動数成分を励起させないように加速度入力を生成するもので、本研究では移動距離と最大速度を与えることで、汎用的に目標軌道を生成する手法を考える。

さらに、浮上時や搬送中の外乱による振動抑制を考慮して、浮上制御と同様に水平方向の変位と速度の推定値を用いた状態フィードバック制御により、搬送物体の水平方向に対して制振制御を実現することを検討する。ここで、水平方向の搬送制御に対しては、搬送軌道への追従性と浮上物体の揺れの制振性の両者を確立することが必要であり、一般的な積分補償を加えた最適サーボ系 (LQI 制御系) [51] を用いると、追従性と制振性のトレードオフが発生するため、適切な制御系を設計することが難しい。

そこで、追従性と制振性を両立する搬送制御系の研究は多く報告されており [52]-[56]、これらの制御系は、主に追従性を確保するフィードフォワード制御と、外乱抑制を行うフィードバック制御を組み合わせた2自由度制御系で構成される場合が多く報告されている。本研究では、最適制御をベースとした浮上制御と搬送制御を考えるため、最適制御をベースとした藤崎ら [56] が提案する2自由度積分型最適サーボ系に着目し、磁気浮上搬送への適用を検討する [57][58]。具体的には、最適サーボ系によって制振制御を実現し、搬送中の外乱やモデル化誤差によって、目標速度軌道から外れた場合のみ、独立に積分補償が作用することによって速度追従性を確保するものである。

以上より、本論文では、位置計測の課題に対して、電流と磁束フィードバックを用いたオブザーバによる浮上物体の3次元位置の推定を提案する。そして、推定値を用いて浮上制御に対してはLQG/LTR制御系、搬送制御に対しては2自由度積分型最適サーボ系および加減速時間が固有振動周期の整数倍である目標速度軌道生成の組合せを提案し、磁気浮上搬送系の応用拡大のための実現性と利用性を数値計算と実証実験により検証する。

1.5 本論文の構成

本論文は、以下の7つの章から構成されている。第1章では、本研究の背景と目的について述べ、また、本論文の構成について示す。第2章では、磁気浮上搬送系のモデルについて、搬送機構の水平方向の運動方程式、電磁石の電気回路方程式、浮上物体の3次元方向の運動方程式を導出し、線形近似によって状態方程式を導出する。また実験装置の概要と状態方程式のパラメータ同定手法について説明する。第3章では、電磁石の磁極部に配置した4つのホール素子基板について説明し、浮上物体の3次元位置と電磁石の電流に対するホール電圧の近似式から出力方程式を導出する。また、ホール電圧の近似式のパラメータ同定手順について述べる。第4章では、安定余裕に着目したオブザーバを用いた状態フィードバック制御系の設計について述べ、数値計算と実験により鉛直方向の浮上制御と水平方向の制振制御の有効性について述べる。第5章では、磁気浮上搬送中の浮上物体の水平方向の振動励起を抑制するため、浮上物体の固有振動周期に着目した加減速時間で目標搬送速度軌道を生成する方法について述べ、数値計算と実験により有効性を検証する。また、磁気浮上搬送の浮上時や搬送中の外乱によって発生した浮上物体の振動に対して、水平方向に対して搬送制御と制振制御を両立するための2自由度積分型最適サーボ系の設計について述べ、数値計算と実験により有効性を検証する。第6章では、ホール素子をセンサとして磁気浮上搬送系へ適用する場合において、ホール電圧の計測ノイズや温度上昇による出力変動の問題を述べ、その対策方法の有効性を実験により検証する。第7章では、本研究で得られた知見をまとめ、結論とする。

第2章 磁気浮上搬送モデルの導出

本章では，本研究で対象とする磁気浮上搬送系の実験装置の概要について述べる．そして，本研究で扱う磁気浮上系の磁束，磁気吸引力およびインダクタンス定式化について述べ，磁気浮上搬送系のモデルを導出する．最後に，磁気浮上搬送系モデルで使用するパラメータの導出手順について述べる [39]-[46]．

2.1 磁気浮上搬送系の実験装置

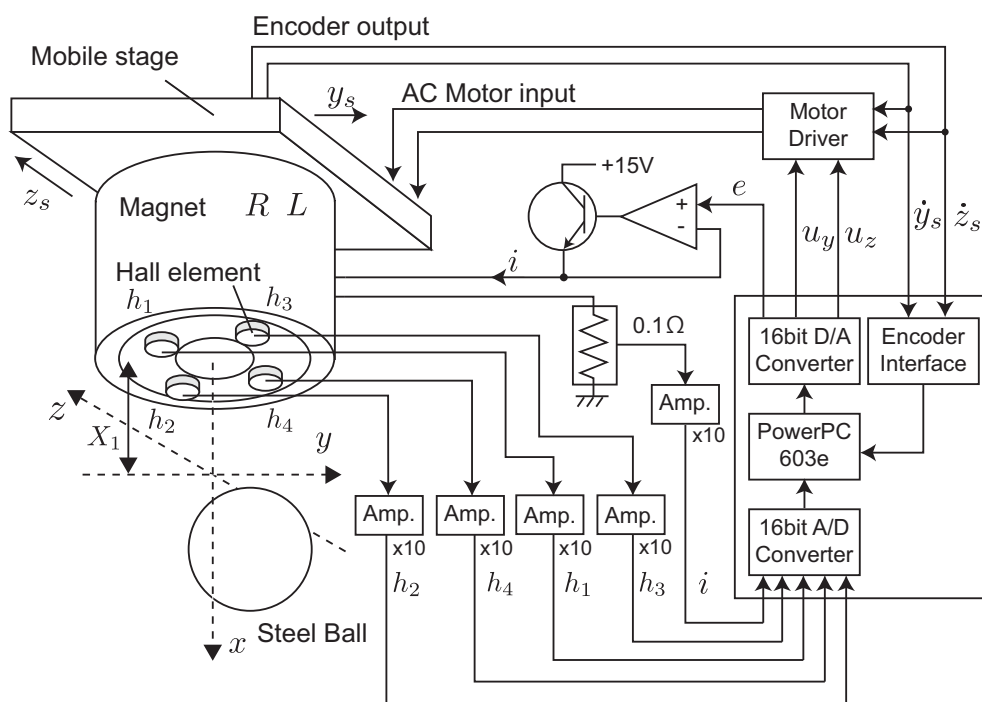


Fig. 2.1 Magnetic levitation conveyance system.

図 2.1 に実験装置の概略図を示す．実験装置は，電磁石（電磁軟鉄 JIS:SUYB2，直径 70mm，高さ 60mm，巻数 800T），浮上対象物体である鉄球（鋼製，直径 25mm，質量 68g），ホール素子（旭化成 HG106A），制御ボード（dSPACE 社製 DS1104），駆動回路，増幅回路から構成されている．図に 2.2 に磁気浮上実験の様子を示す．磁気浮上モデ

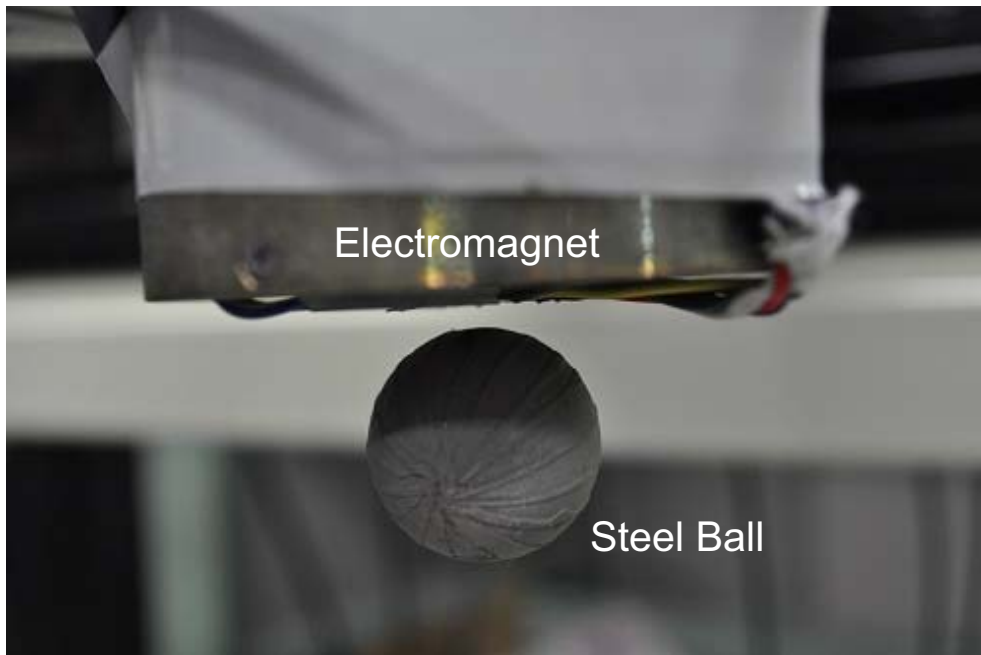


Fig. 2.2 Photograph of magnetic levitated object.

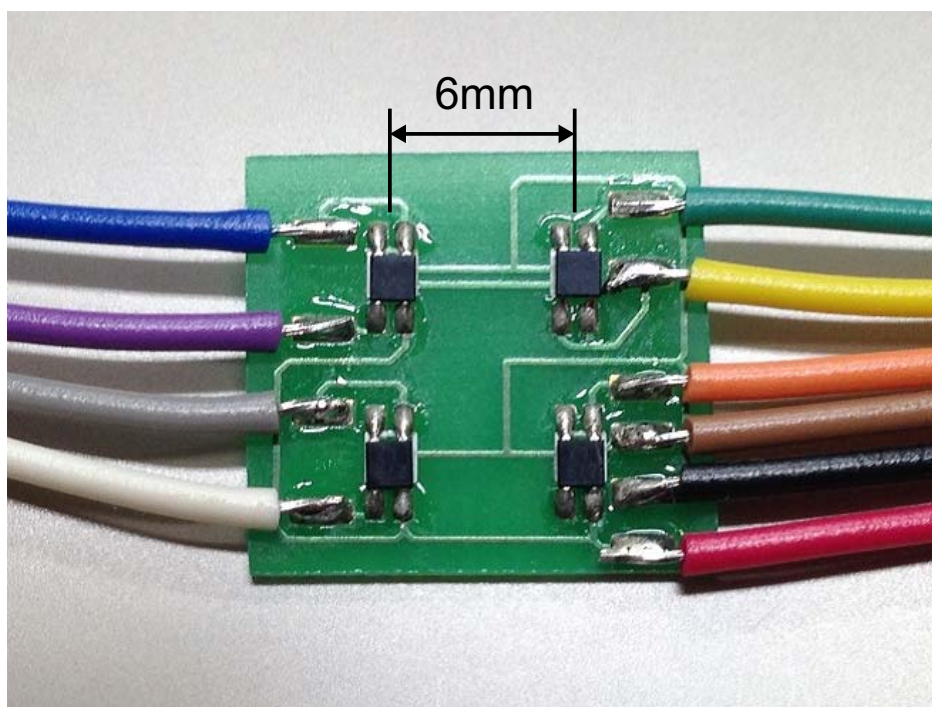


Fig. 2.3 Photograph of Hall elements circuit.

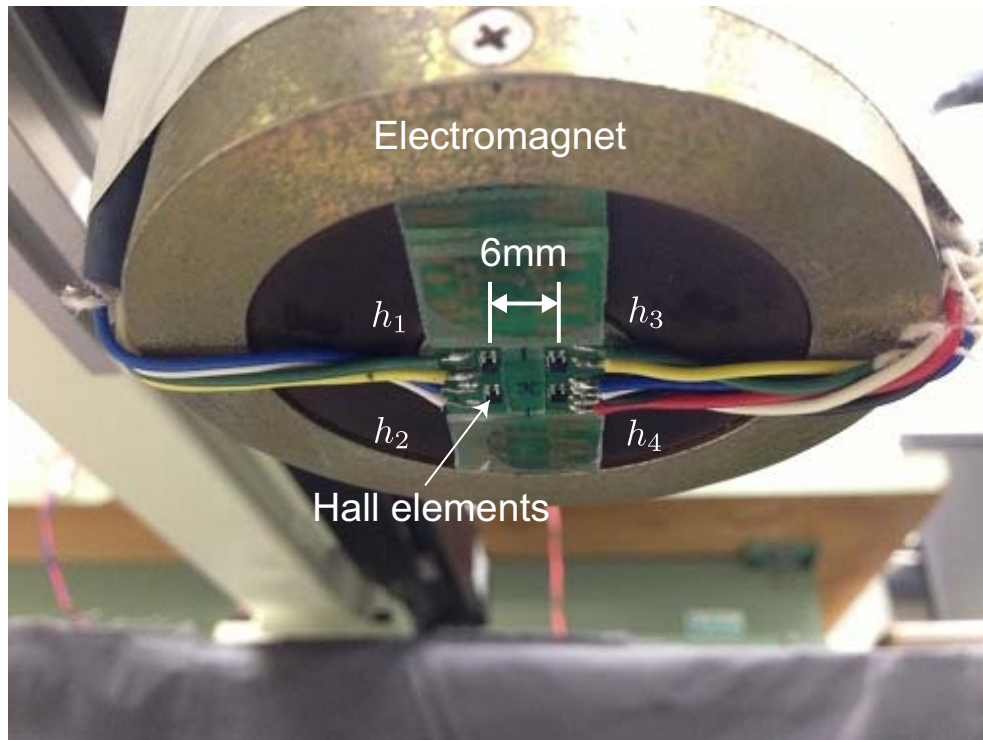


Fig. 2.4 Photograph of installed four Hall elements on bottom of electromagnet.

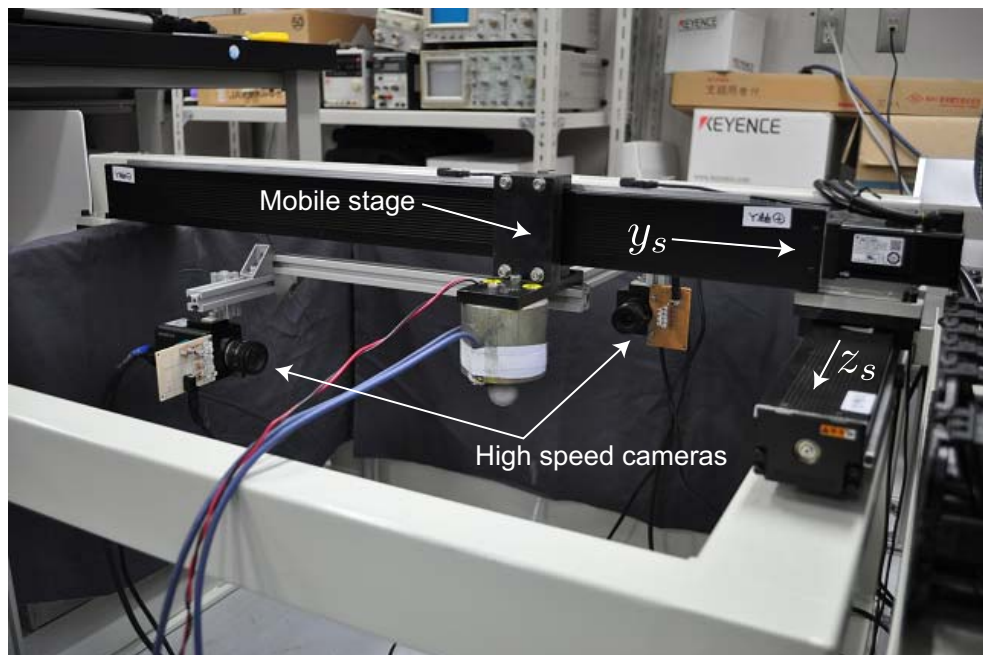


Fig. 2.5 Photograph of magnetic levitation conveyance system.

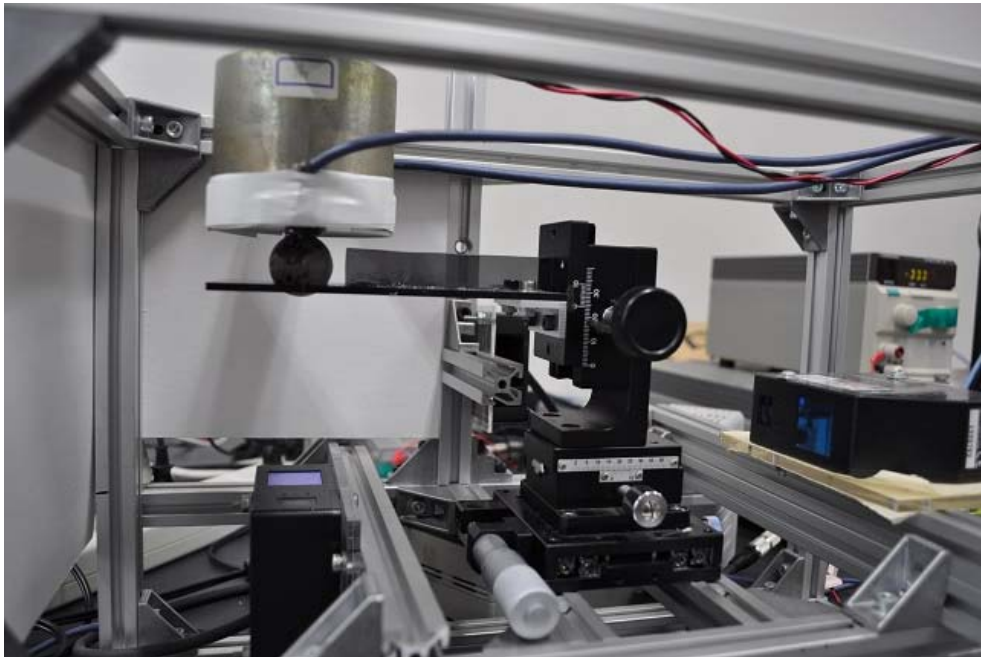


Fig. 2.6 Photograph of magnetic levitation system with laser sensors and XYZ stages.

ルは、浮上物体が鉛直・水平方向を運動するものとし、定常浮上位置（電磁石から下方 $X_1 = 0.005[\text{m}]$ ）からの鉛直位置を x ，水平位置を y ， z とする。また、 R および L は、電磁石の抵抗およびインダクタンスである。

開発 PC は Windows XP を使用しており、制御系は MATLAB2007b/Simulink を用いて制御モデルを設計し、C コードを自動生成することで、制御ボードの CPU（PowerPC 603e）上に実装する。実装の制御周期は $T_s = 0.1[\text{msec}]$ である。

制御ボードで計算された制御電圧 $e[\text{V}]$ は、D/A 変換器から駆動回路を経由して電磁石に印加される。電磁石の電流 $i[\text{A}]$ は、基準抵抗 $0.1[\Omega]$ の電圧をオペアンプ（AD524）で 10 倍に差動増幅して A/D 変換器を用いて制御ボードで計測する。

ホール素子は、図 2.3 に示す基板を作製し、ホール素子を 6mm 間隔で 4 個配置する。そして、ホール素子基板を図 2.4 に示すように電磁石の磁極部に配置する。ホール素子の駆動電圧は $5[\text{V}]$ を入力し、ホール電圧 $h_1, h_2, h_3, h_4[\text{V}]$ は電流と同様にオペアンプ（AD524）で 10 倍に差動増幅して制御ボードで計測する。

また、磁気浮上搬送のための搬送機構は、AC サーボモータ（安川電機製 SGMJV-01ADA21）とモータドライバ（安川電機製 SGD V-R90F01A）を用いてボールねじ式スライダ（THK 製 SKR3306A-0595-1E-1JOH）を駆動する。図 2.5 に搬送機構の実験装置の写真を示す。スライダ部には電磁石が取り付けられており、スライダの移動量 y_s, z_s はエンコーダ値を制御ボードで計測して算出する。各サンプリング周期 $T_s = 0.1[\text{msec}]$ でのエンコーダの

カウント値を $dENC_y[\text{count}/T_s]$ とすると、スライダの移動速度 $\dot{y}_s[\text{m}/\text{s}]$ は、次式で与えられる。

$$\dot{y}_s[\text{m}/\text{s}] = \frac{6 \times 10^{-3}[\text{m}]}{2048[\text{pulse}/\text{rev}] \times T_s[\text{sec}]} dENC_y[\text{count}/T_s] \quad (2.1)$$

ここで、エンコーダの分解能は $2048[\text{pulse}/\text{rev}]$ 、スライダのボールねじのリードは $6 \times 10^{-3}[\text{m}]$ である。また、ACサーボモータとモータドライバ間では速度制御系が構築されており、制御ボードのアナログ出力の速度指令で駆動することができる。速度指令電圧 $V_y[\text{V}]$ とスライダの目標速度 $u_y[\text{m}/\text{s}]$ の関係は次式で与えられる。

$$V_y[\text{V}] = \frac{60[\text{sec}]}{500[\text{rpm}/\text{V}] \times 6 \times 10^{-3}[\text{m}]} u_y[\text{m}/\text{s}] \quad (2.2)$$

ここで、モータドライバの回転数に対する入力電圧比は $500[\text{rpm}/\text{V}]$ である。

なお、浮上物体の3次元位置 x, y, z の実測値は、高速カメラ（株式会社ライブラリー社製の高速度ギガネット画像入力システム GA200, VGA モノクロ, 解像度 640×480 画素, サンプルング $200[\text{Hz}]$ ）を図 2.5 のようににスライダ部に取り付けて撮影し、浮上物体の重心位置を計測することで算出する。

パラメータの同定実験には、図 2.6 の写真に示す磁気浮上装置を使用し、浮上物体を XYZ ステージ上で移動させ、レーザ変位センサ（キーエンス製 LK-G85/LK-G3000）を用いて位置計測を行う。

2.2 磁気回路特性

磁気浮上搬送系のモデルを導出するにあたって、まず図 2.7 に示す磁気回路を考え、磁気特性としての磁束、磁気吸引力、インダクタンスの関係式について述べる [12][13]。また、本研究では以下の仮定のもとで数学モデルを導出する。

1. 磁気飽和、ヒステリシスは無い。
2. 渦電流は無視できる。

図 2.7 より磁気抵抗 R_m は、

$$R_m = \frac{1}{\mu_0 S} \left(2x + \frac{l_s}{\mu_s} \right) \quad (2.3)$$

となる。ここで、 S は磁気回路の断面積、 x は電磁石と浮上物体間のギャップ、 l_s はギャップ部分以外の磁気回路長、 μ_0 は真空中の透磁率、 μ_s はギャップ部分以外の比透磁率である。

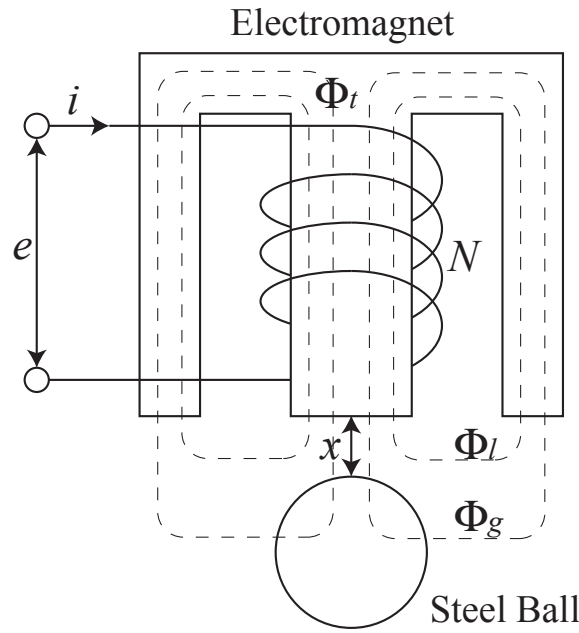


Fig. 2.7 Magnetic circuit model.

起磁力 F_m は,

$$F_m = Ni \tag{2.4}$$

となる。ここで、 N はコイルの巻き数、 i はコイルを流れる電流である。

磁束 Φ_t は、有効磁束 Φ_g と漏れ磁束 Φ_l の和として考える。

$$\begin{aligned} \Phi_t &= \Phi_g + \Phi_l \\ \Phi_g &= \frac{\mu_0 S N i}{l_s / \mu_s + 2x} \\ \Phi_l &= P_l i \end{aligned} \tag{2.5}$$

ここで、 P_l はギャップに依存しない漏れ磁束定数と仮定する。

仮想仕事の原理を用いて、電磁石の磁界によって浮上物体表面に働く力を求める。有効磁束のみが浮上体表面を通過することから、浮上物体表面の磁束密度 B_g は次式となる。

$$B_g = \frac{\Phi_g}{S} \tag{2.6}$$

磁界によって、浮上物体に力 f_{mag} が作用するものと仮定し、空気中に向かって、 δx だけ変位したものとする。浮上物体は、磁界によって $f_{mag} \delta x$ の仕事をしたことになる。一方、浮上物体が変位する前に体積 $S \delta x$ の中に蓄えられていたエネルギー W_1 は

$$W_1 = \frac{B_g^2}{2\mu_0} S \delta x \tag{2.7}$$

であり、浮上物体が変位した後でこの体積中に蓄えられているエネルギー W_2 は

$$W_2 = \frac{B_g^2}{2\mu_0\mu_s} S \delta x \quad (2.8)$$

となる。変位した体積内のエネルギー ΔW は

$$W_1 - W_2 = \frac{B_g^2}{2\mu_0} \left(1 - \frac{1}{\mu_s}\right) S \delta x \quad (2.9)$$

だけ減少したことになり、これは浮上物体が変位したことにより生じた仕事 $f_{mag} \delta x$ と等しいため、

$$f_{mag} = \frac{B_g^2}{2\mu_0} \left(1 - \frac{1}{\mu_s}\right) S \quad (2.10)$$

となる。ここで、 μ_s は約 10000 となり、 $1/\mu_s$ を省略した磁気吸引力 f_{mag} は

$$f_{mag} = \frac{B_g^2}{2\mu_0} S = \frac{\Phi_g^2}{2\mu_0 S} = \frac{\mu_0 S N^2}{2} \left(\frac{i}{l_s/\mu_s + 2x} \right)^2 \quad (2.11)$$

となる。

インダクタンスは、コイルに流れる電流 i とコイルに交わる全磁束 $N\Phi$ との比例定数であり、

$$N\Phi_t = Li \quad (2.12)$$

で与えられる。よって、式(2.5)より

$$L = \frac{N}{i} (\Phi_g + \Phi_l) = \frac{\mu_0 S N^2}{l_s/\mu_s + 2x} + NP_l \quad (2.13)$$

2.3 磁気浮上搬送系の数学モデル

図 2.1 の磁気浮上搬送モデルに対して、浮上物体の 3 次元方向 x , y , z の運動方程式及び電磁石の電気回路方程式を考える。浮上物体の水平 2 次元方向 y , z の運動方程式は、移動ステージの加速度 \ddot{y}_s , \ddot{z}_s が作用し、 y 方向と z 方向の運動が同様であると仮定すると、次式で与えられる。

$$m\ddot{x} = mg - f_{mag} \quad (2.14)$$

$$m\ddot{y} = -c_y \dot{y} - k_y y - m\ddot{y}_s \quad (2.15)$$

$$m\ddot{z} = -c_z \dot{z} - k_z z - m\ddot{z}_s \quad (2.16)$$

$$e = \frac{d}{dt}(Li) + Ri \quad (2.17)$$

ここで、 m は把持物体の質量、 g は重力加速度である。また、水平2次元方向に対しては、磁気吸引力による復元力が作用するため、復元力に対するバネ定数を k_y , k_z , 空気抵抗に対する減衰係数を c_y , c_z と定義する。

磁気吸引力 f_{mag} およびインダクタンス L は、それぞれ式 (2.11) と式 (2.13) で与えられるが、各パラメータを測定するのは困難である。そこで、式 (2.11) と式 (2.13) の各パラメータを定数として、磁気吸引力 f_{mag} およびインダクタンス L を次式で表現する。

$$f_{mag} = k \left(\frac{i}{X_0 + X_1 + x} \right)^2 \quad (2.18)$$

$$L = \frac{Q}{X_0 + X_1 + x} + L_0 \quad (2.19)$$

ここで、 k は磁気吸引力定数、 Q はインダクタンス定数、 X_0 はギャップ定数、 L_0 は漏れインダクタンスとして実験により決定されるパラメータである。式 (2.11) と (2.13) との対応として、 k , Q , X_0 , L_0 はそれぞれ次式となる。

$$k = \frac{\mu_0 S N^2}{8}, \quad Q = \frac{\mu_0 S N^2}{2}, \quad X_0 = \frac{l_s}{2\mu_s}, \quad L_0 = N P_l \quad (2.20)$$

式 (2.18) と (2.19) を式 (2.14) と (2.17) にそれぞれ代入すると次式となる。

$$\begin{aligned} m\ddot{x} &= mg - k \left(\frac{i}{X + x} \right)^2 \quad (2.21) \\ e &= i \frac{dL}{dt} + L \frac{di}{dt} + Ri \\ &= i \frac{dL}{dx} \frac{dx}{dt} + L \frac{di}{dt} + Ri \\ &= i \frac{d}{dx} \left(\frac{Q}{X_0 + X_1 + x} + L_0 \right) \dot{x} + L \frac{di}{dt} + Ri \\ &= -\frac{Q}{(X + x)^2} i \dot{x} + L \frac{di}{dt} + Ri \quad (2.22) \end{aligned}$$

ここで、 $X = X_0 + X_1$ とおく。

また、移動ステージの速度 \dot{y}_s , \dot{z}_s [m/s] は、目標指令速度 u_y , u_z [m/s] に追従するものとして、次式の一次遅れの伝達関数を仮定する。

$$\frac{\dot{Y}_s(s)}{U_y(s)} = \frac{1}{Ts + 1}, \quad \frac{\dot{Z}_s(s)}{U_z(s)} = \frac{1}{Ts + 1} \quad (2.23)$$

ここで、 T は時定数であり、浮上物体の制御帯域では十分に目標速度に追従ができるものとする。

2.4 状態方程式の導出

式 (2.21) は吸引力の項が、 x , i に対して非線形であり、式 (2.22) も右辺第一項が x に対して非線形であり、本研究では、線形制御理論を適用するために、定常値近傍での線形

近似モデルを導出する。

電磁石のコイルにかかる電圧の定常値 $e = E_1$ ，コイルに流す電流の定常値 $i = I_1$ ，浮上物体の定常値 $x = 0$ ， $y = 0$ ， $z = 0$ からの各パラメータの微少変動分 Δe ， Δi ， Δx ， Δy ， Δz を考え，

$$e \equiv E_1 + \Delta e \quad (2.24)$$

$$i \equiv I_1 + \Delta i \quad (2.25)$$

$$x \equiv \Delta x \quad (2.26)$$

$$y \equiv \Delta y \quad (2.27)$$

$$z \equiv \Delta z \quad (2.28)$$

とおき，定常値近傍で線形近似を行う。式 (2.24)～(2.26) を，式 (2.21) と (2.22) に代入すると，

$$m\Delta\ddot{x} = mg - k \left(\frac{I_1 + \Delta i}{X + \Delta x} \right)^2 \quad (2.29)$$

$$E_1 + \Delta e = -\frac{Q}{(X + \Delta x)^2} (I_1 + \Delta i) \Delta \dot{x} + L_1 \frac{d(I_1 + \Delta i)}{dt} + R(I_1 + \Delta i) \quad (2.30)$$

となる。ここで， L_1 は定常値 $x = 0$ のときの定常インダクタンスである。 $\Delta e = \Delta i = \Delta x = \Delta y = \Delta z = 0$ とおけば，式 (2.29) と (2.30) から定常状態における関係式を導くことができる。

$$mg = k \left(\frac{I_1}{X} \right)^2 \quad (2.31)$$

$$RI_1 = E_1 \quad (2.32)$$

ここで，式 (2.29) の右辺第二項を Δx ， Δi に対してテイラー展開し，第二項までを有効とする。また，式 (2.30) の右辺第一項を Δi ， $\Delta \dot{x}$ に対してテイラー展開し，第一項までを有効とすると，式 (2.29) と (2.30) は次式で表現できる。

$$\begin{aligned} m\Delta\ddot{x} &= mg - k \left\{ \left(\frac{I_1}{X} \right)^2 - \frac{2I_1^2}{X^3} \Delta x + \frac{2I_1}{X^2} \Delta i \right\} \\ &= k \frac{2I_1^2}{X^3} \Delta x - k \frac{2I_1}{X^2} \Delta i \\ \Delta\ddot{x} &= \frac{k_x}{m} \Delta x + \frac{k_i}{m} \Delta i \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} E_1 + \Delta e &= -\frac{QI_1}{X^2} \Delta \dot{x} + L_1 \frac{d\Delta i}{dt} + R(I_1 + \Delta i) \\ \frac{d\Delta i}{dt} &= \frac{k_v}{L_1} \Delta \dot{x} + \frac{R}{L_1} \Delta i + \frac{1}{L_1} \Delta e \end{aligned} \quad (2.34)$$

$$B_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/T & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/T \\ 1/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/T & 0 \\ 0 & 0 & 1/T \end{bmatrix} .$$

式 (2.39) より, (A_p, B_p) に対して可制御性が成立する.

2.5 状態方程式のパラメータ同定

式 (2.39) の状態方程式で利用するパラメータを決定するため, 式 (2.18) の磁気吸引力 f_{mag} と式 (2.19) のインダクタンス L のパラメータを同定実験から導出する.

パラメータの同定実験の実験装置の構成を図 2.8 に示す. 実際には図 2.6 の写真に示す実験装置を使用する. 磁気吸引力 f_{mag} のパラメータ同定実験では, 浮上物体の鉄球をステージ上に置き, 電磁石への入力電圧を増加させ, 対象物体が浮上した瞬間の電流を測定する.

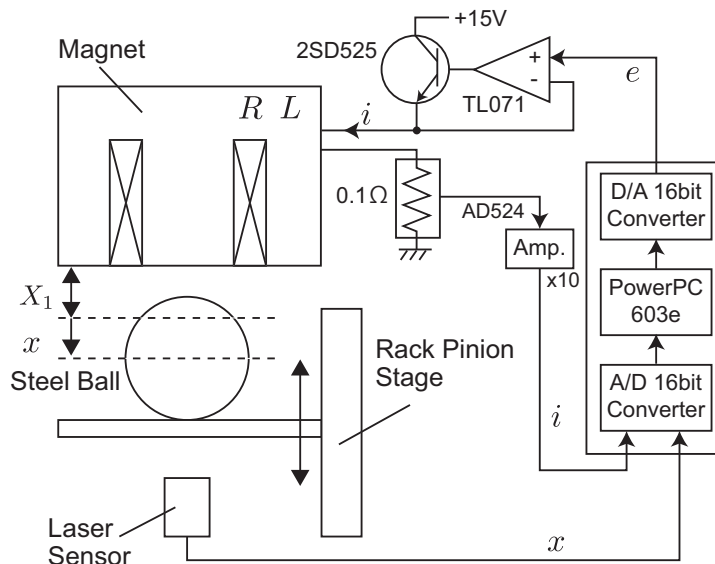


Fig. 2.8 Experimental setup for parameter identification.

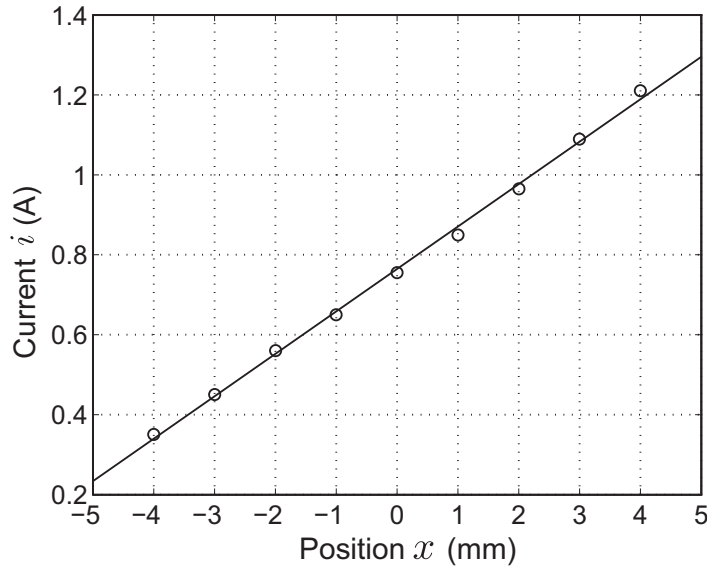


Fig. 2.9 Experimental result of magnetic force.

各ステージ位置 x で浮上した瞬間の電流 i の測定結果を図 2.9 に示す. 浮上時は, その位置 x で磁気吸引力 f_{mag} と重力 mg が釣り合うため, 次式の関係が得られる.

$$\begin{aligned}
 mg &= k \left(\frac{i}{X+x} \right)^2 \\
 i &= \sqrt{\frac{mg}{k}} x + \sqrt{\frac{mg}{k}} X
 \end{aligned} \tag{2.40}$$

式 (2.40) より, 位置 x と電流 i は比例の関係にあることから, 図 2.9 の測定結果より, 磁気吸引力定数 k とギャップ定数 X_0 を最小二乗法により決定する. ここで, $x = 0$ のときの電流を定常電流 I_1 とする.

インダクタンス L のパラメータ同定実験では, 図 2.8 の実験装置において, 電磁石と鉄球の空間に約 0.5[mm] 間隔で用意した樹脂プレートを挿入して鉄球の位置を固定する. そして, 電磁石に M 系列信号の電圧を入力し, 出力電流を計測することで, 各ステージ位置 x に対する電磁石の LR 回路の周波数応答を部分空間同定法 [59] を用いて同定する. そして同定した周波数応答の時定数よりインダクタンス L を算出する. 各ステージ位置 x に対するインダクタンス L の測定結果を図 2.10 に示す.

式 (2.19) より, 位置 x とインダクタンス L は反比例の関係にあることから, 図 2.10 の測定結果より, インダクタンス定数 Q と漏れインダクタンス L_0 を最小二乗法により決定する. ここで, $x = 0$ のときのインダクタンスを定常インダクタンス L_1 とする.

水平方向の復元力に対するバネ定数 k_y, k_z , 空気抵抗 c_y, c_z による減衰係数は, 実際に浮上実験を実施することによりパラメータを導出する. 文献 [36] の手順に従い, ホー

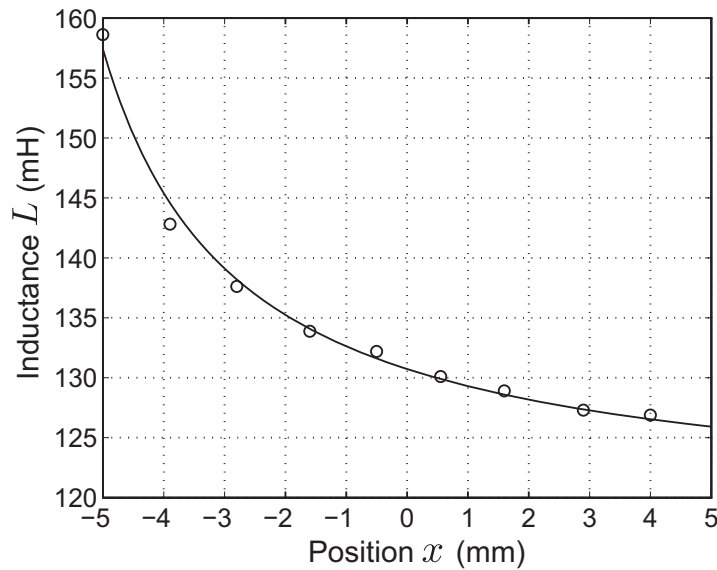


Fig. 2.10 Experimental result of magnetic inductance.

ル素子 1 個を用いた鉛直方向の浮上制御を実現し、水平 y 方向に初期変位を与えて自由応答を計測する。高速カメラによって計測した 2 次元位置 (x, y 方向) の結果を図 2.11 ~ 2.13 に示す。初期変位は、約 $x = 2.63[\text{mm}]$, $y = 6[\text{mm}]$ を与えているが、鉛直 x 方向に対しては、定常値より約 $2.63[\text{mm}]$ 上方をカメラ原点としているため、計測結果では、 $x = -2.36[\text{mm}]$ 付近に収束していることが確認できる。また、計測結果より、2 次元的な運動が確認できるが、鉛直方向の浮上制御のみで安定化が実現できており、水平方向の運動は鉛直方向の浮上制御に大きく影響を与えないと考え、水平方向と鉛直方向には干渉がないと考える。よって、図 2.12 の自由応答の結果より水平方向のバネ定数 k_y と減衰係数 c_y を決定する。 $y = \pm 3[\text{mm}]$ 以上の振幅では非線形の傾向が確認できるため、振幅が $y = \pm 3[\text{mm}]$ 以内の範囲の応答結果からバネ定数 k_y と減衰係数 c_y を決定する。また、水平方向の y 方向と z 方向は、同じ振動特性であると考え、 $k_z = k_y$, $c_z = c_y$ と決定する。

最後に、式 (2.23) の水平 2 軸のスライダの時定数 T を導出する。図 2.14 に目標指令速度 u_y からスライダの速度 y_s の周波数応答の計測結果を示す。なお、スライダの速度制御系は、モータドライバの自動調整機能によって構築することができるが、制御系の詳細を確認することはできない。結果から、約 $10[\text{Hz}]$ 以上より追従誤差が確認できるが、浮上物体の固有振動数 $2.5[\text{Hz}]$ であることから、この追従誤差は浮上物体の制振制御に影響を与えないものとする。実際のスライダは、2 次から 3 次系の複雑な周波数応答であることが確認されたが、モデル化を簡易化するために、式 (2.23) の 1 次遅れ系を仮定して、カットオフ周波数 $\omega = 1/T$ を $\omega = 1000[\text{rad/s}]$ で指定した。実測値との比較のため、図 2.14 に

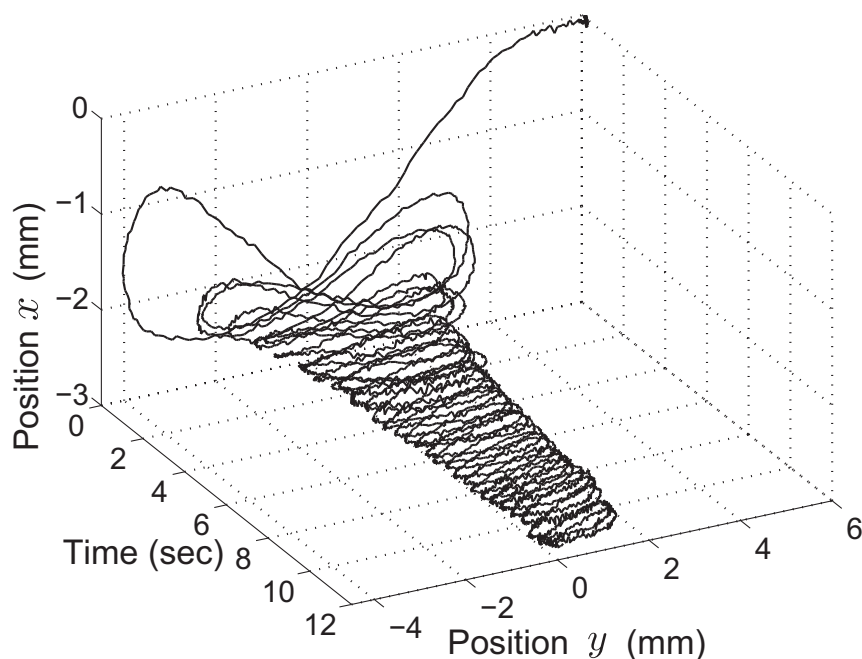


Fig. 2.11 Two-dimensional free vibration of steel ball.

式(2.23)の周波数応答を示す。実測値と一次遅れの伝達関数に誤差が確認できるが、制御帯域より高周波領域での誤差であるため制振制御には影響がないものとする。以上のパラメータ同定実験の結果より、導出したパラメータを表2.1に示す。

2.6 まとめ

単極電磁石を水平2軸スライダに取り付けた磁気浮上搬送系の実験装置の概要を説明した。そして、磁気浮上搬送系のモデルについて、水平2軸スライダの運動方程式、電磁石の電気回路方程式、浮上物体の3次元方向の運動方程式を導出し、線形近似によって状態方程式を導出した。その結果、鉛直方向と水平方向に対して可制御性が成立することを確認した。さらに、状態方程式のパラメータ同定手順を示し、実際に浮上実験を実施したことで、水平方向に対しては、磁気吸引力の復元力によって、非常に減衰が小さい安定な2次遅れ系の振動系であること、鉛直方向と水平方向の運動の干渉が小さいことを確認した。

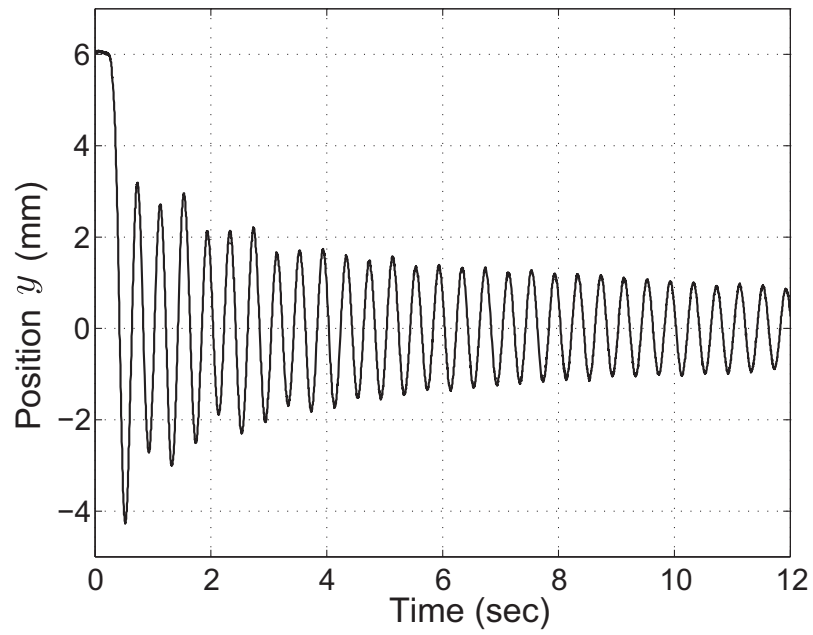


Fig. 2.12 Horizontal free vibration of steel ball.

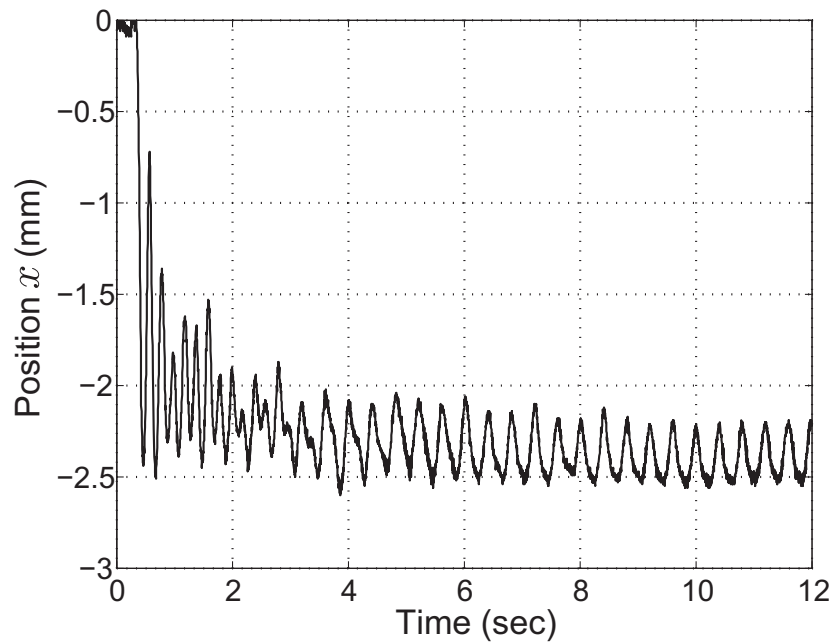


Fig. 2.13 Vertical free vibration of steel ball.

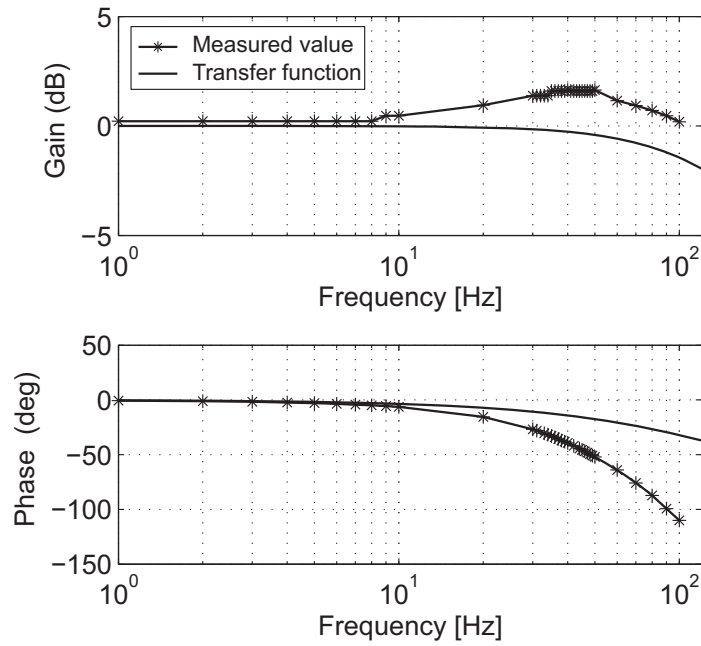


Fig. 2.14 Bode diagram of mobile stage.

Table 2.1 Parameters of magnetic levitation conveyance system.

Parameter	Value	Unit
m	63.7×10^{-3}	[kg]
g	9.80	[m/s ²]
R	4.57	[Ω]
X_1	5.00×10^{-3}	[m]
I_1	7.64×10^{-1}	[A]
k	5.53×10^{-5}	[Nm ² /A ²]
X_0	2.20×10^{-3}	[m]
Q	8.45×10^{-5}	[Hm]
L_1	1.31×10^{-1}	[H]
L_0	1.19×10^{-1}	[H]
k_x	1.72×10^2	[N/m]
k_i	-1.63	[N/A]
k_v	1.25	[Ns/m]
k_y, k_z	1.57×10^1	[N/m]
c_y, c_z	7.97×10^{-3}	[Ns/m]
T	1.00×10^{-3}	[sec]

第3章 電流と磁束センシング

本研究では、電磁石の電流と電磁石の磁極部に配置するホール素子のホール電圧（磁束情報）を測定して、浮上物体の3次元位置を推定する。そこで、本章では、浮上物体の3次元位置と電流に対するホール電圧の関係式の導出方法について述べる。それぞれ1次元方向（ x 方向）、2次元方向（ x, y 方向）、3次元方向（ x, y, z 方向）の関係式の導出手順について述べ、最後に出力方程式を導出する [39]-[46]。

3.1 1次元方向に対するホール電圧の関係式導出

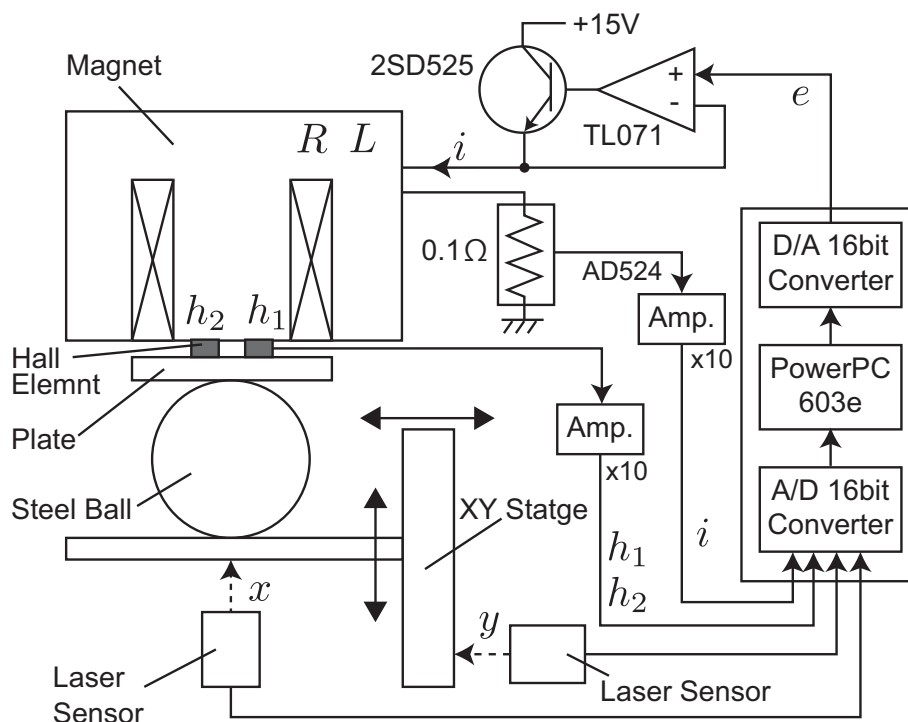


Fig. 3.1 Experimental setup for hall voltage measurement.

図 3.1 に、浮上物体の位置に対するホール電圧変化を測定するための実験装置の概略図を示す。インダクタンスのパラメータ同定実験と同様に電磁石と鉄球の空間に約 0.5[mm] 間隔で用意した樹脂プレートを挿入して鉄球の位置を固定し、電磁石の電流を変化させ

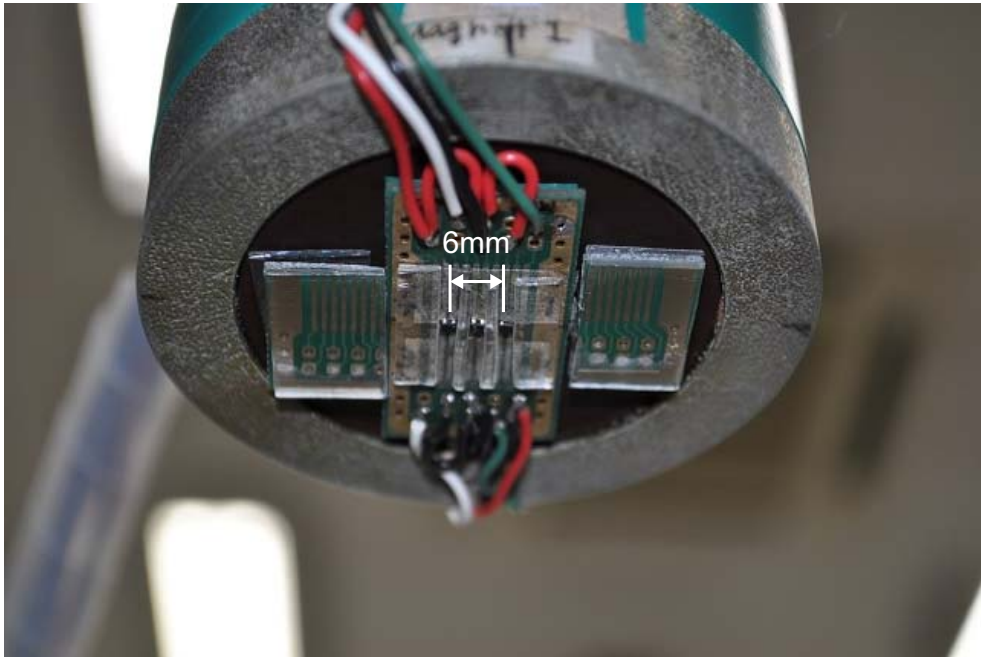


Fig. 3.2 Photograph of installed three Hall elements on bottom of electromagnet.

た場合のホール電圧を測定する。また、図3.2に電磁石の磁極部にホール素子を配置した写真を示す。浮上物体の1次元方向（ x 方向）の位置に対するホール電圧変化を測定する場合は、図3.2の中央のホール素子1個を用いて測定し、浮上物体の2次元方向（ x, y 方向）に対しては、図3.2の左右のホール素子2個を用いて測定する。浮上物体の3次元方向（ x, y, z 方向）に対しては、図2.4の4個のホール素子を用いて測定する。

ここでは、ホール素子1個を電磁石の磁極部に配置した浮上物体の1次元方向（ x 方向）に対するホール電圧変化を考える。ホール電圧 h は磁束密度 B_t に比例した電圧を発生するため、式(2.5)から次式で表現する。

$$h = K_h B_t = K_h \frac{\Phi_t}{S} = K_h \left(\frac{\mu_0 N i}{l_s / \mu_s + 2x} + \frac{P_l i}{S} \right) \quad (3.1)$$

ここで、 K_h はホール電圧 h と磁束密度 B_t の比例定数である。吸引力およびインダクタンスと同様に各パラメータを直接測定することは困難であるので、各パラメータを定数とすることで次式で与えられる。

$$h = i \left(\frac{p}{Y_0 + X_1 + x} + q \right) \quad (3.2)$$

ここで、 p, q, Y_0 は実験により測定されるパラメータである。式(3.1)と対応させることにより、 p, q, Y_0 はそれぞれ次式となる。

$$p = \frac{K_h \mu_0 N}{2}, \quad q = \frac{K_h P_l}{S}, \quad Y_0 = \frac{l_s}{2\mu_s}$$

パラメータ p , q , Y_0 を決定するため、図 3.1 の実験装置を用いて、各位置 x での電流変化 i に対するホール電圧 h を測定した。図 3.3 に位置 x に対するホール電圧 h の測定結果を示す。図 3.3 の結果では、各位置 x に対して電流 i を 0.5[A] から 0.05[A] 間隔で 1.0[A] まで変化させた場合のホール電圧 h を示している。

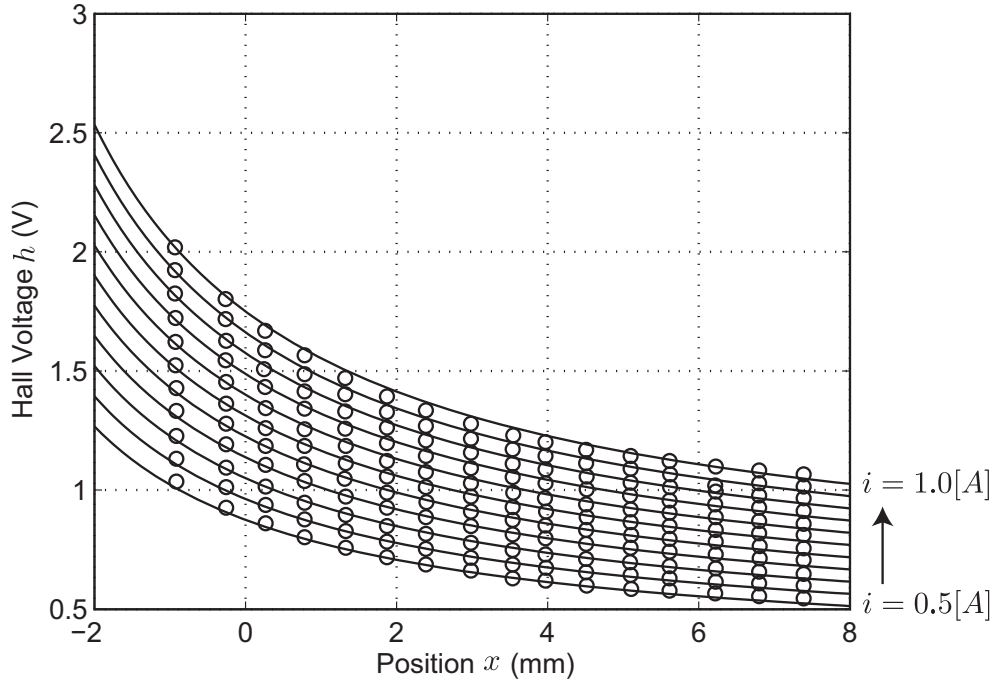


Fig. 3.3 Experimental result of magnetic inductance.

測定結果より、式 (3.2) と同様にホール電圧 h は、電流 i に比例し、位置 x に対して反比例することが確認できる。今回はパラメータ同定の手順を簡略化するため、未知パラメータを $Y_0 = 0$ と仮定し、次式から最小二乗法により、パラメータ p , q を決定した。

$$h/i = \left(\frac{p}{X_1 + x} + q \right) \tag{3.3}$$

最小二乗法の結果を図 3.3 の実線で示すが、 $Y_0 = 0$ と仮定したため、実測値との誤差が確認できる。しかし、定常値 ($x = 0$ [mm], $i = 0.764$ [A]) 付近では誤差が少ないため、このパラメータの同定結果で問題ないとする。

線形制御理論を適用する場合は、式 (3.2) も非線形であるため、線形近似化を行う必要がある。式 (2.24)~(2.28) と同様にホール電圧の定常値 H_1 からの微小変動分 Δh

$$h = H_1 + \Delta h \tag{3.4}$$

を考えて代入すると次式となる。

$$H_1 + \Delta h = (I_1 + \Delta i) \left(\frac{p}{Y_0 + X_1 + \Delta x} + q \right) \tag{3.5}$$

式(3.5)から定常状態 $\Delta x = \Delta i = \Delta e = \Delta h = 0$ の関係式が次式で与えられる.

$$H_1 = I_1 \left(\frac{p}{Y_0 + X_1} + q \right) \quad (3.6)$$

式(3.5)を定常値近傍でテーラー展開して、その第二項までを有効とする. その式に定常項の関係式(3.6)を代入して整理すると次式となる.

$$\begin{aligned} \Delta h &= -\frac{pI_1}{(Y_0 + X_1)^2} \Delta x + \frac{H_1}{I_1} \Delta i \\ &= k_1 \Delta x + k_2 \Delta i \end{aligned} \quad (3.7)$$

ここで、 k_1 および k_2 は次式とする.

$$k_1 = -\frac{pI_1}{(Y_0 + X_1)^2}, \quad k_2 = \frac{p}{Y_0 + X_1} + q$$

浮上物体の鉛直1次元方向の運動のみを考える磁気浮上系において、ホール電圧を観測する場合は、式(3.7)を出力方程式として利用することができる. 導出された浮上物体の1次元方向に対するホール電圧のパラメータを表3.1に示す.

Table 3.1 Parameters of hall voltage for one-dimensional direction.

Parameter	Value	Unit
p	5.883×10^{-3}	[Vm/A]
q	5.732×10^{-1}	[V/A]
Y_0	0.000	[m]
H_1	1.336	[V]
k_1	-1.797×10^2	[V/m]
k_2	1.749	[V/A]

3.2 2次元方向に対するホール電圧の関係式導出

次にホール素子2個を電磁石の磁極部に配置した浮上物体の2次元方向 (x, y 方向) に対するホール電圧変化を考える. 理論的に浮上物体の2次元方向に対するホール電圧の関係式を導出することは困難であるため、実測値から定式化を行う. 図3.1の実験装置を用いて、各位置 (x, y) での電流変化 i に対するホール電圧 h_1, h_2 を測定した.

計測結果の例として、図3.4, 3.5に電流一定 ($i = I_1$) での鉄球の各位置 (x, y) における左右のホール電圧分布 h_1, h_2 を示す. 計測結果から鉄球が磁極部に配置したホール素

子に近づくと、ホール素子付近の磁束が増加して、ホール電圧も増加傾向にあることが確認できる。しかし、電流に対してもホール電圧は変化するため、図3.4, 3.5のホール電圧分布の定式化は、導出手順が複雑であることが予想される。そこで、簡易的な導出手順として、定常値 ($x = 0, y = 0, i = I_1$) からのそれぞれ電流 i , 鉛直位置 x , 水平位置 y の変化に対するホール電圧の関係を求めて近似的な関係式を導出する。

図3.6に水平位置を固定 ($y = 0$) し、各鉛直位置 x における電流とホール電圧の関係を示す。図3.6よりホール電圧 h_1, h_2 と電流 i は比例関係にあることが分かる。

図3.7に水平位置と電流を固定 ($y = 0, i = I_1$) し、鉛直位置 x とホール電圧 h_1, h_2 の関係を示す。図3.7から、鉛直位置とホール電圧は反比例の関係にあることが分かる。

図3.8に鉛直位置と電流を固定 ($x = 0, i = I_1$) し、水平位置 y とホール電圧 h_1, h_2 の関係を示す。図3.8から定常値付近 ($y = 0$) に着目して比例の関係にあると考える。

そこで、これらの関係を考慮して、左右のホール電圧の関係式を次式で表すこととする。

$$\begin{aligned} h_1 &= (ai + b) \left(\frac{p}{X_1 + x} + qy + r \right) \\ h_2 &= (ai + b) \left(\frac{p}{X_1 + x} - qy + r \right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

ここで、 a, b, p, q, r は実験結果から得られる定数であり、項 qy の符号が h_1 と h_2 で異なる。また、 $x = 0, y = 0, i = I_1$ のときの左右のホール電圧を定常ホール電圧 $h_1 = h_2 = H_1$ とおく。パラメータ a, b, p, q, r の導出手順は、まず計測結果の図3.6より定数 a, b を導出する。定常値 $x = 0, y = 0$ における式 (3.8) は次式で表現できる。

$$h_{1,2} = (ai + b) \left(\frac{p}{X_1} + r \right) \quad (3.9)$$

ただし、未知数のパラメータが多いため、今回は簡易的に導出するため、 $p/X_1 + r = 1$ と仮定して、式 (3.9) に対してパラメータ a, b を最小二乗法にて導出する。

次に計測結果の図3.7より定数 p, r を導出する。定常値 $y = 0, i = I_1$ における式 (3.8) は次式で表現できる。

$$\frac{h_{1,2}}{aI_1 + b} = \frac{p}{X_1 + x} + r \quad (3.10)$$

式 (3.10) に対して対してパラメータ p, r を最小二乗法にて導出する。

最後に計測結果の図3.8より定数 q を導出する。定常値 $x = 0, i = I_1$ における式 (3.8) は次式で表現できる。

$$\frac{h_{1,2}}{aI_1 + b} = qy + 1 \quad (3.11)$$

式 (3.11) に対して対してパラメータ q を最小二乗法にて導出する。

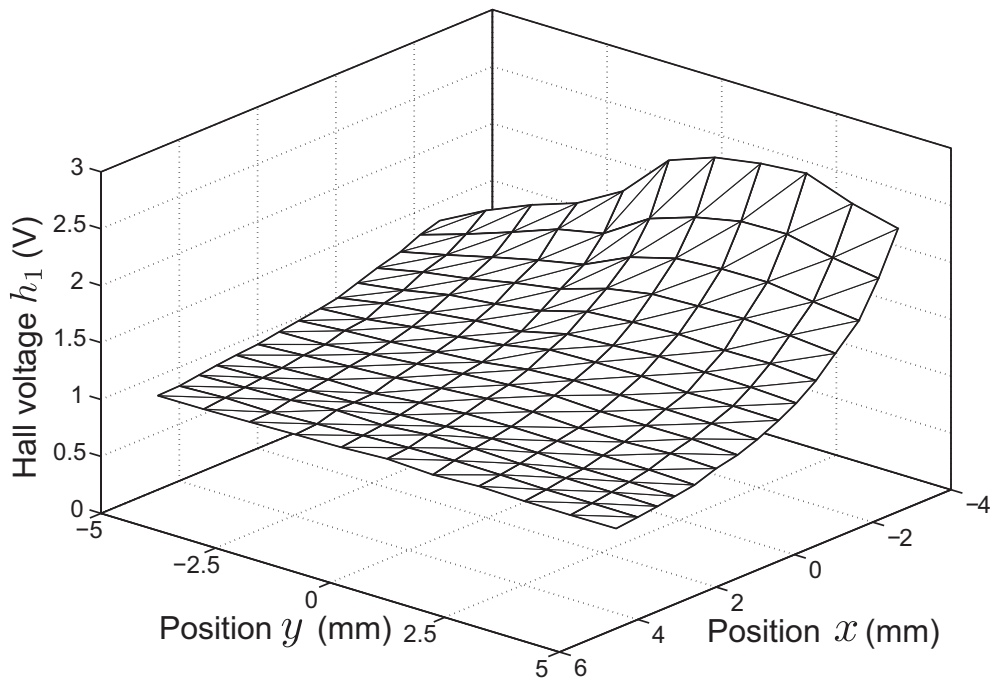


Fig. 3.4 Hall voltage for steel ball position (right side).

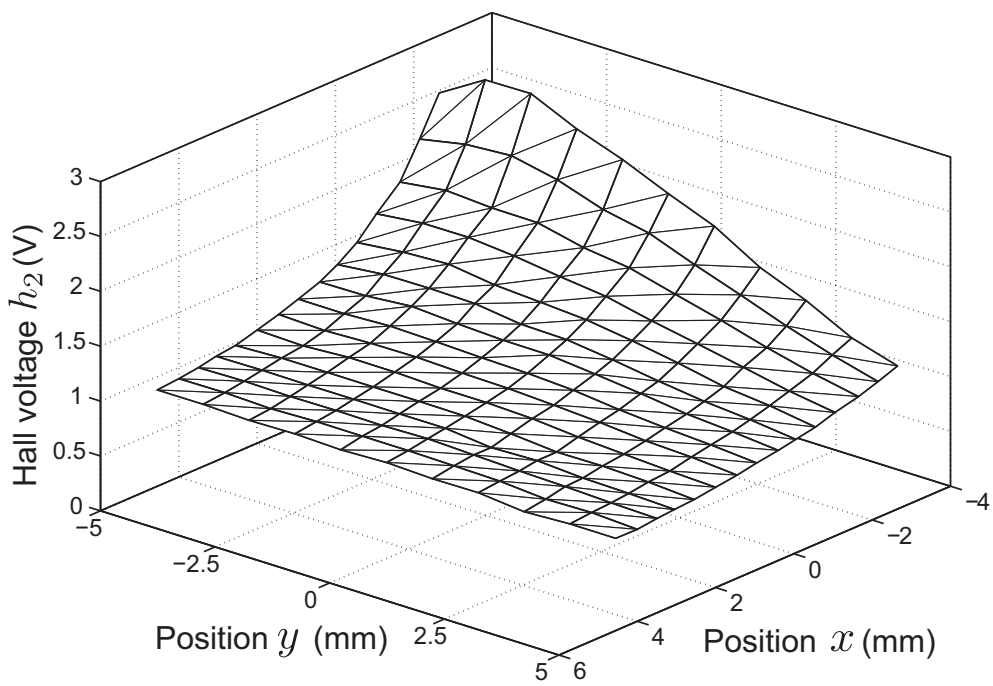


Fig. 3.5 Hall voltage for steel ball position (left side).

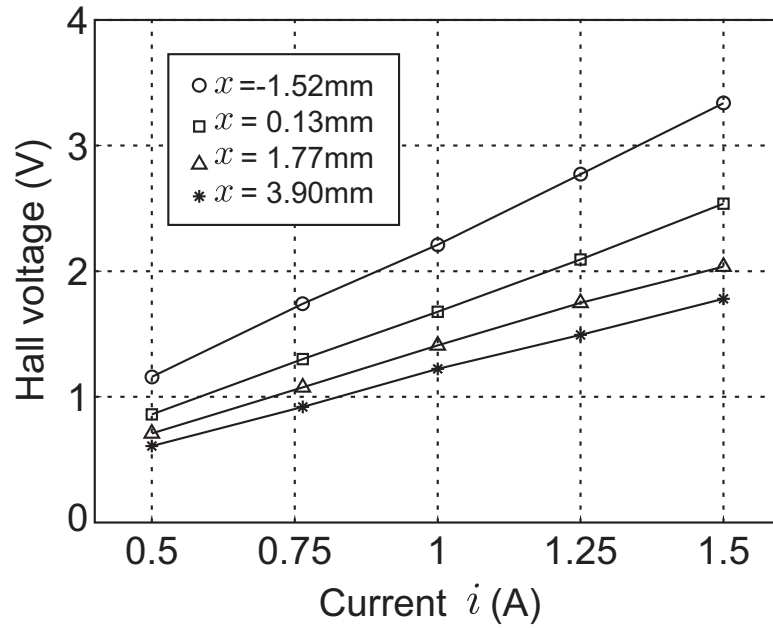


Fig. 3.6 Hall voltage for magnetic current.

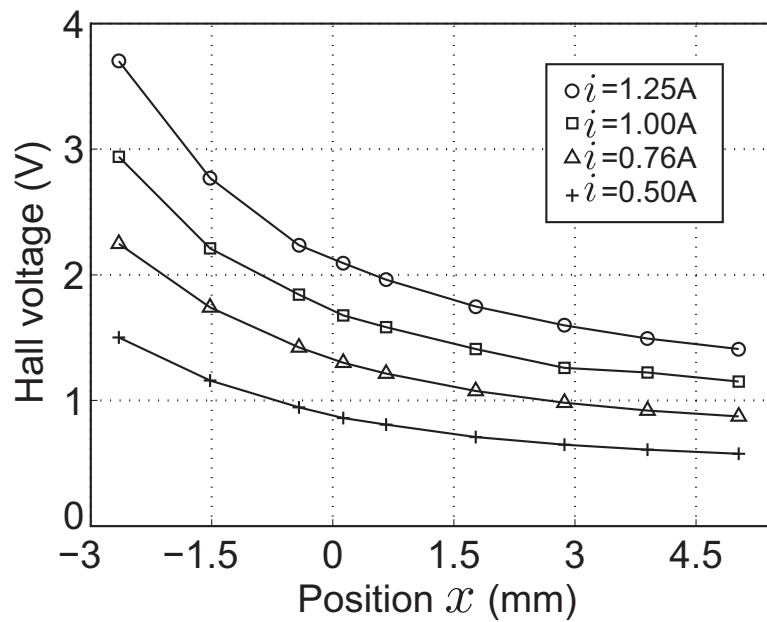


Fig. 3.7 Hall voltage for magnetic current.

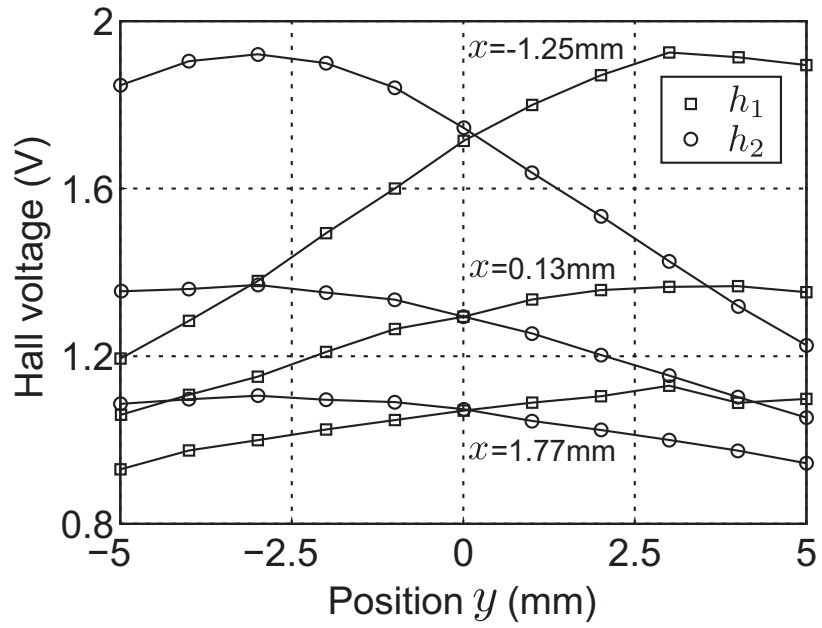


Fig. 3.8 Hall voltage for magnetic current.

Table 3.2 Parameters of hall voltages for two-dimensional direction.

Parameter	Value	Unit
a	2.167	[V/Am]
b	6.992×10^{-2}	[V/m]
p	2.512×10^{-3}	[m ²]
q	-3.0985×10^1	[-]
r	2.5785×10^{-1}	[m]
H_1	1.3122	[V]
k_1	-1.7346×10^2	[V/m]
k_2	-5.3470×10^1	[V/m]
k_3	1.6480	[V/A]

線形制御理論を適用する場合は、式(3.8)も非線形であるため、線形近似化を行う必要がある。式(3.4)と同様にホール電圧の定常値 H_1 からの微小変動分 $\Delta h_1, \Delta h_2$

$$h_1 = H_1 + \Delta h_1 \quad (3.12)$$

$$h_2 = H_1 + \Delta h_2 \quad (3.13)$$

を考えて、前節の式(3.5)～(3.5)と同様に線形近似化すると、次式が導出できる。

$$\Delta h_1 = k_1 \Delta x + k_2 \Delta y + k_3 \Delta i \quad (3.14)$$

$$\Delta h_2 = k_1 \Delta x - k_2 \Delta y + k_3 \Delta i \quad (3.15)$$

ここで、 k_1, k_2, k_3 は次式で与えられる。

$$k_1 = -\frac{p(aI_1 + b)}{X_1^2}, \quad k_2 = q(aI_1 + b), \quad k_3 = a \left(\frac{p}{X_1} + r \right)$$

浮上物体の2次元方向の運動を考える磁気浮上系において、ホール電圧を観測する場合は、式(3.15)を出力方程式として利用することができる。導出された浮上物体の2次元方向に対するホール電圧のパラメータを表3.2に示す。

3.3 3次元方向に対するホール電圧の関係式導出

最後にホール素子4個を電磁石の磁極部に配置した浮上物体の3次元方向 (x, y, z 方向) に対するホール電圧変化を考える。前節の実験結果の知見から、定常値 ($x = 0, y = 0, z = 0, i = I_1$) からのそれぞれ電流 i , 鉛直位置 x , 水平位置 y, z の変化に対するホール電圧の関係を求めて近似的な関係式を導出する。

図3.9(a)に電流 i とホール電圧 $h_1 \sim h_4$ の関係 ($x = 0, y = 0, z = 0$)、図3.10(a)に鉛直位置 x とホール電圧 $h_1 \sim h_4$ の関係 ($y = 0, z = 0, i = I_1$)、図3.11(a)に水平位置 y とホール電圧 $h_1 \sim h_4$ の関係 ($x = 0, z = 0, i = I_1$) および図3.11(a)に水平位置 z とホール電圧 $h_1 \sim h_4$ の関係 ($x = 0, y = 0, i = I_1$) の測定結果を示す。これらの結果より、前節と同様な変化を示していることが確認できる。また、 y 方向と z 方向は同様な変化であると考え、4個のホール電圧 $h_1 \sim h_4$ の関係式を前節と同様に次式で表現する。

$$\begin{aligned} h_1 &= (ai + b) \left(\frac{p}{X_1 + x} - qy + rz + s \right) \\ h_2 &= (ai + b) \left(\frac{p}{X_1 + x} - qy - rz + s \right) \\ h_3 &= (ai + b) \left(\frac{p}{X_1 + x} + qy + rz + s \right) \\ h_4 &= (ai + b) \left(\frac{p}{X_1 + x} + qy - rz + s \right) \end{aligned} \quad (3.16)$$

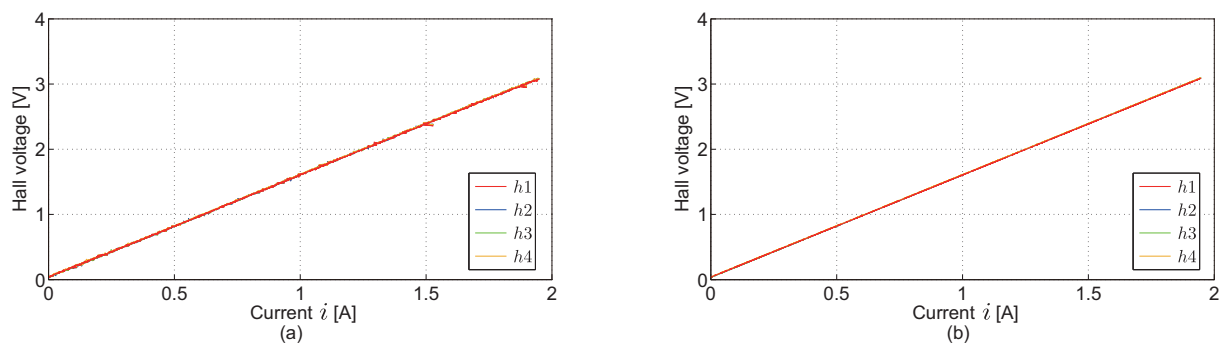


Fig. 3.9 Hall voltages for magnetic current i .

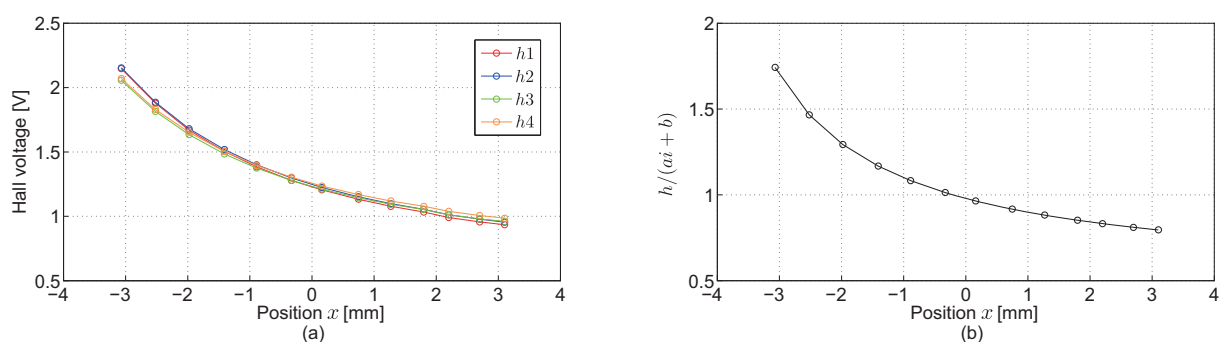


Fig. 3.10 Hall voltages for vertical position x .

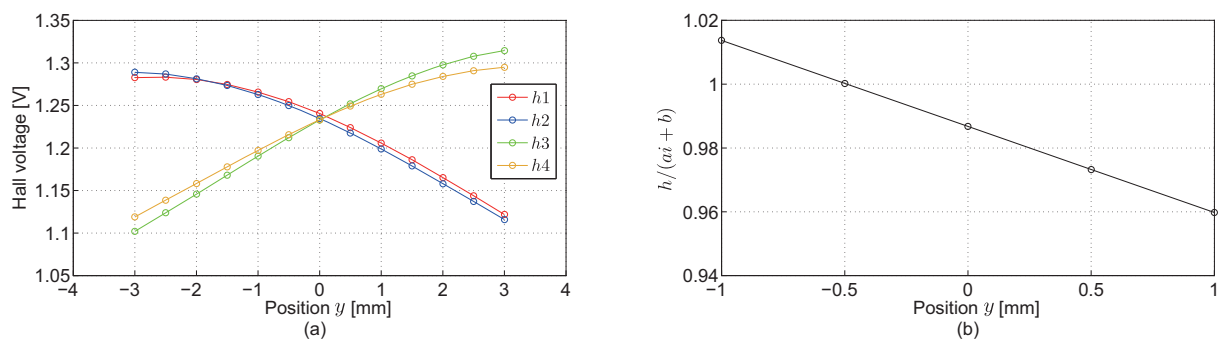


Fig. 3.11 Hall voltages for horizontal position y .

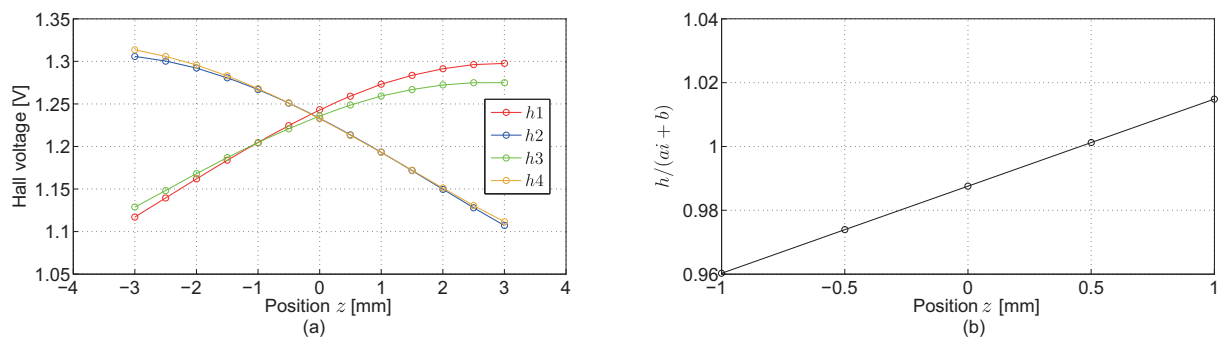


Fig. 3.12 Hall voltages for horizontal position z .

ここで、 a, b, p, q, r, s は実験結果から得られる定数である。また、 $x = 0, y = 0, z = 0, i = I_1$ のときのホール電圧を定常ホール電圧 $h_1 = H_{11}, h_2 = H_{12}, h_3 = H_{13}, h_4 = H_{14}$ とおく。パラメータ a, b, p, q, r, s の導出手順は、前節と同様に、まず計測結果の図 3.9(a) より定数 a, b を導出する。定常値 $x = 0, y = 0, z = 0$ における式 (3.16) は次式で表現できる。

$$h_{1,2,3,4} = (ai + b) \left(\frac{p}{X_1} + s \right) \quad (3.17)$$

ここで、前節と同様に未知数のパラメータが多いため、簡易的に導出するため、 $p/X_1 + s = 1$ と仮定して、式 (3.17) に対してパラメータ a, b を最小二乗法にて導出する。図 3.9(b) は、式 (3.17) の最小二乗法の結果である。

次に計測結果の図 3.10(a) より定数 p, s を導出する。定常値 $y = 0, z = 0, i = I_1$ における式 (3.16) は次式で表現できる。

$$\frac{h_{1,2,3,4}}{aI_1 + b} = \frac{p}{X_1 + x} + s \quad (3.18)$$

式 (3.18) に対して対してパラメータ p, s を最小二乗法にて導出する。図 3.10(b) は、式 (3.18) の最小二乗法の結果である。なお、図 3.10(b) より、若干の誤差はあるが、 $x = 0$ で $h = p/X_1 + s \approx 1$ が成立することが確認できる。

最後に計測結果の図 3.11(a) よりパラメータ q を導出する。パラメータ r は y 方向と z 方向の水平運動は等しく、図 3.12(a) からホール電圧変化も等しいと考えて $q = r$ とする。定常値 $x = 0, z = 0, i = I_1$ における式 (3.16) は次式で表現できる。

$$\frac{h_{1,2,3,4}}{aI_1 + b} = qy + 1 \quad (3.19)$$

式 (3.19) に対して対してパラメータ q を最小二乗法にて導出する。図 3.11(b) は、式 (3.19) の最小二乗法の結果である。なお、図 3.11(b) より、同様に若干の誤差はあるが、 $y = 0$ で $h_{1,2,3,4}/(aI_1 + b) \approx 1$ が成立することが確認できる。図 3.12(b) は、 $q = r$ とした場合の次式の結果である。

$$\frac{h_{1,2,3,4}}{aI_1 + b} = rz + 1 \quad (3.20)$$

ここで、定常ホール電圧 $h_1 = H_{11}, h_2 = H_{12}, h_3 = H_{13}, h_4 = H_{14}$ は次式で与えられる。

$$H_{11} = H_{12} = H_{13} = H_{14} = (aI_1 + b) \left(\frac{p}{X_1} + s \right) \quad (3.21)$$

しかし、繰り返しのパラメータの同定実験の結果から、定常ホール電圧の変動が確認された。そこで、式 (3.21) から決定するのではなく、実際にレーザ変位センサを用いて浮上実験を実施し、定常位置で浮上させた場合のホール電圧を定常ホール電圧として決定した。

線形制御理論を適用する場合は、式(3.16)も非線形であるため、線形近似化を行う必要がある。式(3.4)と同様にホール電圧の定常値 $h_1 = H_{11}$, $h_2 = H_{12}$, $h_3 = H_{13}$, $h_4 = H_{14}$ からの微少変動分 $\Delta h_1, \Delta h_2, \Delta h_3, \Delta h_4$

$$\begin{aligned} h_1 &= H_{11} + \Delta h_1 \\ h_2 &= H_{12} + \Delta h_2 \\ h_3 &= H_{13} + \Delta h_3 \\ h_4 &= H_{14} + \Delta h_4 \end{aligned} \quad (3.22)$$

を考えると、前節の式(3.5)~(3.5)と同様に線形近似化すると、次式が導出できる。

$$\begin{aligned} \Delta h_1 &= k_1 \Delta x - k_2 \Delta y + k_3 \Delta z + k_4 \Delta i \\ \Delta h_2 &= k_1 \Delta x - k_2 \Delta y - k_3 \Delta z + k_4 \Delta i \\ \Delta h_3 &= k_1 \Delta x + k_2 \Delta y + k_3 \Delta z + k_4 \Delta i \\ \Delta h_4 &= k_1 \Delta x + k_2 \Delta y - k_3 \Delta z + k_4 \Delta i \end{aligned} \quad (3.23)$$

ここで、 k_1, k_2, k_3, k_4 は次式で与えられる。

$$k_1 = -\frac{p(aI_1 + b)}{X_1^2}, \quad k_2 = k_3 = q(aI_1 + b), \quad k_4 = a\left(\frac{p}{X_1} + s\right)$$

式(2.39)の状態方程式に対して、出力を $y_p = [\Delta i \ \Delta h_1 \ \Delta h_2 \ \Delta h_3 \ \Delta h_4 \ \dot{y}_s \ \dot{z}_s]^T$ とする場合の出力方程式は式(3.23)から次式で与えられる。

$$y_p = C_p x_p \quad (3.24)$$

$$C_p = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ k_1 & 0 & -k_2 & 0 & k_2 & 0 & k_3 & 0 & 0 \\ k_1 & 0 & -k_2 & 0 & -k_2 & 0 & k_3 & 0 & 0 \\ k_1 & 0 & k_2 & 0 & k_2 & 0 & k_3 & 0 & 0 \\ k_1 & 0 & k_2 & 0 & -k_2 & 0 & k_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

式(2.39)と(3.24)より、 (C_p, A_p) に対して可観測性が成立する。導出された浮上物体の3次元方向に対するホール電圧のパラメータを表3.3に示す。

3.4 まとめ

磁束情報をセンシングするために、電磁石の磁極部に4個のホール素子を配置することを提案し、浮上物体の3次元位置とホール電圧の関係式を導出した。また、浮上物体の鉛

Table 3.3 Parameters of hall voltages for three-dimensional direction.

Parameter	Value	Unit
a	1.569	[V/Am]
b	4.940×10^{-2}	[V/m]
p	2.394×10^{-3}	[m ²]
q, r	2.713×10^1	[-]
s	5.204×10^{-1}	[m]
H_{11}	1.257	[V]
H_{12}	1.256	[V]
H_{13}	1.247	[V]
H_{14}	1.251	[V]
k_1	-1.196×10^2	[V/m]
k_2	3.387×10^1	[V/m]
k_3	3.387×10^2	[V/m]
k_4	1.568	[V/A]

直1次元位置に対しては1個のホール素子，鉛直・水平2次元位置に対しては2個のホール素子を用いて，位置とホール電圧の関係式を導出した．導出結果から，電流と磁束のセンシングから浮上物体の3次元位置の可観測性が成立することを確認した．

第4章 浮上制御と制振制御の確立

本章では、磁気浮上搬送系に対して、オブザーバによる浮上物体の3次元位置推定について述べる。また、浮上物体の3次元位置の推定値を用いて、状態フィードバック制御を構築し、鉛直方向の浮上制御と水平方向の制振制御の有効性について述べる。

4.1 LQG 制御系

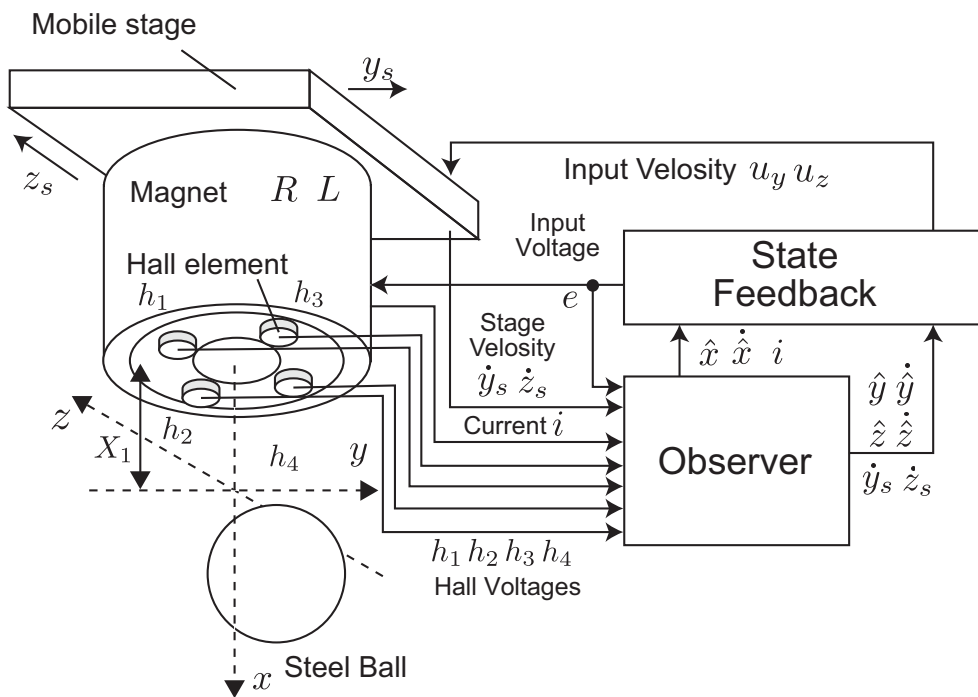


Fig. 4.1 Magnetic levitation system with LQG controller.

図4.1に、オブザーバを用いた状態フィードバック制御（LQG 制御系）を適用した磁気浮上搬送系の構成図を示す。状態変数を $x_p = [\Delta x \ \Delta \dot{x} \ \Delta y \ \Delta \dot{y} \ \Delta z \ \Delta \dot{z} \ \Delta i \ \dot{y}_s \ \dot{z}_s]^T$ ，入力を $u_p = [\Delta e \ u_y \ u_z]$ ，出力を $y_p = [\Delta i \ \Delta h_1 \ \Delta h_2 \ \Delta h_3 \ \Delta h_4 \ \dot{y}_s \ \dot{z}_s]^T$ すると，磁気浮上搬送系の

状態空間表現モデルは、式(2.39)と(3.24)から次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \dot{x}_p &= A_p x_p + B_p u_p \\ y_p &= C_p x_p \end{aligned} \quad (4.1)$$

式(4.1)は、 (A_p, C_p) に対して可観測であり、浮上物体の3次元位置 x, y, z を推定するオブザーバを次式で構成する[51][60][61]。

$$\dot{\hat{x}}_p = (A_p - K_p C_p) \hat{x}_p + B_p u_p + K_p y_p \quad (4.2)$$

ここで、 \hat{x}_p は x_p の推定値、 K_p はオブザーバゲインである。オブザーバの設計として、制御対象が白色雑音入力を受ける場合の最適状態推定問題を考える。ここで、評価として推定誤差 $e = x_p - \hat{x}_p$ を取り上げ、二次形式の平均値

$$J_k = E [e^T e] \quad (4.3)$$

を最小とするようなオブザーバゲイン K_p は次式で与えられる。

$$K_p = P_k C_p^T R_k^{-1} \quad (4.4)$$

ここで、 P_k は次式のRiccati方程式の解である。

$$A_p P_k + P_k A_p^T - P_k C_p^T R_k^{-1} C_p P_k + Q_k = 0 \quad (4.5)$$

Q_k, R_k はそれぞれシステム雑音と観測雑音の共分散である。

浮上物体の3次元位置 x, y, z に対してオブザーバによる推定値を状態フィードバックすることで浮上安定化を実現する。推定値が $\hat{x}_p \rightarrow x_p$ となる場合の擬似状態フィードバック則は次式で与えられる。

$$u_p = -F_p \hat{x}_p \quad (4.6)$$

式(2.39)に対して最適レギュレータ問題(LQR制御系)を考え、二次形式評価関数

$$J_f = \int_0^\infty [x_p^T Q_f x_p + R_f u_p^2] dt \quad (4.7)$$

を最小にする最適制御入力となるフィードバックゲイン F_p は次式で与えられる。

$$F_p = R_f^{-1} B_p^T P_f \quad (4.8)$$

ここで、 P_f は次式のRiccati方程式の解である。

$$A_p^T P_f + P_f A_p - R_f^{-1} P_f B_p B_p^T P_f + Q_f = 0 \quad (4.9)$$

ここで、 Q_f, R_f はそれぞれ出力、入力に対する重み行列である。よってオブザーバを用いた状態フィードバック制御系(LQG制御系)は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_p &= (A_p - B_p F_p - K_p C_p) \hat{x}_p + K_p y_p \\ u_p &= -F_p \hat{x}_p \end{aligned} \quad (4.10)$$

4.2 LQG/LTR 法

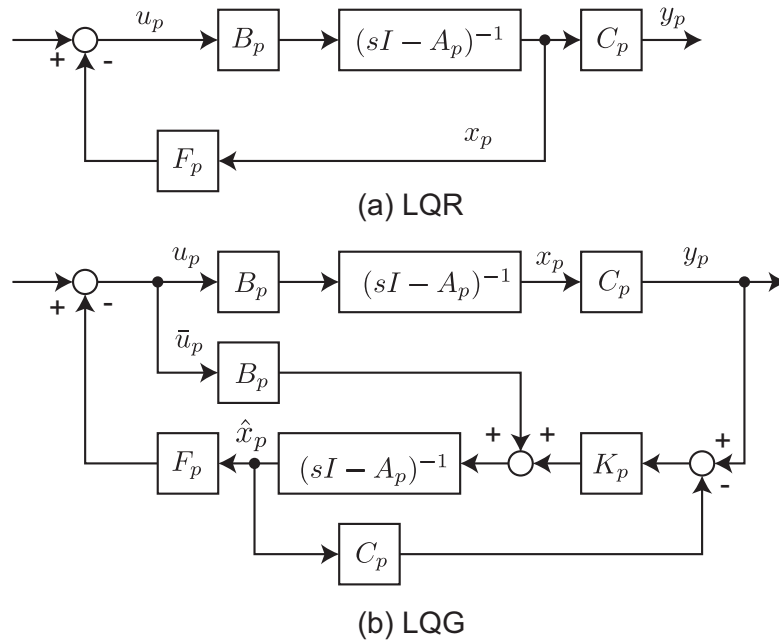


Fig. 4.2 (a) LQR controller, (b) LQG controller.

状態変数 x_p がすべて観測可能な場合の全状態フィードバック制御系は、式 (4.6) より次式となる。

$$u_p = -F_p x_p \quad (4.11)$$

式 (4.11) による LQR 制御系は、一般に十分なロバスト特性を持つことが知られている。このロバスト特性は、 -6dB から $+\infty\text{dB}$ までのゲイン余有と $+60^\circ$ 以上の位相余有を持つことである。しかし、式 (4.2) のオブザーバを用いれば、ロバスト特性の保証はなく、LQG 制御系の安定余有が劣化する。ここでは、式 (4.10) の LQG 制御系を式 (4.11) の LQR 制御系のループ伝達関数に漸近回復させる LQG/LTR 法を考える [51][21]。図 4.2(a) より、 u_p から x_p までの伝達関数は次式となる。

$$x_p(s) = \Phi_p B_p u_p(s) \quad (4.12)$$

ここで、 $\Phi_p = (sI - A_p)^{-1}$ である。図 4.2(b) より、 u_p から \hat{x}_p までの伝達関数は次式となる。

$$\begin{aligned} \hat{x}_p(s) &= \Phi_p \left[B_p (C_p \Phi_p B_p)^{-1} - K_p (sI + C_p \Phi_p K_p)^{-1} \right] C_p \Phi_p B_p \bar{u}_p(s) \\ &+ \Phi_p \left[K_p (sI + C_p \Phi_p K_p)^{-1} \right] C_p \Phi_p B_p u_p(s) \end{aligned} \quad (4.13)$$

このとき、式(4.13)が、

$$K_p(sI + C_p\Phi_p K_p)^{-1} = B_p(C_p\Phi_p B_p)^{-1} \quad (4.14)$$

を満足するならば、式(4.13)は式(4.12)と等しくなる。オブザーバゲイン K_p は、式(4.5)の Riccati 方程式より式(4.4)で与えられている。ここで制御入力への仮想的な外乱の共分散 V を考えて、システム雑音の共分散 Q_k を次式のようにおく。

$$Q_k(q_k) \equiv Q_k + q_k^2 B_p V B_p^T \quad (4.15)$$

$Q_k(q_k)$ を式(4.5)の Riccati 方程式に代入すると次式となる。

$$A_p P_k + P_k A_p^T - P_k C_p^T R_k^{-1} C_p P_k + Q_k + q_k^2 B_p V B_p^T = 0 \quad (4.16)$$

両辺を q_k^2 で割ると、

$$A_p \left(\frac{P_k}{q_k^2} \right) + \left(\frac{P_k}{q_k^2} \right) A_p^T - q_k^2 \left(\frac{P_k}{q_k^2} \right) C_p^T R_k^{-1} C_p \left(\frac{P_k}{q_k^2} \right) + \frac{Q_k}{q_k^2} + B_p V B_p^T = 0 \quad (4.17)$$

となり、 $q_k \rightarrow \infty$ となると、

$$\frac{P_k}{q_k^2} \rightarrow 0, \quad \frac{Q_k}{q_k^2} \rightarrow 0, \quad q_k^2 \left(\frac{P_k}{q_k^2} \right) C_p^T R_k^{-1} C_p \left(\frac{P_k}{q_k^2} \right) \rightarrow B_p V B_p^T \quad (4.18)$$

となる。よってオブザーバゲイン K_p は、

$$\frac{1}{q_k} K_p \rightarrow B_p V^{1/2} (R_k^{1/2})^{-1} = B_p W \quad (4.19)$$

ここで、 $W = V^{1/2} (R_k^{1/2})^{-1}$ である。式(4.19)より、 $K_p = q_k B_p W$ として、式(4.14)の左辺へ代入すると、

$$\begin{aligned} K_p(sI + C_p\Phi_p K_p)^{-1} &= q_k B_p W (sI + C_p\Phi_p q_k B_p W)^{-1} \\ &= \frac{B_p W \det |\Phi_p|}{\det |\Phi_p| / q_k + C_p \text{adj}(\Phi_p) B_p W} \end{aligned} \quad (4.20)$$

となる。よって、 $q_k \rightarrow \infty$ より、

$$K_p(sI + C_p\Phi_p K_p)^{-1} \rightarrow \frac{B_p W \det |\Phi_p|}{C_p \text{adj}(\Phi_p) B_p W} = B_p W (C_p\Phi_p B_p W)^{-1} \quad (4.21)$$

となり、 $W = I$ となれば、式(4.14)の右辺に漸近していくことが分かる。

4.3 制御設計

磁気浮上搬送系は、鉛直方向に対しては不安定な系であるが、水平方向に対しては安定な系である。そこで、主に鉛直方向の浮上制御に対する安定余裕に着目して、ループ伝達関数の回復を考えた LQG 制御系を設計する。

オブザーバの設計前に、基準となる最適レギュレータ (LQR 制御系) を設計する。安定余裕の確保を優先するため、オブザーバの推定速度が劣化することを考慮して、状態フィードバックゲインの極を原点付近に配置するように設計する。特にスライダの制振より、浮上物体の制振を重視するように、スライダに関する重みを決定した。浮上物体の 3 次元位置に対する重みは、実際にレーザ変位センサを用いた LQR 制御の実験により検証し、最終的に次式で決定した。なお、この時点で水平方向の制振制御は実装していない。

$$Q_f = \text{diag}(50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 200, 200), \quad R_f = \text{diag}(1, 200, 200) \quad (4.22)$$

次にオブザーバの設計において、観測雑音に対する共分散行列は、実際の電流とホール電圧の計測結果の共分散から算出して次式で決定した。

$$R_k = \text{diag}(1, 1, 1, 1, 1) \times 5 \times 10^{-6} \quad (4.23)$$

システム雑音に対する共分散は鉛直方向の位置 Δx 、速度 $\Delta \dot{x}$ 、電流 Δi に関する重みに着目し、次式を仮定する。

$$Q_k = \text{diag}(q_x, q_v, 1, 1, 1, 1, q_i, 1, 1) \quad (4.24)$$

また、システム雑音に対する共分散は、鉛直方向の入力に関する入力電圧 Δe に着目し、式 (4.15) より次式で与えられる。

$$Q_k(q_k) = Q_k + q_k^2 B_p V B_p^T = Q_k + \text{diag}(0, 0, 0, 0, 0, 0, q_k^2/L_1^2, 0, 0) \quad (4.25)$$

ここで、 $V = 1$ である。したがって、 $q_k \rightarrow \infty$ とは、電流 Δi の重み q_i を大きく設定することである。また、その他の重み q_x, q_v は、式 (4.18) の $Q_k/q_k^2 \rightarrow 0$ を実現するために、小さく設定することが有効であると考えられる。

図 4.3 と 4.4 に電流の重み $q_i = 10^{-3} \rightarrow 10^3$ に対する根軌跡を示す。重みを大きくすると矢印の向きに極が変化する。また、図 4.3 の各結果は、上図から位置の重み $q_x = 1 \rightarrow 10^{-3}$ を変化させた場合の結果であり、左図の虚軸部分を拡大した結果が右図である。図 4.3 の各結果は、同じく上図から速度の重み $q_v = 1 \rightarrow 10^{-3}$ に対する根軌跡の結果である。

この結果から、電流の重み q_i を大きくすると、虚軸付近に極が近づき、負の方向へも極が変化する。オブザーバの設計では、推定速度を向上させるために虚軸付近の極を負の

方向へ配置することが望ましいが、虚軸から負の方向に大きく配置すると、コントローラの制御周期を小さくすることが必要であり、制御ボードの性能から実装できない場合がある。そこで、最も負の方向にある極をある程度は虚軸側に配置することが必要である。根軌跡の結果から、位置の重み q_x を小さくすると、虚軸付近の極が負の方向へ変化し、最も負の方向にある極が虚軸側に配置されている。しかし、速度の重み q_v の変化に対しては、虚軸側への極変化は小さい。

図4.5に電流の重み $q_i = 1 \rightarrow 100$, $q_x = q_v = 1$ に対するナイキスト線図の結果を示す。比較のためLQR制御のナイキスト線図も示す。この結果から、電流の重み q_i を大きくすることで、安定余裕が回復することが確認できる。

図4.6は、位置の重み $q_x = 1 \rightarrow 10^{-3}$, $q_i = 10^2$, $q_v = 1$ に対するナイキスト線図であり、図4.7は、速度の重み $q_v = 1 \rightarrow 10^{-3}$, $q_i = 10^2$, $q_x = 1$ に対するナイキスト線図である。これらの結果から、位置の重み q_x を小さくすると、LQR制御のナイキスト線図に漸近することが確認でき、 $q_x = 10^{-3}$, $q_v = 1$, $q_i = 10^2$ の場合は最もLQR制御のナイキスト線図に漸近する。速度の重み q_v に対しては、位置の重み q_x ほどナイキスト線図は変化しないことが確認できる。

以上の結果より、電流の重み q_i を大きくし、位置 q_x の重みを小さくすることで、LQG制御のナイキスト線図がLQR制御に漸近し、極配置も改善されることから、最終的に各重みを $q_x = 10^{-3}$, $q_v = 1$, $q_i = 10^2$ で決定した。

オブザーバの水平方向に関する重みの選定について、水平位置 Δy , $\Delta \dot{y}$, Δz , $\Delta \dot{z}$ の重みは鉛直位置と等しく、スライダの速度 \dot{y}_s , \dot{z}_s は観測可能であるため、電流の重みと等しく選定した。

図4.7にスライダの速度 \dot{y}_s の重みを変化させた場合 $q_{y_s} = 1 \rightarrow 100$ のナイキスト線図を示す。スライダの速度 \dot{y}_s の重み q_{y_s} を大きくすると安定余裕が減少するが、水平方向に対しては安定な系であるため、十分に安定余裕が確保されていることが確認できる。

以上の結果から、最終的に設計した状態フィードバック制御とオブザーバの重みと極配置 λ_f , λ_k を表4.1に示す。

4.4 数値計算

本章の提案手法について、3次元位置推定を用いた鉛直方向の浮上制御と水平方向に対する制振制御の有効性を数値シミュレーションにより検証する。

図4.9と4.10は、安定浮上した状態から、浮上物体に対して x 方向に $0.10[\text{N}]$, y 方向に $0.15[\text{N}]$, z 方向に $0.20[\text{N}]$ のインパルス外乱を $1[\text{sec}]$ 後と $4.5[\text{sec}]$ 後に入力した場合の数値シミュレーションの結果である。図4.9ではスライダ動作を停止し、図4.10ではスライ

Table 4.1 Wighting matrices and pole placement.

Q_f	diag(50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 200, 200)
R_f	diag(1, 200, 200)
λ_f	$-1.50 \times 10^3, -1.50 \times 10^3, -62.9 \pm 16.5j,$ $-41.2, -2.58 \pm 15.0j, -2.58 \pm 15.0j$
Q_k	diag($10^{-3}, 1, 10^{-3}, 1, 10^{-3}, 1, 100, 100, 100$)
R_k	diag(1, 1, 1, 1, 1, 1, 1) $\times 5.0 \times 10^{-6}$
λ_k	$-1.50 \times 10^4, -4.58 \times 10^3, -4.58 \times 10^3,$ $-1.00 \times 10^3, -954, -954, -76.1, -76.1, -31.6$

ダを動作させている。図 4.9 の結果より、推定誤差はなく浮上物体の推定位置と実測値が一致していることが確認できる。また、制振制御が動作しないため、水平方向の振動が収束していないことも確認できる。一方で、図 4.10 は、スライダを動作させることにより、制振制御により水平方向の振動が良好に抑制されていることが確認できる。

4.5 実験結果

本章の提案手法について、図 2.1 の実験装置を用いて、3次元位置推定を用いた鉛直方向の浮上制御と水平方向に対する制振制御の有効性を実験により検証する。

図 4.11 と 4.12 は、水平方向から浮上物体に対してインパルス外力を加えた場合の実験結果である。図 4.11 ではスライダ動作を停止し、図 4.12 ではスライダを動作させている。また、浮上物体の3次元位置の実測値は、高速カメラを用いて画像処理により算出した結果である。図 4.11 の実験結果より、3次元位置の推定値と実測値に、定常的な誤差はあるが、振動的な挙動は再現できていることが確認できる。定常的な誤差については、位置に対するオブザーバの重みを小さく設定して推定精度を下げたことと、ホール電圧の出力にオフセット誤差が存在していることが原因であると考えられる。図 4.12 では、スライダを動作させることにより、推定値を用いた制振制御により水平方向の振動が抑制できていることが確認できる。しかし、ホール電圧の計測値に大きくノイズが影響していることが確認でき、その影響により推定値にもノイズの影響が確認できる。したがって、ノイズの影響を抑制するため、水平方向の速応性を抑えて設計する必要があることを確認した。

4.6 まとめ

磁気浮上搬送系の鉛直方向の浮上制御と水平方向の制振制御に対して、LQG 制御系を適用することを提案し、鉛直方向に対しては、安定余裕の確保に着目して LQG/LTR 制御系の設計を適用した。その結果、電流と磁束のフィードバックにより、浮上物体の3次元位置の推定が可能であること、また推定値を用いて浮上制御と制振制御が可能であることを確認した。また、オブザーバに対しては、システム雑音に対する重みを電磁石の電流に対して大きく、鉛直位置に対して小さく設定することで、LQG 制御系の安定余裕が LQR 制御系に漸近することが確認できた。しかし、ホール電圧の計測に対して、定常値が時間変動して、浮上物体の3次元位置推定値に定常的なオフセット誤差が発生することが確認された。また、ホール電圧の計測値にモータノイズが大きく影響し、推定値にも影響を及ぼすことが確認された。そのため、水平方向の位置推定の誤差により、スライダが停止できずに移動し、水平方向の振動抑制の速応性をノイズの影響を考慮しながら調整する必要があることを課題として示した。

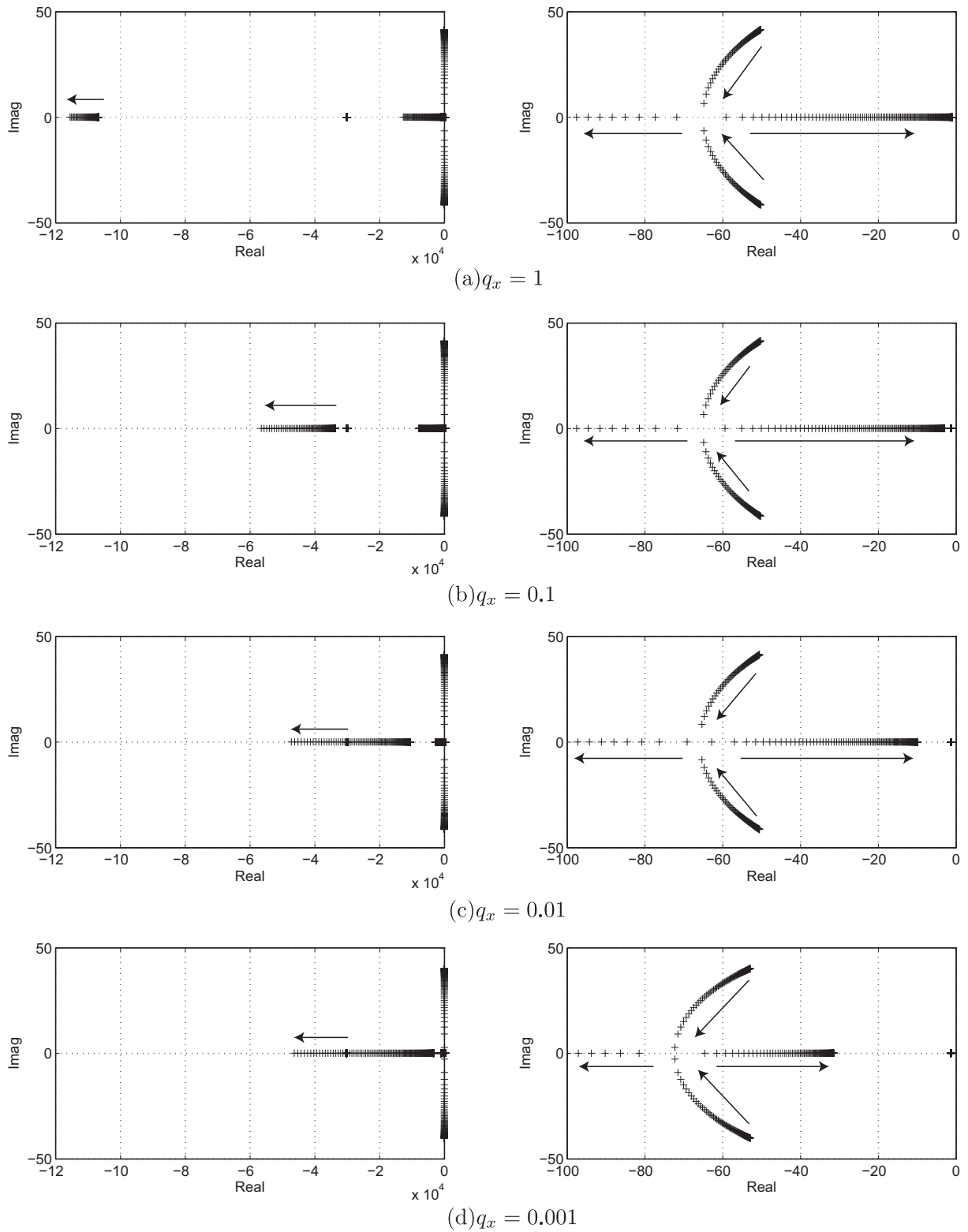


Fig. 4.3 Root locus for $q_i = 10^{-3} \rightarrow 10^3$ and $q_x = 1 \rightarrow 10^{-3}$.

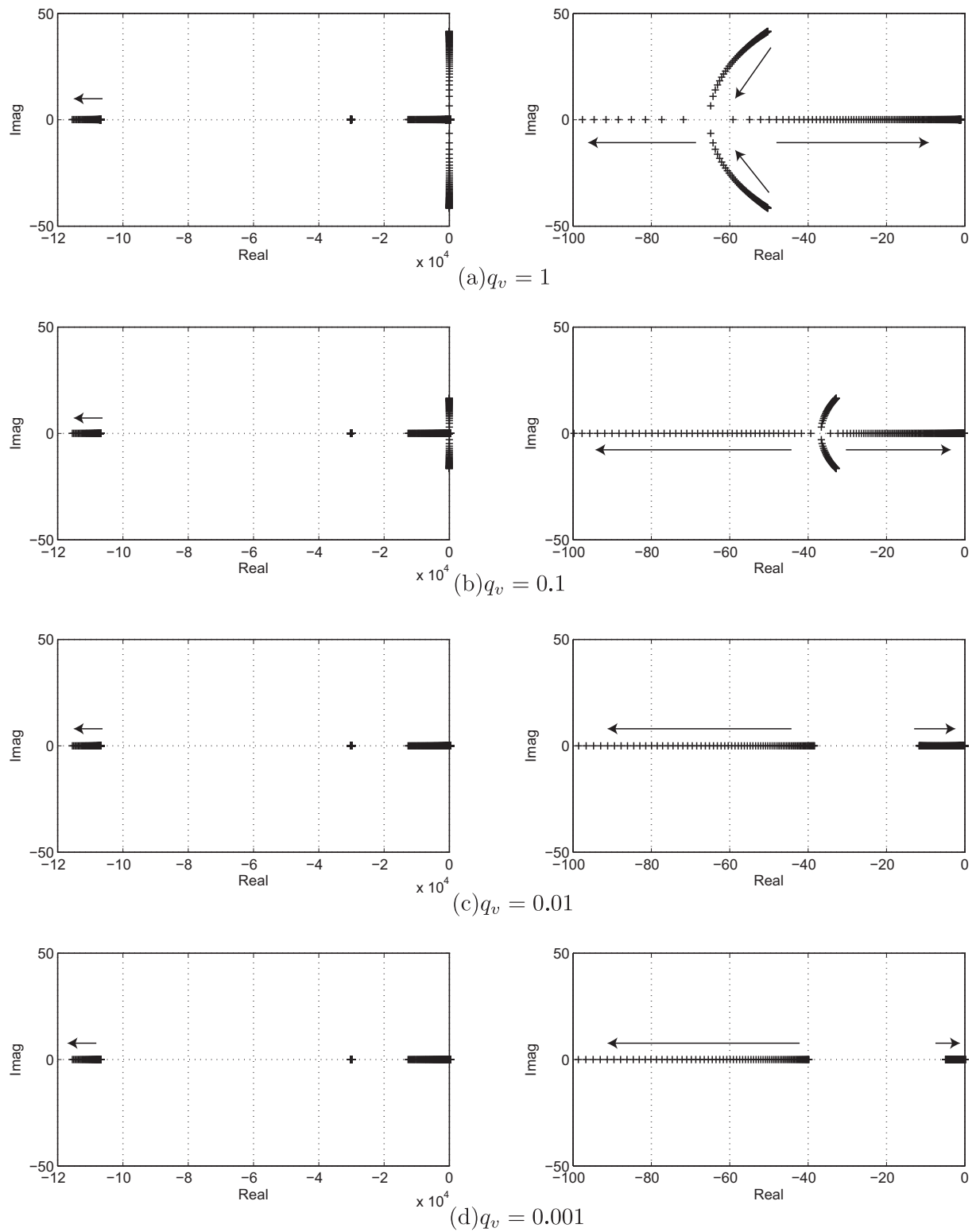
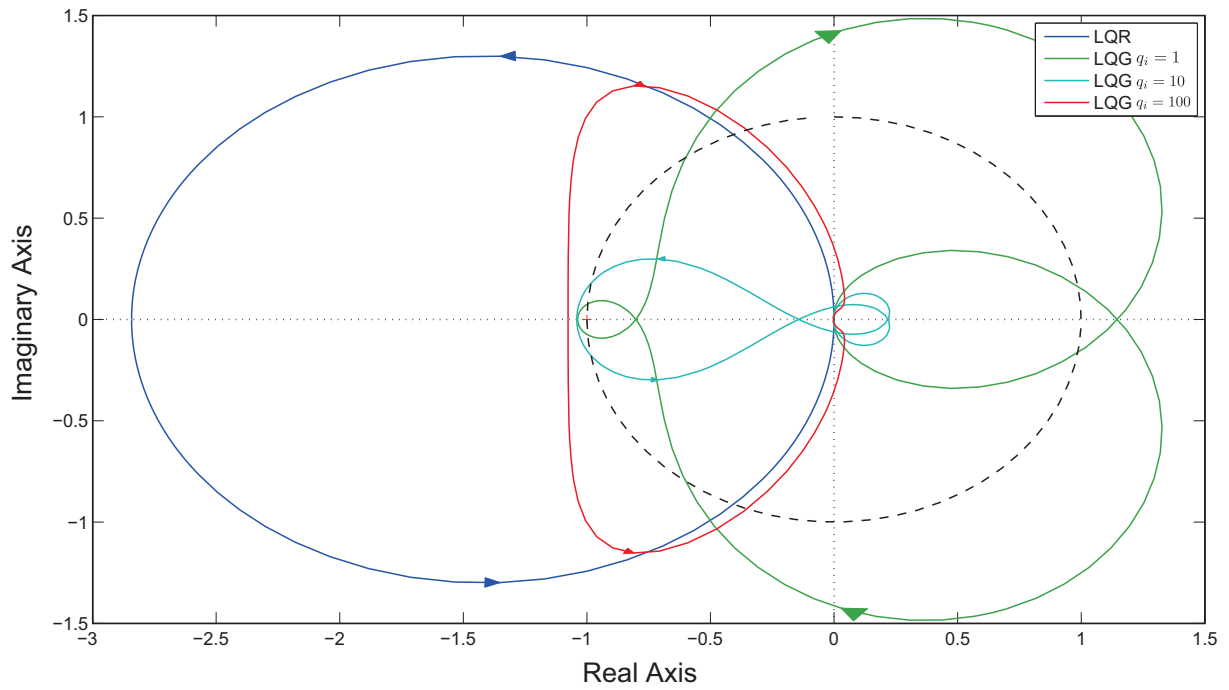
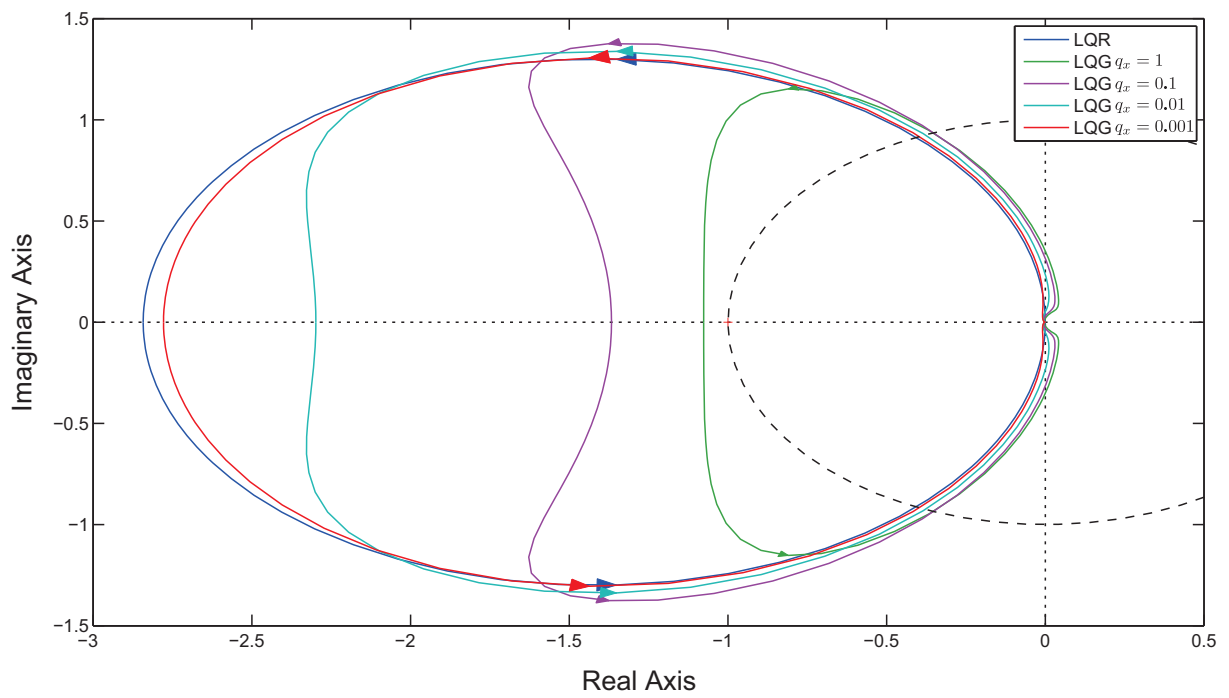


Fig. 4.4 Root locus for $q_i = 10^{-3} \rightarrow 10^3$ and $q_v = 1 \rightarrow 10^{-3}$.

Fig. 4.5 Nyquist diagrams for q_i .Fig. 4.6 Nyquist diagrams for q_x .

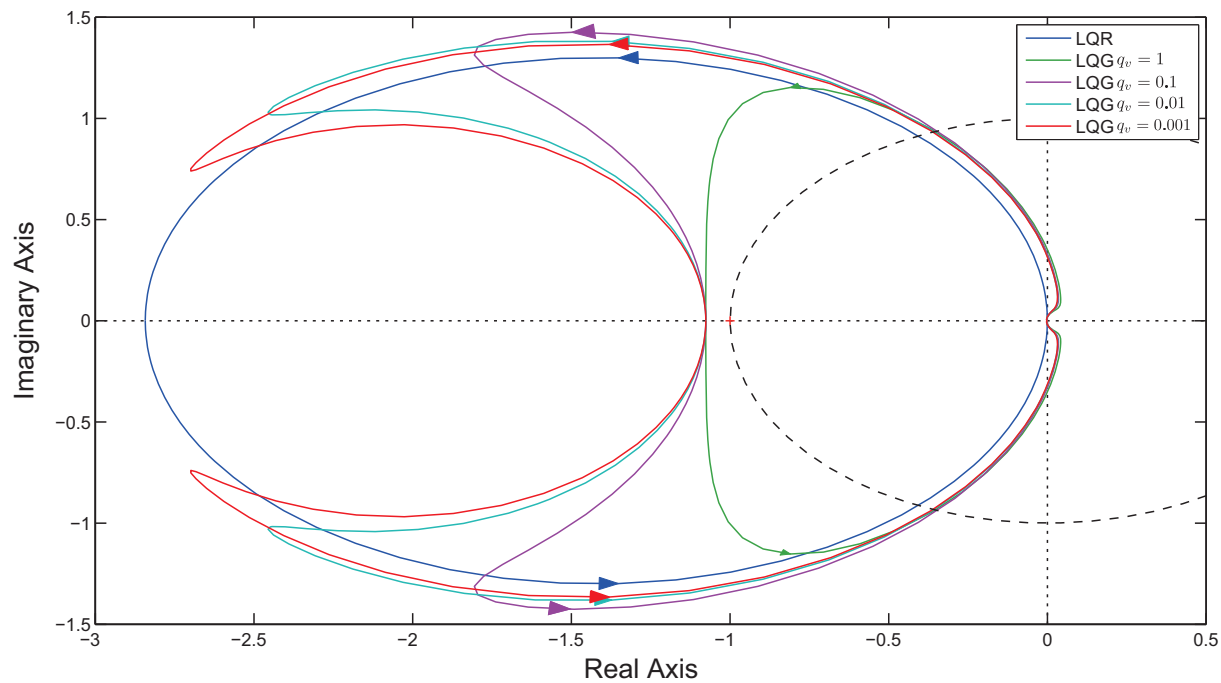


Fig. 4.7 Nyquist diagrams for q_v .

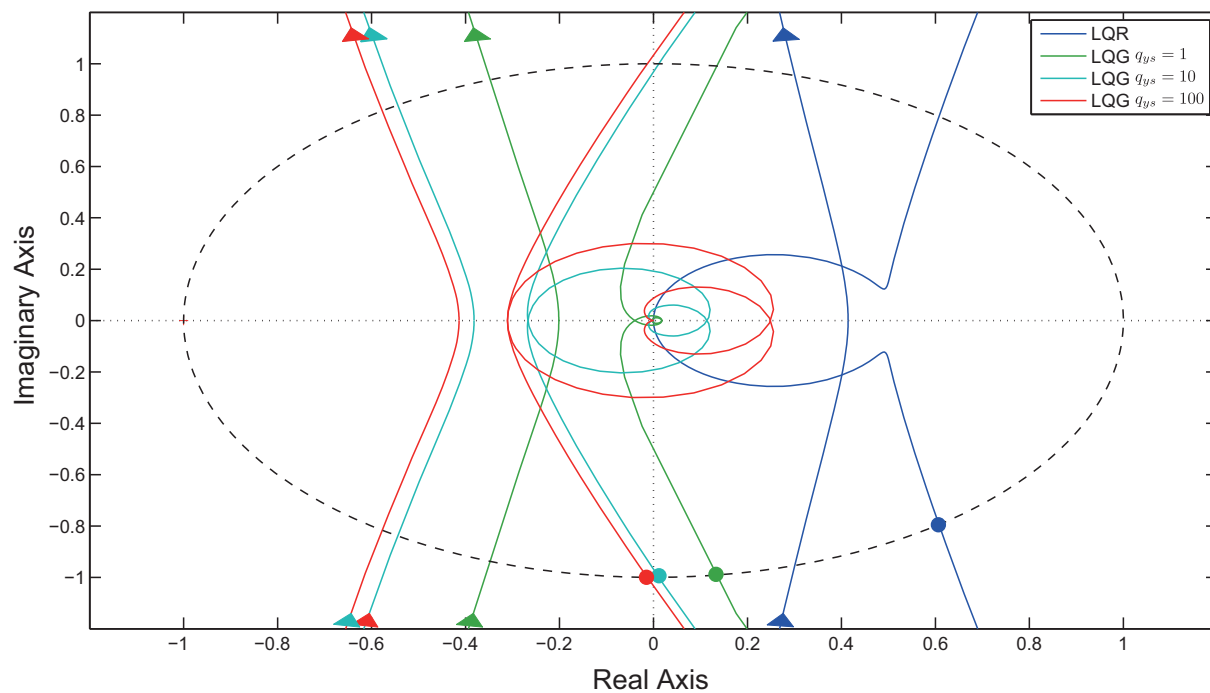


Fig. 4.8 Nyquist diagrams for weighting factor of mobile stage q_{ys} .

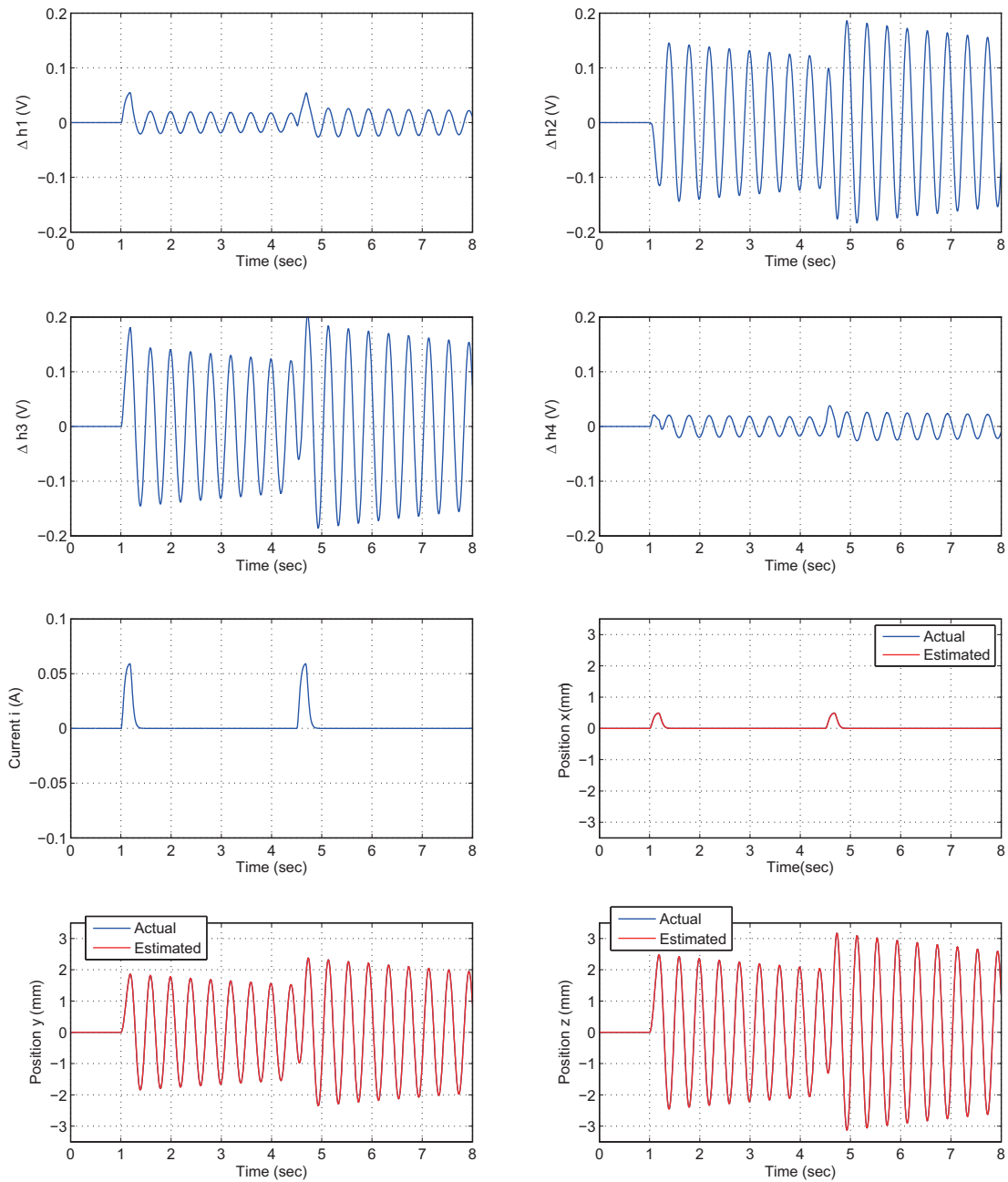


Fig. 4.9 Simulation results of disturbance response without horizontal vibration control.

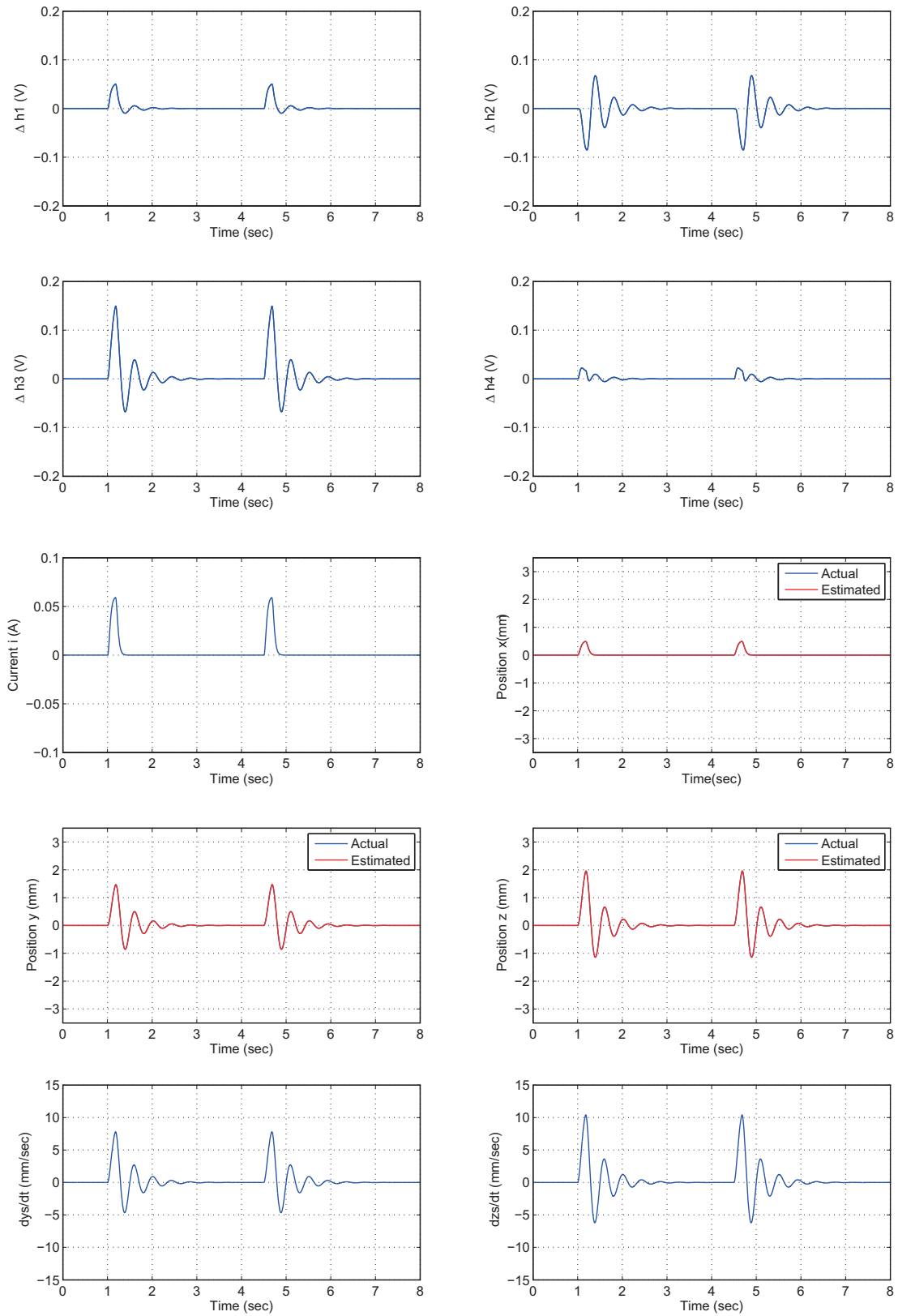


Fig. 4.10 Simulation results of disturbance response with horizontal vibration control.

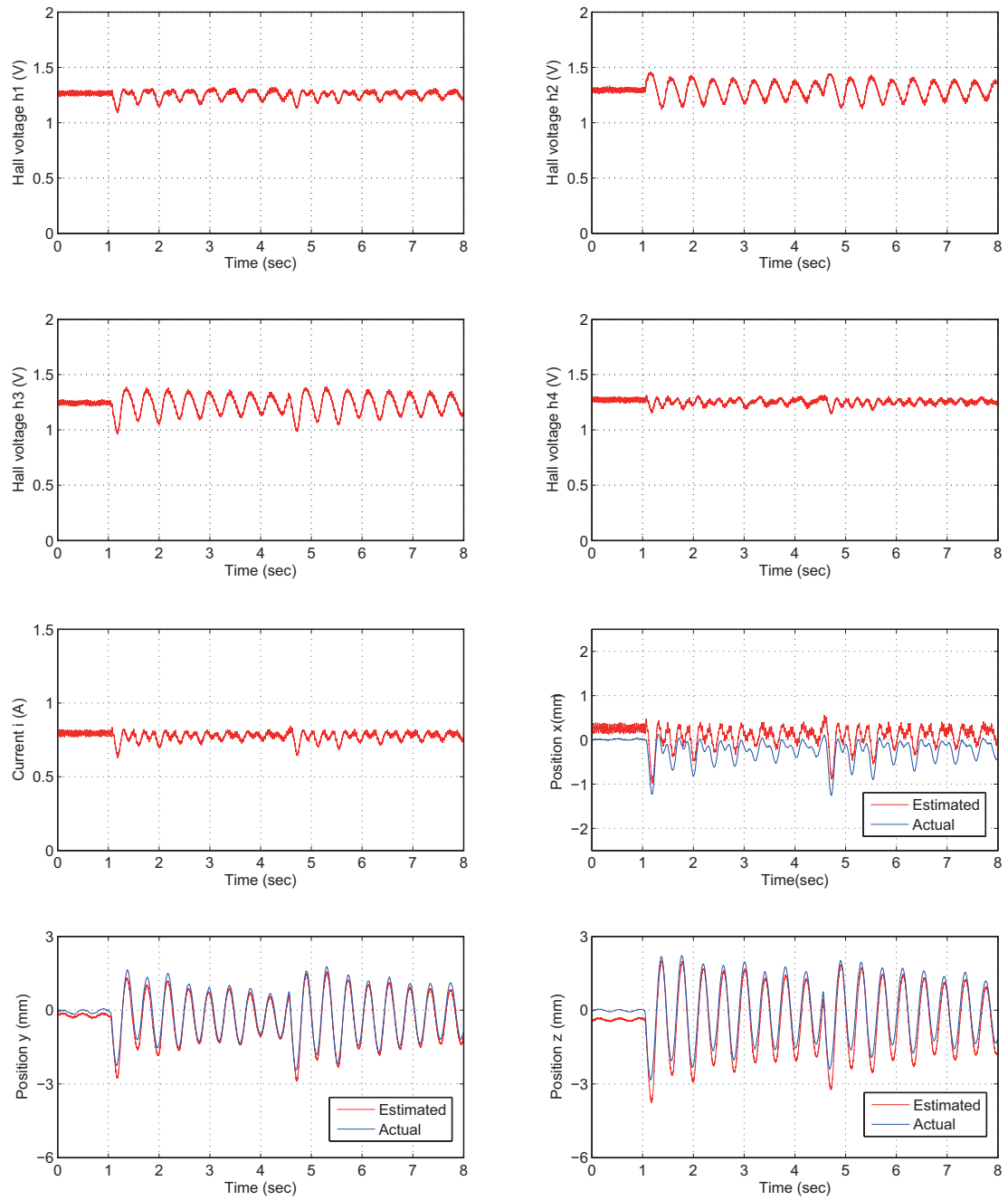


Fig. 4.11 Experimental results of disturbance response without horizontal vibration control.

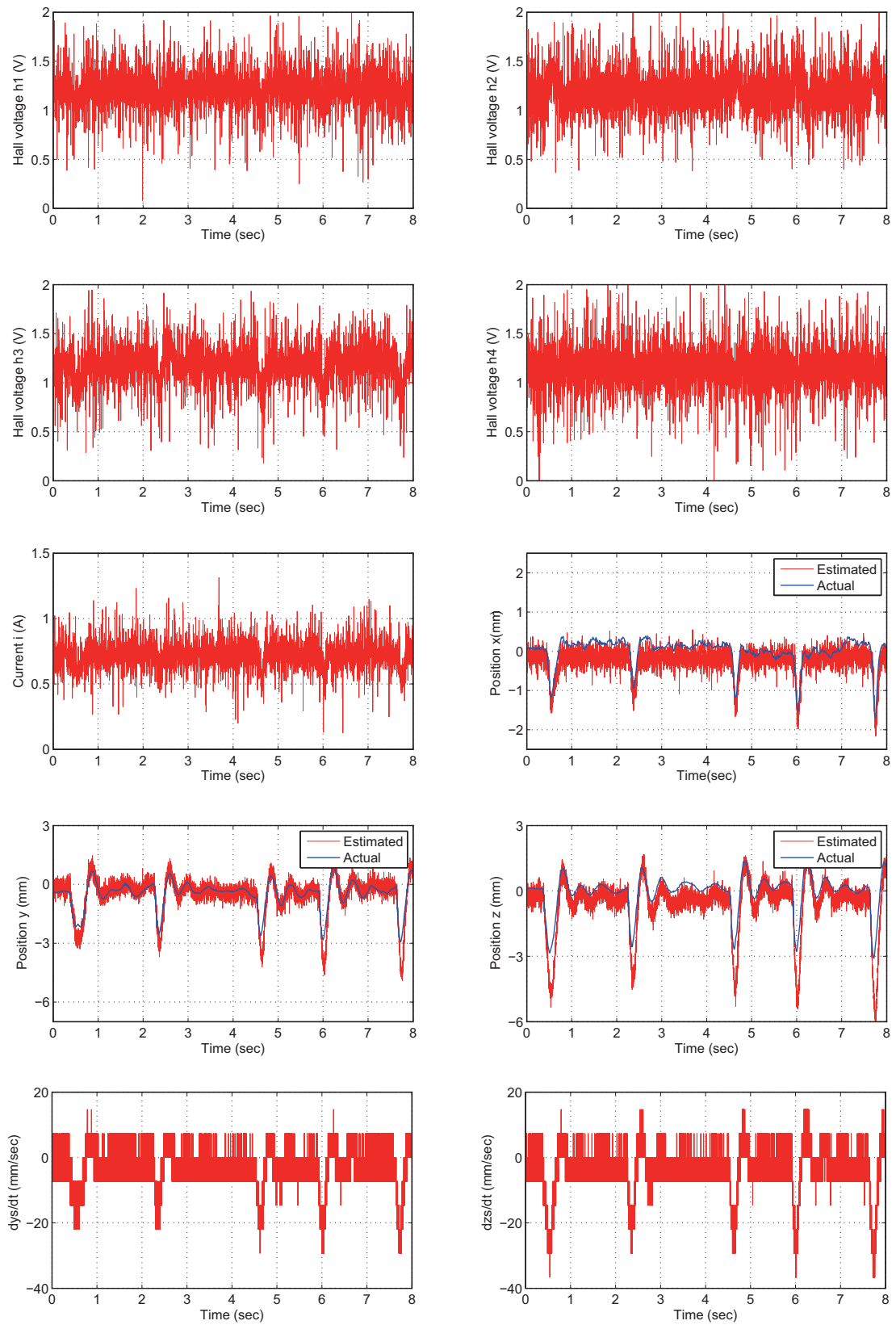


Fig. 4.12 Experimental results of disturbance response with horizontal vibration control.

第5章 搬送制御と制振制御の確立

本章では，磁気浮上搬送系に対して，搬送制御の目標軌道生成の方法について述べ，その軌道への追従性と外乱による制振性を両立するための制御系について述べる [57][58].

5.1 目標搬送軌道生成

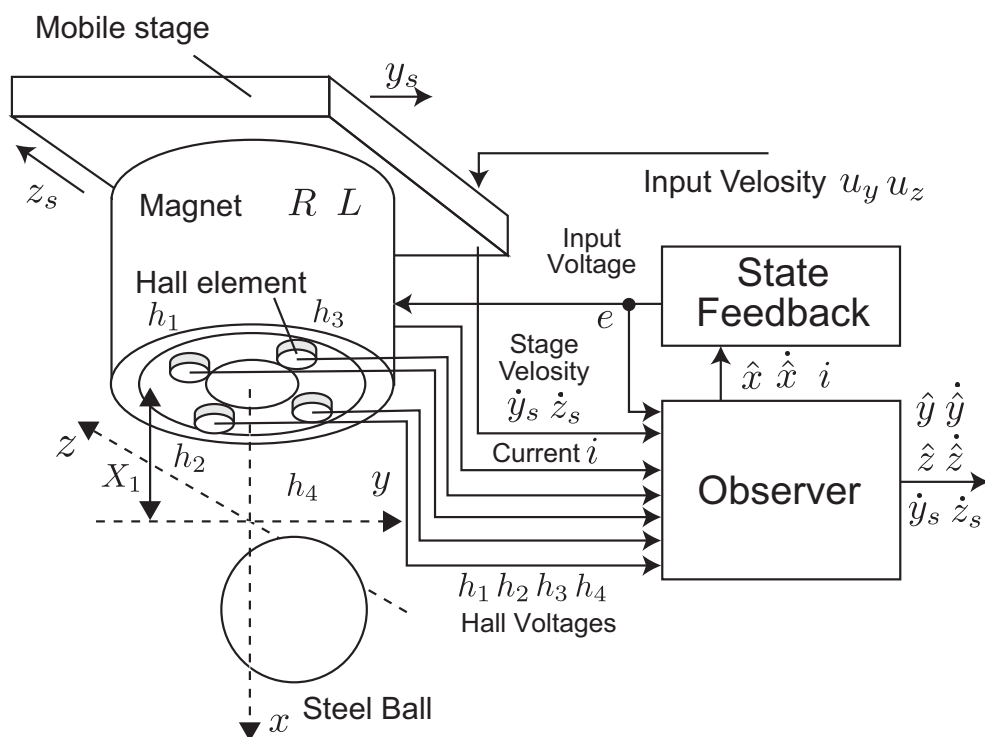


Fig. 5.1 Magnetic levitation conveyance system without horizontal vibration control.

搬送によって浮上物体が振動すると，制振制御の動作によって目標軌道への追従が困難になるため，浮上物体の振動励起を抑制する目標軌道の生成を検討する．図 5.1 に制振制御を実装しない場合の磁気浮上搬送系の構成図を示し，搬送軌道の有効性を確認するため，式 (4.10) の LQG 制御系のみを実装して磁気浮上搬送系を実現する．ここで，水平 y 方向の搬送を考え，指令速度 u_y に生成した目標搬送速度を入力する．また，スライダは

目標指令速度に追従するものとして、 $u_y = \dot{y}_s$ と仮定する。天井クレーンの位置決め制御において、搬送の加減速時間を固有振動数周期の整数倍で生成することで、固有振動数の励起を抑制する方法が提案されている [49]。本研究では、この手法に着目し、磁気浮上搬送の目標搬送速度軌道の生成に応用する。水平 y 方向の搬送について考えると、水平 y 方向の運動方程式は式 (2.15) から次式で与えられる。

$$\begin{aligned} m\ddot{y} + c_y\dot{y} + k_y y &= -m\ddot{y}_s \\ \ddot{y} + 2\zeta\omega_n\dot{y} + \omega_n^2 y &= -\ddot{y}_s \end{aligned} \quad (5.1)$$

ここで、 $\omega_n = \sqrt{k_y/m}$ は固有振動数、 $\zeta = c_y/(2\sqrt{mk_y})$ は減衰比である。今回の磁気浮上搬送系において、固有振動数は $\omega_n = 1.57$ [rad/s]、減衰比は $\zeta = 3.99 \times 10^{-3}$ であり、減衰比が非常に小さいため、式 (5.1) の減衰比の影響を無視して次式で考える。

$$\ddot{y} + \omega_n^2 y = -\ddot{y}_s \quad (5.2)$$

入力がない場合 $\ddot{y}_s = 0$ の自由振動 y は、初期条件を $t = 0$ で $y = y_0$ 、 $\dot{y} = v_0$ とすると次式で与えられる。

$$y = y_0 \cos \omega_n t + \frac{v_0}{\omega_n} \sin \omega_n t \quad (5.3)$$

ここで、式 (5.2) に対して、図 5.2 の加速度入力 \ddot{y}_s を考える。 $t = t_2$ と $t = t_5$ の加減速後の応答は、それぞれ等速運動と停止であるため、式 (5.3) の自由応答と考えることができる。よって、 $t = t_2$ と $t = t_5$ のときに $y_0 = 0$ 、 $v_0 = 0$ が成立すれば、基本的に等速運動中や停止後に浮上物体が振動することはないため、その条件を満足する加減速時間を導出する必要がある。そこで、図 5.3(a) の加速時の強制振動 y を導出する。ここで、強制振動 y

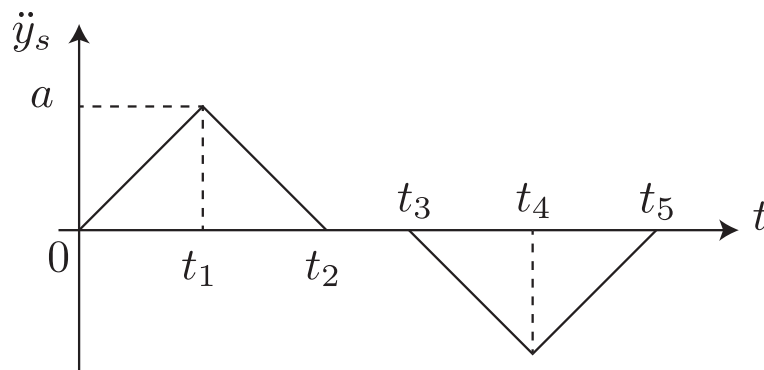


Fig. 5.2 Acceleration input.

は図 5.3(b) の入力 $\ddot{y}_s = Kt$ に対する応答 y_1 と図 5.3(c) の入力 $\ddot{y}_s = -2K(t - t_1)$ に対する

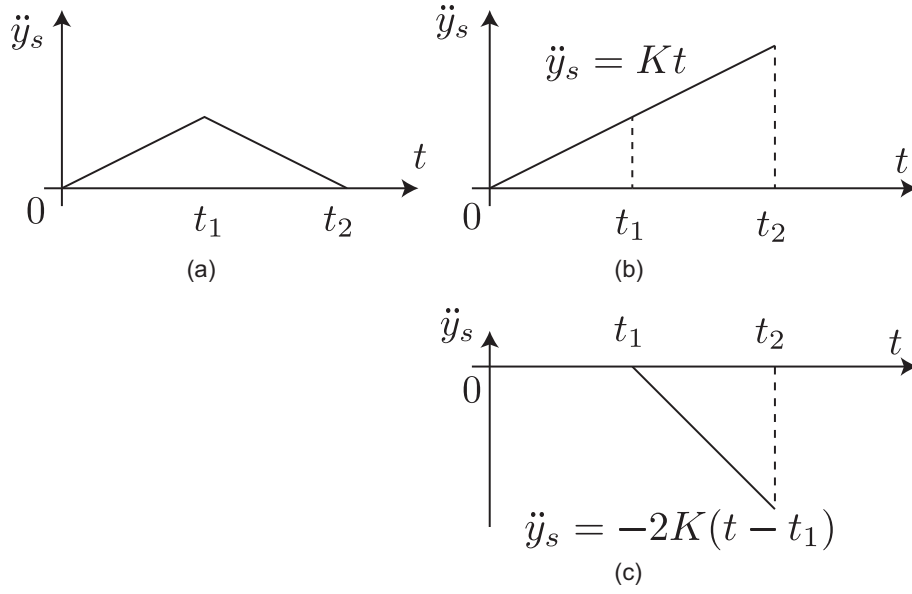


Fig. 5.3 Acceleration input.

応答 y_2 の和から導出できる． K は加速度入力の係数であり，目標移動距離やスライダの最大速度から決定される．

単位インパルス応答 h は，力積の関係から式 (5.3) の自由振動に対して，初期条件 $t = 0$ で $y_0 = 0$ ， $v_0 = 1/m$ の応答と等しいため，次式で与えられる．

$$h = \frac{1}{m\omega_n} \sin \omega_n t \quad (5.4)$$

そこで，図 5.3(a) の任意入力に対する強制振動は，単位インパルス応答 h の和であることから，図 5.3(b) の入力に対する応答 y_1 は次式から導出できる．

$$\begin{aligned} y_1 &= \int_0^t h(t-\tau) \{-m\ddot{y}_s(\tau)\} d\tau \\ &= \int_0^t \frac{-K\tau}{\omega_n} \sin \omega_n(t-\tau) d\tau \\ &= \left[\frac{-K\tau}{\omega_n^2} \cos \omega_n(t-\tau) \right]_0^t - \int_0^t \frac{-K}{\omega_n^2} \cos \omega_n(t-\tau) d\tau \\ &= \left[\frac{-K\tau}{\omega_n^2} \cos \omega_n(t-\tau) \right]_0^t + \left[\frac{-K}{\omega_n^3} \sin \omega_n(t-\tau) \right]_0^t \\ &= \frac{K}{\omega_n^2} \left(-t + \frac{1}{\omega_n} \sin \omega_n t \right) \end{aligned} \quad (5.5)$$

$$\dot{y}_1 = \frac{K}{\omega_n^2} (-1 + \cos \omega_n t) \quad (5.6)$$

また，図 5.3(c) の入力に対する応答 y_2 は次式から導出できる．

$$y_2 = \int_{t_1}^t h(t-\tau) \{-m\ddot{y}_s(\tau)\} d\tau$$

$$\begin{aligned}
&= \int_{t_1}^t \frac{2K(\tau - t_1)}{\omega_n} \sin \omega_n(t - \tau) d\tau \\
&= \left[\frac{2K(\tau - t_1)}{\omega_n^2} \cos \omega_n(t - \tau) \right]_{t_1}^t - \int_{t_1}^t \frac{2K}{\omega_n^2} \cos \omega_n(t - \tau) d\tau \\
&= \left[\frac{2K(\tau - t_1)}{\omega_n^2} \cos \omega_n(t - \tau) \right]_{t_1}^t + \left[\frac{2K}{\omega_n^3} \sin \omega_n(t - \tau) \right]_{t_1}^t \\
&= \frac{2K}{\omega_n^2} \left\{ (t - t_1) - \frac{1}{\omega_n} \sin \omega_n(t - t_1) \right\} \tag{5.7}
\end{aligned}$$

$$\dot{y}_2 = \frac{2K}{\omega_n^2} \{1 - \cos \omega_n(t - t_1)\} \tag{5.8}$$

以上より、 $0 \leq t \leq t_1$ における強制振動は $y = y_1$ より次式で与えられる。

$$y = \frac{K}{\omega_n^2} \left(-t + \frac{1}{\omega_n} \sin \omega_n t \right) \tag{5.9}$$

$$\dot{y} = \frac{K}{\omega_n^2} (-1 + \cos \omega_n t) \tag{5.10}$$

$t_1 \leq t \leq t_2$ における強制振動は $y = y_1 + y_2$ より次式で与えられる。

$$y = \frac{K}{\omega_n^2} \left\{ t - 2t_1 + \frac{1}{\omega_n} \sin \omega_n t - \frac{2}{\omega_n} \sin \omega_n(t - t_1) \right\} \tag{5.11}$$

$$\dot{y} = \frac{K}{\omega_n^2} \{1 + \cos \omega_n t - 2 \cos \omega_n(t - t_1)\} \tag{5.12}$$

ここで、固有振動数周期 $T_y = 2\pi/\omega_n = 0.4[\text{sec}]$ の整数倍で、加速時間 $t_1 = T_y$, $t_2 = 2T_y$ を設定すると、式 (5.11) と (5.12) から $t = t_2$ において $y = 0$, $\dot{y} = 0$ が成立する。

次に加速度入力係数 K の決定方法を考える。図 5.4 に対して、 $0 \leq t \leq T_y$ の加速度、速度および位置は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
\ddot{y}_s &= Kt \\
\dot{y}_s &= \frac{1}{2}Kt^2 \\
y_s &= \frac{1}{6}Kt^3
\end{aligned} \tag{5.13}$$

同様に $T_y \leq t \leq 2T_y$ の加速度、速度および位置は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
\dot{y}_s &= K(2T_y - t) \\
\dot{y}_s &= -\frac{1}{2}K(2T_y - t)^2 + C_1 \\
y_s &= \frac{1}{6}K(2T_y - t)^3 + C_1 t + C_2
\end{aligned} \tag{5.14}$$

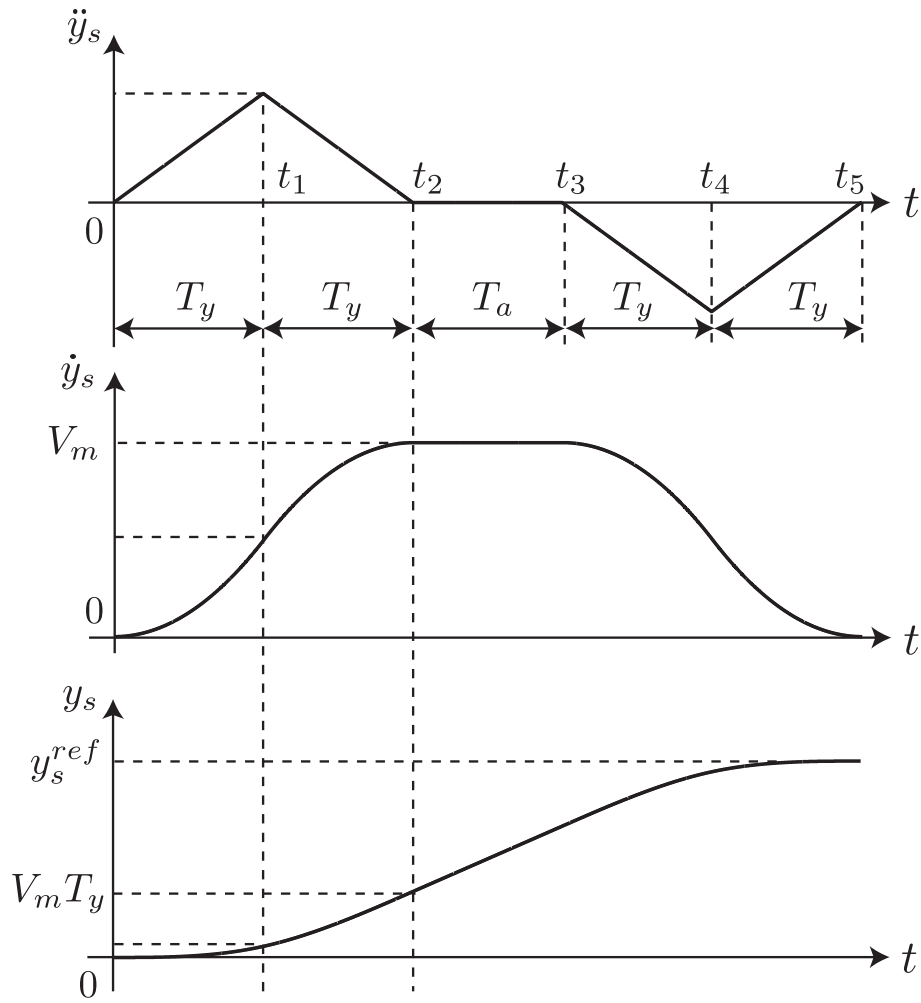


Fig. 5.4 Acceleration input.

ここで、最大速度を V_m とすると、 $t = T_y$ において C_1 が決定される。

$$\begin{aligned} \frac{V_m}{2} &= -\frac{1}{2}K(2T_y - T_y)^2 + C_1 \\ C_1 &= \frac{V_m + KT_y^2}{2} \end{aligned} \quad (5.15)$$

また、 $t = 2T_y$ において、 K は次式で決定される。

$$\begin{aligned} V_m &= -\frac{1}{2}K(2T_y - 2T_y)^2 + \frac{V_m + KT_y^2}{2} \\ K &= \frac{V_m}{T_y^2} \\ C_1 &= V_m = KT_y^2 \end{aligned}$$

$t = T_y$ において、 C_2 は次式で決定される。

$$\frac{1}{6}KT_y^3 = \frac{1}{6}K(2T_y - T_y)^3 + KT_y^3 + C_2$$

$$C_2 = -KT_y^3 = -V_m T_y$$

以上より, $T_y \leq t \leq 2T_y$ の加速度, 速度および位置は次式で決定される.

$$\begin{aligned} \ddot{y}_s &= K(2T_y - t) \\ \dot{y}_s &= -\frac{1}{2}K(2T_y - t)^2 + V_m \\ y_s &= \frac{1}{6}K(2T_y - t)^3 + V_m t - V_m T_y \end{aligned} \quad (5.16)$$

加速時間 $t = 2T_y$ の移動距離は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} y_s &= \frac{1}{6}K(2T_y - 2T_y)^3 + 2KT_y^3 - KT_y^3 \\ &= KT_y^3 = V_m T_y \end{aligned}$$

ここで, 加速時間と減速時間で必要な移動距離は $2V_m T_y$ である. したがって, 目標移動距離 y_s^{ref} との関係が $y_s^{ref} > 2V_m T_y$ であれば, 等速区間 $T_a = t_3 - t_2$ は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} V_m T_a &= y_s^{ref} - 2V_m T_y \\ T_a &= \frac{y_s^{ref}}{V_m} - 2T_y \end{aligned} \quad (5.17)$$

一方で, $y_s^{ref} < 2V_m T_y$ であれば, 等速区間は $T_a = 0$ であり, さらに最大速度は次式で修正される.

$$\begin{aligned} y_s^{ref} &= 2V_m T_y \\ V_m &= \frac{y_s^{ref}}{2T_y} \end{aligned} \quad (5.18)$$

減速区間 $t_3 \leq t \leq t_4$ の加速度は加速区間と同様に次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \ddot{y}_s &= K(2T_y + T_a - t) \\ &= -\frac{V_m}{T_y^2}t + \frac{y_s^{ref}}{2T_y^2} \end{aligned} \quad (5.19)$$

また, 減速区間 $t_4 \leq t \leq t_5$ も同様に次式で与えられる.

$$\begin{aligned} \dot{y}_s &= K(t - 2T_y - T_a - 2T_y) \\ &= \frac{V_m}{T_y^2}t - \frac{V_m}{T_y^2} \left(2T_y + \frac{y_s^{ref}}{V_m} \right) \end{aligned} \quad (5.20)$$

以上をまとめると, 目標移動距離 y_s^{ref} と最大速度 V_m を指定すると, 等速区間 T_a と最大速度修正の有無が次式で決定される.

$$\begin{cases} T_a = \frac{y_s^{ref}}{V_m} - 2T_y, & V_m = V_m & (y_s^{ref} > 2V_m T_y) \\ T_a = 0, & V_m = \frac{y_s^{ref}}{2T_y} & (y_s^{ref} \leq 2V_m T_y) \end{cases} \quad (5.21)$$

そして、各加速時間、等速区間および減速時間での目標加速度は次式で与えられる。

$$\ddot{y}_s = \begin{cases} \frac{V_m}{T_y^2} t & (0 \leq t \leq t_1) \\ \frac{V_m}{T_y^2} (2T_y - t) & (t_1 \leq t \leq t_2) \\ 0 & (t_2 \leq t \leq t_3) \\ -\frac{V_m}{T_y^2} t + \frac{y_s^{ref}}{2T_y^2} & (t_3 \leq t \leq t_4) \\ \frac{V_m}{T_y^2} t - \frac{V_m}{T_y^2} \left(2T_y + \frac{y_s^{ref}}{V_m} \right) & (t_4 \leq t \leq t_5) \end{cases} \quad (5.22)$$

5.2 2自由度積分型最適サーボ系

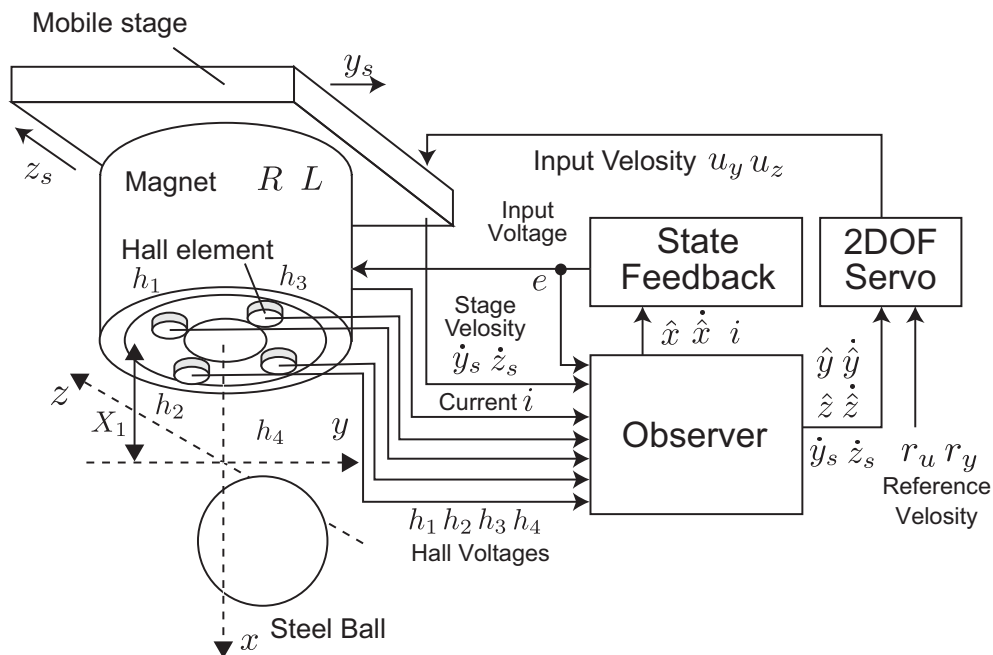


Fig. 5.5 Magnetic levitation conveyance system with two-degree-of-freedom optimal servo controller.

目標搬送軌道は、浮上物体の振動励起を抑制する入力であるが、浮上時や搬送時の外乱によって励起される振動を抑制する必要がある。そこで、水平方向の搬送制御に対しては、搬送軌道への追従性と浮上物体の揺れの制振性の両者を確立することが必要であり、一般的な積分補償を加えた最適サーボ系を用いると、追従性と制振性のトレードオフが発生するため、適切な制御系を設計することが難しい。

そこで、この積分型最適サーボ系のトレードオフの問題を解決する方法として、2自由度積分型最適サーボ系が提案されている [56]。この手法は、最適制御をベースとして制振性と追従性を両立する制御系である。その他にも制振性と追従性を考慮した制御系は提案されているが、本論文では、既に浮上制御と制振制御に対して最適制御を用いているため、これまでの制御系を拡張することを考慮して、最適制御をベースとした2自由度積分型最適サーボ系を磁気浮上搬送に適用する。

図5.5に2自由度積分型最適サーボ系を適用した磁気浮上搬送系の構成図を示す。前章までで、推定値を用いて浮上制御と制振制御を実現しているため、水平方向の制振制御を2自由度積分型最適サーボ系に拡張する。そこで、今回は水平方向 y の搬送制御に着目し、図5.6の2自由度積分型最適サーボ系を考える。式(2.39)から水平方向 y の運動のみを考

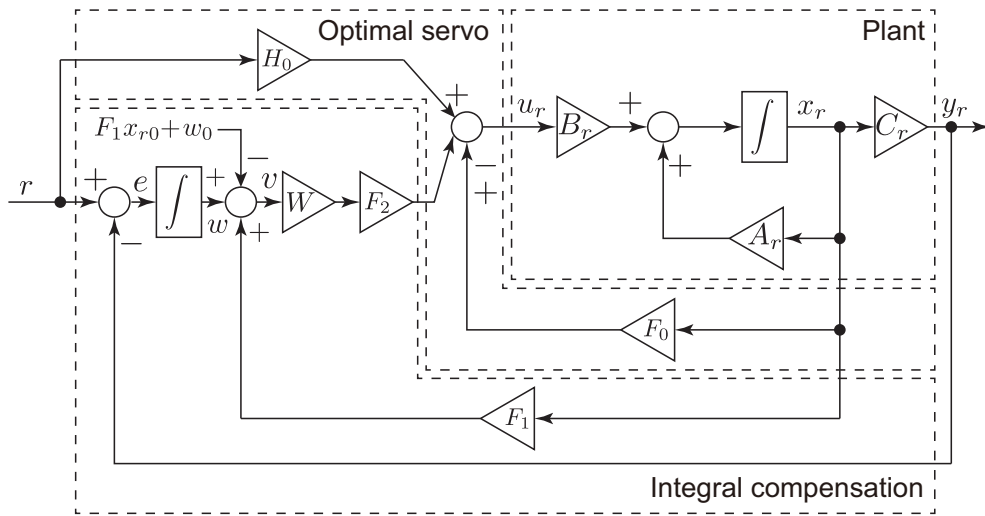


Fig. 5.6 Two-degree-of-freedom optimal servosystem.

慮した磁気浮上搬送系の状態方程式は次式で与えられる.

$$\dot{x}_r = A_r x_r + B_r u_r, \quad y_r = C_r x_r \tag{5.23}$$

$$A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k_y/m & -c_y/m & 1/T \\ 0 & 0 & -1/T \end{bmatrix}, \quad B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ -1/T \\ 1/T \end{bmatrix}, \quad C_r = [0 \ 0 \ 1].$$

ここで、状態変数は $x_r = [\Delta y \ \Delta \dot{y} \ \dot{y}_s]^T$ ，入力 $u_r = u_y$ ，出力 $y_r = \dot{y}_s$ であり，浮上物体の水平位置 Δy ，速度 $\Delta \dot{y}$ はオブザーバから推定されるため，ここでは状態変数 x_r は全て測定可能であると仮定する．図 5.6 の 2 自由度積分型最適サーボ系は，最適サーボ系と積分補償から構成されており，まず最適サーボ系のゲイン F_0, H_0 から決定する．式 (5.23) が目標値 r に収束した場合の状態方程式を次式で示す．

$$0 = A_r \bar{x}_r + B_r \bar{u}_r, \quad r = C_r \bar{x}_r \tag{5.24}$$

ここで，目標値 r に収束した場合の入力を \bar{u}_r ，状態変数を \bar{x}_r とする．そして，収束前の入力と状態変数の偏差をそれぞれ $\tilde{u}_r = u_r - \bar{u}_r$ ， $\tilde{x}_r = x_r - \bar{x}_r$ とおくと，偏差に対する状態方程式は次式で与えられる．

$$\dot{\tilde{x}}_r = A_r \tilde{x}_r + B_r \tilde{u}_r \tag{5.25}$$

ここで，式 (5.25) に対して最適レギュレータ問題を考え，次式の評価関数

$$J_f = \int_0^\infty (\tilde{x}_r^T Q_f \tilde{x}_r + R_f \tilde{u}_r^2) dt \tag{5.26}$$

を最小にする最適制御入力を与える状態フィードバック制御則は次式で与えられる.

$$\tilde{u}_r = -R_f^{-1} B_r^T P_f \tilde{x}_r = -F_0 \tilde{x}_r, \quad F_0 = R_f^{-1} B_r^T P_f \quad (5.27)$$

ここで, F_0 は状態フィードバックゲイン, P_f は次式のリカッチ方程式の解である.

$$A_r^T P_f + P_f A_r - R_f^{-1} P_f B_r B_r^T P_f + Q_f = 0 \quad (5.28)$$

また, Q_f , R_f はそれぞれ出力, 入力に対する重み行列である. 式 (5.27) より入力 u_r については次式で与えられる.

$$u_r = -F_0 x_r + (F_0 \bar{x}_r + \bar{u}_r) \quad (5.29)$$

ここで, $F_0 \bar{x}_r + \bar{u}_r = \bar{v}$ とおき, $\bar{u}_r = -F_0 \bar{x}_r + \bar{v}$ を式に (5.24) に代入すると次式が得られる.

$$\bar{v} = -[C_r(A_r - B_r F_0)^{-1} B_r]^{-1} r = H_0 r, \quad H_0 = -[C_r(A_r - B_r F_0)^{-1} B_r]^{-1} \quad (5.30)$$

ここで, H_0 はフィードフォワード制御ゲインであり, 式 (5.30) を式 (5.29) に代入すると, 最適サーボ制御則は次式で与えられる.

$$u_r = -F_0 x_r + H_0 r \quad (5.31)$$

以上より, 最適サーボ系は次式で与えられる.

$$\dot{x}_r = (A_r - B_r F_0) x_r + B_r H_0 r, \quad y_r = C_r x_r \quad (5.32)$$

式 (5.32) の最適サーボ系のみでは, 外乱やモデル化誤差に対して, 目標値の追従性が確保できないため, 次に積分補償のゲイン F_1 , F_2 , W を設計する. 最適サーボ系を構築した状態での追従誤差 e は式 (5.32) より次式で与えられる.

$$e = r - y_r = -C_r(A_r - B_r F_0)^{-1} \dot{x}_r \quad (5.33)$$

その積分値は次式で表現できる.

$$w = \int_0^t e dt + w_0 = -F_1 x_r + F_1 x_{r0} + w_0 \quad (5.34)$$

ここで, x_{r0} および w_0 は, それぞれ x_r および w の初期値である. また, ゲイン F_1 は次式で与えられる.

$$F_1 = C_r(A_r - B_r F_0)^{-1} \quad (5.35)$$

式(5.34)より、 w は状態フィードバックと初期値に依存した定値で打ち消すことができる。そこで、式(5.34)の左辺と右辺の差を v として次式で定義する。

$$v = w + F_1 x_r - F_1 x_{r0} + w_0 \quad (5.36)$$

通常、外乱やモデル誤差が存在しない理想状態では式(5.34)(5.36)より常に $v = 0$ が成立するが、外乱やモデル誤差が存在する場合は $v = 0$ は成立しない。そこで、式(5.36)を用いて、式(5.31)の最適サーボ制御則に外乱やモデル化誤差を補償する制御則を追加する。

$$u_r = -F_0 x_r + H_0 r + F_2 W(w + F_1 x_r - F_1 x_{r0} - w_0) \quad (5.37)$$

ゲイン F_2 、 W は積分補償のゲインで後に述べる。追従誤差の積分値の目標値収束時の定常値との偏差を $\tilde{w} = w - \bar{w}$ とおくと、式(5.37)の入力の偏差は次式で与えられる。

$$\tilde{u}_r = -F_0 \tilde{x}_r + F_2 W(\tilde{w} + F_1 \tilde{x}_r) = [-F_0 + F_2 W F_1 \quad F_2 W] \begin{bmatrix} \tilde{x}_r \\ \tilde{w} \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

式(5.38)は、式(5.25)と追従誤差 \tilde{w} の次式の拡大系の状態フィードバック則と仮定することができる。

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{x}}_r \\ \dot{\tilde{w}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_r & 0 \\ -C_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_r \\ \tilde{w} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_r \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{u}_r \quad (5.39)$$

さらに、ゲイン F_2 を

$$F_2 = -R_f B_r^T F_1^T \quad (5.40)$$

とおくと、式(5.38)は拡大系の最適レギュレータ問題の最適制御入力を与える状態フィードバック則として与えられる。

$$\tilde{u}_r = -R_f B_r^T [P_f + F_1^T W F_1 \quad W F_1] \begin{bmatrix} \tilde{x}_r \\ \tilde{w} \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

これは、次式の評価関数

$$\tilde{J} = \int_0^\infty \left([\tilde{x}_r^T \quad \tilde{w}^T] \tilde{Q} \begin{bmatrix} \tilde{x}_r \\ \tilde{w} \end{bmatrix} + R_f \tilde{u}_r^2 \right) dt \quad (5.42)$$

を最小にする最適制御入力を与える状態フィードバック則と等しくなり、次式の拡大系のリカッチ方程式を満足するものである。

$$\begin{bmatrix} A_r^T & -C_r^T \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tilde{P} + \tilde{P} \begin{bmatrix} A_r & 0 \\ -C_r & 0 \end{bmatrix} - R_f^{-1} \tilde{P} \begin{bmatrix} B_r \\ 0 \end{bmatrix} [B_r^T \quad 0] \tilde{P} + \tilde{Q} = 0 \quad (5.43)$$

ここで、 \tilde{Q} は拡大系の評価関数の重み行列、 \tilde{P} は次式のリカッチ方程式の解である。

$$\tilde{P} = \begin{bmatrix} I & F_1^T \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_f & 0 \\ 0 & W \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I & 0 \\ F_1 & I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{12}^T & P_{22} \end{bmatrix}, \quad (5.44)$$

$$P_{11} = P_f + F_1^T W F_1, \quad P_{12} = F_1^T W, \quad P_{22} = W$$

式(5.44)より、式(5.41)が最適制御入力を与える状態フィードバック則であることが確認できる。 W は正則行列として任意に指定することができ、式(5.37)よりゲイン W は外乱やモデル化誤差に対する積分補償の度合いを調整するもので、最適サーボ系の制振性に影響を与えることなく、独立に設計することができる。また、実際に式(5.43)のリカッチ方程式を解く必要はなく、ゲインは F_1 、 F_2 は F_0 から一意に決定されるものである。

5.3 制御設計

ゲイン F_0 の具体的な設計においては、前章の設計値を用いて、重み行列を $Q_f = \text{diag}(5.0 \times 10^1, 5.0 \times 10^1, 2.0 \times 10^2)$ 、 $R_f = 2.0 \times 10^2$ に設定して式(5.27)より決定した。次に設計したゲイン F_0 を用いて、 H_0 は式(5.30)より、 F_1 は式(5.35)より、 F_2 は式(5.40)より決定した。可調整ゲイン W は、大きく設定するほど積分補償が大きく作用して外乱やモデル化誤差の影響を抑制するが、過大に設定すると制御系が発散する可能性もあるため、数値計算と実験を繰り返しながら、最終的に $W = 1000$ と決定した。

図5.7、5.8に2自由度積分型最適サーボ系($W = 1000$)と最適サーボ系($W = 0$)の閉ループ伝達関数と感度関数の周波数応答結果を示す。図5.7より、外乱が作用しない場合は、最適サーボ系として動作するため、低周波領域で追従性が良好であることが確認できます。一方、図5.8より、2自由度積分型最適サーボ系では、感度関数の低周波領域が低く抑えられており、外乱やモデル化誤差が存在した場合に積分補償が作用し、外乱やモデル化誤差の影響を抑えて追従性を確保することが確認できる。

5.4 数値計算

本章の目標搬送軌道生成と2自由度積分型最適サーボ系の有効性を検証するため数値シミュレーションを行う。最初に2自由度積分型最適サーボ系を使用せずに、目標搬送軌道生成の有効性を確認する。数値シミュレーションでは、MATLAB/Simulinkを使用し、式(5.21)と(5.22)に従って目標搬送速度軌道を生成し、式(5.23)の水平運動に対する状態方程式に目標速度を入力することで搬送結果を確認する。図5.9～5.11は、目標距離と最大

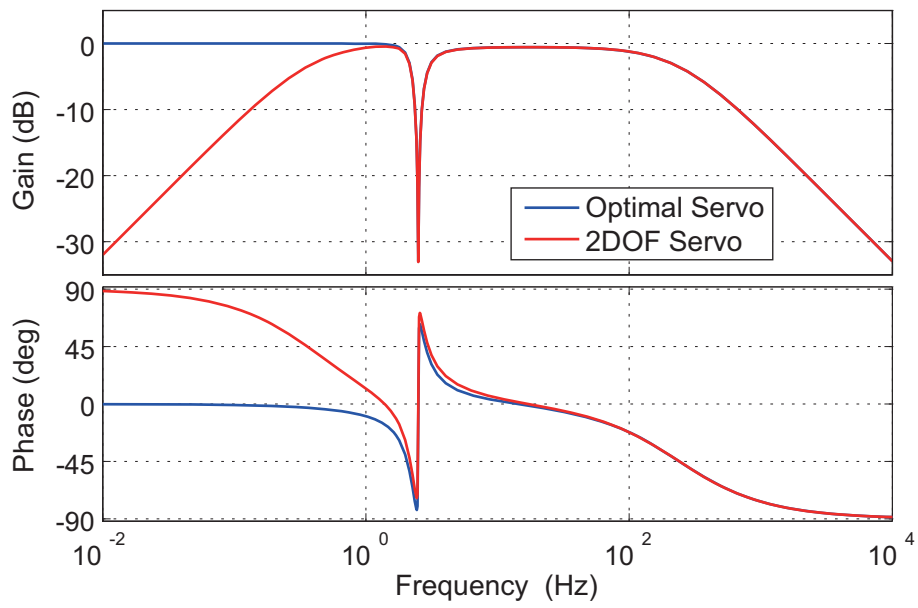


Fig. 5.7 Bode diagram of closed loop transfer function.

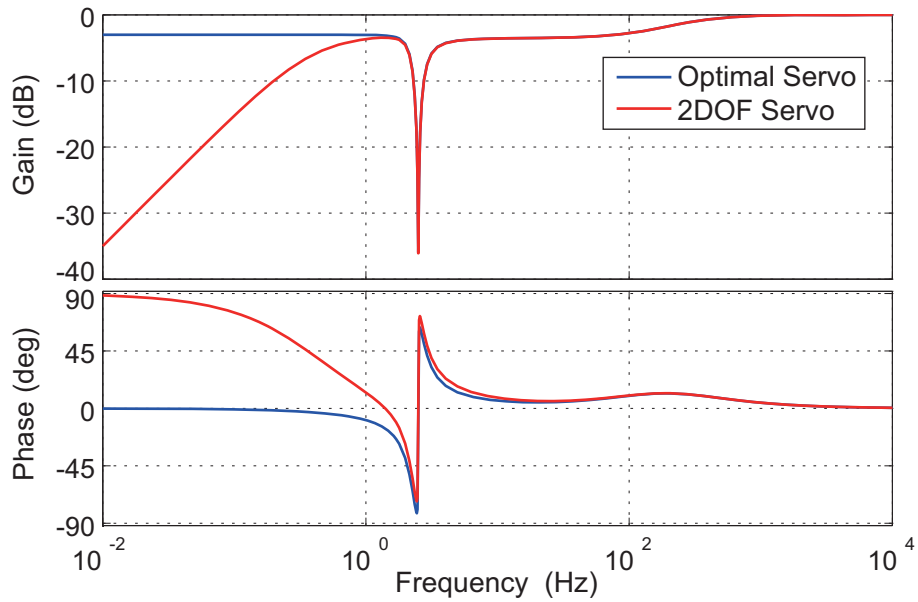


Fig. 5.8 Bode diagram of sensitivity function.

速度を変化させた場合のシミュレーション結果である。どの結果においても、固有振動周期は $T_y = 0.4[\text{sec}]$ であることから、加速区間と減速区間は周期 T_y の整数倍の $0.8[\text{sec}]$ であることが確認できる。また、加速終了時と減速終了時に浮上物体の位置と速度がゼロに収束しており、その後の自由振動が発生していないことが確認できる。図 5.10 の結果においては、等速区間がなく ($T_a = 0$)、最大速度も修正 ($V_m = 187.5[\text{mm/s}]$) されていることが確認できる。

また、固有振動数周期の整数倍以外で目標速度を生成した場合の影響を数値シミュレーションで確認する。図 5.12 と 5.13 は、固有振動周期をそれぞれ $T_y = 0.3[\text{sec}]$ 、 $T_y = 0.5[\text{sec}]$ と仮定して目標速度軌道を生成し、固有振動周期 $T_y = 0.4[\text{sec}]$ の式 (5.23) に入力した搬送結果である。結果から、固有振動数周期の整数倍以外で目標速度の加減速時間を設定すると、搬送中や停止後に浮上物体が振動することが確認できる。

次に 2 自由度積分型最適サーボ系の有効性を数値シミュレーションで検証する。式 (5.37) の 2 自由度積分型最適サーボ系を適用して、図 5.6 の制御系を MATLAB/Simulink で構成する。図 5.14~5.16 は固有振動周期をそれぞれ $T_y = 0.3[\text{sec}]$ 、 $T_y = 0.4[\text{sec}]$ 、 $T_y = 0.5[\text{sec}]$ で目標速度軌道を生成して制御系に入力した数値シミュレーション結果である。結果から、図 5.15 の搬送結果が、最も浮上物体の振動励起が小さく、2 自由度積分型最適サーボ系においても、固有振動数周期の整数倍で加減速時間を設定することが有効であることが確認できる。また、2 自由度積分型最適サーボ系を適用した場合は、固有振動数周期の整数倍以外の入力でも浮上物体の振動を抑制することができ、モデル化誤差やパラメータ変動によって固有振動数が変化した場合にも対応できると考える。

また、2 自由度積分型最適サーボ系の外乱抑制の効果を確認するため、搬送中に浮上物体に外乱を入力する数値シミュレーションを行う。図 5.17、5.18 に $1.5[\text{sec}]$ から搬送を開始し、 $2.5[\text{sec}]$ 後に $0.05[\text{N}]$ の一定外力を搬送方向側に入力した場合の各制御系の数値計算の結果を示す。図 5.17 は制振制御を適用していない場合および式 (5.32) の最適サーボ系を適用した場合、図 5.18 は式 (5.37) で $F_1 = 0$ とした従来の積分型最適サーボ系を適用した場合および式 (5.37) の 2 自由度積分型最適サーボ系を適用した場合の搬送結果を示す。図 5.17 より、制振制御を適用していない場合は搬送によって発生した揺れは速やかに収束しているが、外乱が加えられると振動的であることが確認できる。最適サーボ系は外乱に対しての振動抑制の効果は確認できるが、外乱に対して追従誤差が残ることが確認できる。図 5.18 より、従来の積分型最適サーボ系は外乱に対しての追従性は良好であるが、振動抑制の効果が劣化することが確認できる。2 自由度積分型最適サーボ系は、振動抑制の効果を劣化させることなく、若干の追従性誤差は確認できるが、ほぼ追従性が確保できていると判断できる。

5.5 実験結果

本章の目標搬送軌道生成と2自由度積分型最適サーボ系の有効性を実験にて検証する。最初に目標搬送軌道生成の有効性を確認するため、図5.1の搬送実験を実施する。図5.19～5.21は、数値シミュレーションと同様にそれぞれ周期を $T_y = 0.3[\text{sec}]$, $T_y = 0.4[\text{sec}]$, $T_y = 0.5[\text{sec}]$ と仮定して目標速度軌道を入力した搬送実験の結果である。実験結果の浮上物体の3次元位置はオブザーバの推定値である。結果から、数値シミュレーションと同様に図5.20の結果が、最も浮上物体の振動が小さく、固有振動数周期の整数倍以外では、搬送中や停止後に浮上物体が振動することが確認できる。しかし、数値シミュレーションとは異なり、図5.20の結果でも残留振動が確認されており、実際の浮上物体の固有振動数周期との誤差ではないかと考えられる。また、図5.19では y 方向の振動に伴って z 方向に対しても振動が確認できる。

次に2自由度積分型最適サーボ系の有効性を実験にて検証するため、図5.5の構成を用いて、浮上物体の推定位置を用いて水平方向に対して2自由度積分型最適サーボ系を実装する。図5.22～5.24は、数値シミュレーションと同様に目標距離と最大速度を変化させた場合の搬送実験の結果である。この実験結果では、浮上物体の3次元位置の推定値と実測値を示しており、推定値との比較のため、実測値は高速カメラにより算出している。結果から、数値シミュレーションと同様に正しく目標搬送軌道が実装できており、浮上物体の振動も良好に収束していることが確認できる。また、図5.20の結果で発生していた残留振動も抑制できていることが確認できる。

図5.25～5.27は、2自由度積分型最適サーボ系に対して、周期を $T_y = 0.3[\text{sec}]$, $T_y = 0.4[\text{sec}]$, $T_y = 0.5[\text{sec}]$ と仮定して目標速度軌道を入力した搬送実験の結果である。結果から、数値シミュレーションと同様に固有振動数周期の整数倍以外の入力でも浮上物体の振動を抑制することができ、搬送物体の個体差による固有振動数変動に対応できるものと考えられる。

次に2自由度積分型最適サーボ系の外乱抑制の効果を検証する。図5.28～5.30は、水平方向にインパルス的な外乱を加えたときの制振制御の実験結果を示す。この実験において、外乱は人為的に加えているため、同条件では入力外乱を加えてはいないため、揺れの最大振幅については比較はできない。図5.28は制振制御を適用していない場合、図5.29は式(5.31)の最適サーボ系を適用した場合、図5.30は式(5.37)の2自由度積分型最適サーボ系の適用した場合の実験結果である。実験結果より、最適サーボ系と2自由度積分型最適サーボ系には外乱に対する振動抑制の効果が確認できる。また、最適サーボ系は、振動抑制によりスライダの位置が徐々に移動するが、2自由度積分型最適サーボ系はスライダが初期位置に戻ることが確認できる。これは速度の追従誤差の積分値 w を位置誤差と

して考え、積分値 w をゼロに収束するように制御が機能するためであると考え。また、図 5.31 は搬送中に外乱が無い場合、図 5.32 は、搬送中のインパルス状の外乱を入力した搬送実験の結果である。外乱の有無の搬送結果を比較すると、外乱に対して目標速度軌道からは外れるが、速やかに浮上物体の振動が抑制され、最終的に目標位置に到達することが確認できる。

最後に可調整ゲイン W の効果と目標位置への到達誤差について考察する。図 5.33 と 5.34 は、 $W = 0$ と $W = 3000$ のときの搬送実験の結果である。外乱が無い場合は、可調整ゲイン W によって浮上物体の制振効果に大きな変化は見受けられない。図 5.35 に可調整ゲインを変化させた場合 ($W = 0 \rightarrow 5000$) の搬送位置の結果を示し、下図は上図の目標位置付近の結果を拡大したものである。水平方向の制振制御を適用していない場合は、約 $0.5[\text{mm}]$ の到達誤差が確認でき、これはスライダの速度追従誤差の影響であると考え。また、 $W = 0$ は最適サーボ系のみが実装された状態であり、目標位置で停止できず、徐々に移動することが確認できる。 $W = 1000, 3000, 5000$ の場合は、到達誤差が $0.5[\text{mm}]$ 以内に収束しており、 W を大きくすると、オーバーシュートと到達誤差を小さく抑えることができる。また、到達誤差の原因を確認するため、図 5.36 に $W = 1000$ の搬送結果を示す。浮上物体の水平位置の推定値に誤差があり、その誤差の影響でスライダ位置が移動することが確認できる。推定誤差はホール電圧の定常的なオフセット誤差が影響するもので、到達誤差を小さくするためには、ホール電圧の計測に対してオフセット調整が重要であると考え。

5.6 まとめ

磁気浮上搬送系の水平方向の搬送制御に対して、搬送中の振動励起を抑制するため、搬送軌道に対して加減速時間を固有振動周期の整数倍で生成する方法を示した。また、浮上時や搬送中の外乱によって発生した浮上物体の振動に対して、搬送制御と制振制御を両立するための 2 自由度積分型最適サーボ系の設計について示した。その結果、固有振動数周期の整数倍の加減速時間で搬送軌道を生成することで、磁気浮上搬送系に対しても、浮上物体の振動励起を抑制できることを確認したが、若干の浮上物体の残留振動が確認された。そこで、2 自由度積分型最適サーボ系を適用することで、その残留振動も抑制できることと、固有振動数の変化に対しても振動抑制が可能であることを示した。また、2 自由度積分型最適サーボ系の適用により、搬送中の外乱に対して振動抑制の効果も良好で、搬送軌道への追従性も確保されていることが確認できた。さらには、水平方向の位置推定の定常的な誤差に対して、スライダを停止することができ、目標位置への到達誤差も減少できることを確認した。

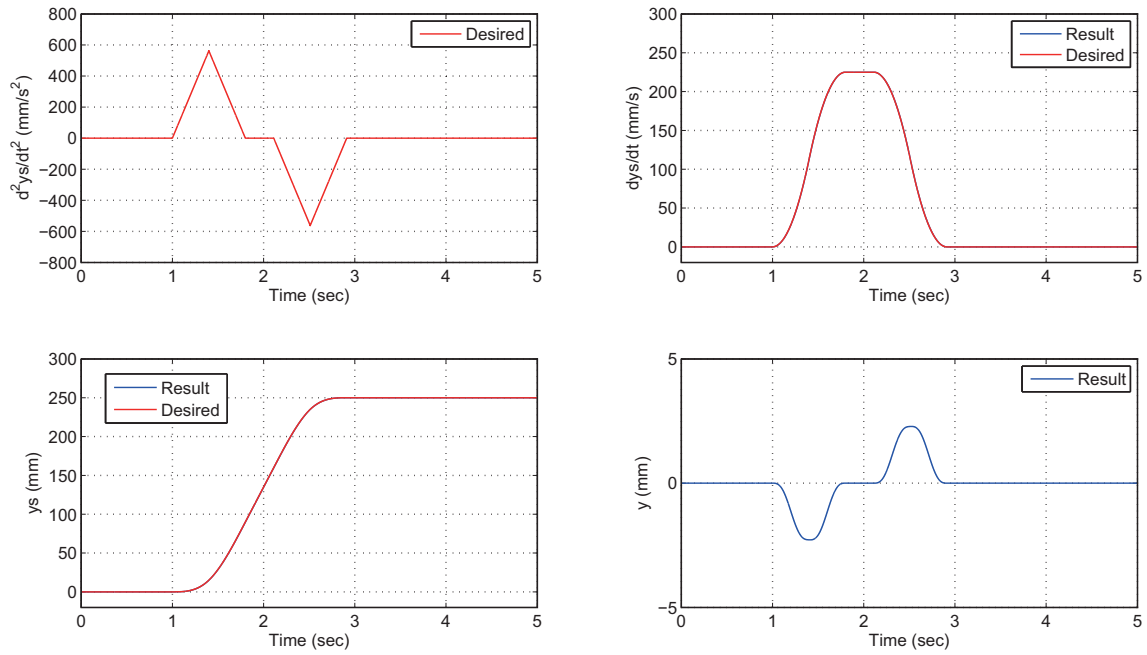


Fig. 5.9 Simulation results of conveyance control at $y_s^{ref} = 250$ [mm], $V_m = 225$ [mm/s].

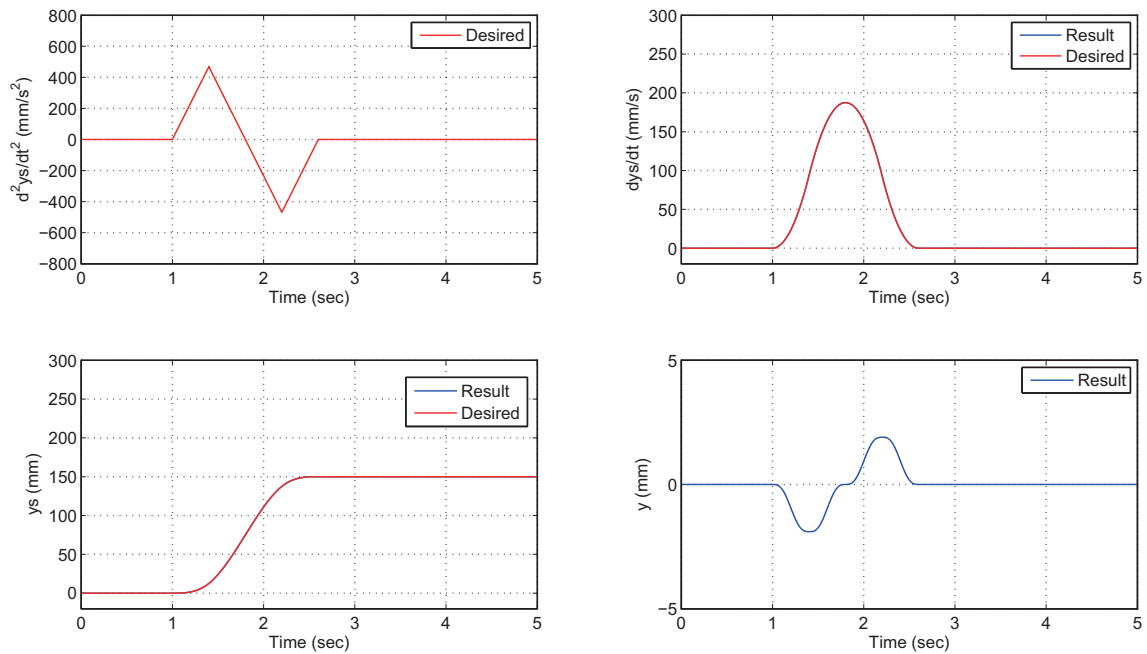


Fig. 5.10 Simulation results of conveyance control at $y_s^{ref} = 150$ [mm], $V_m = 225$ [mm/s].

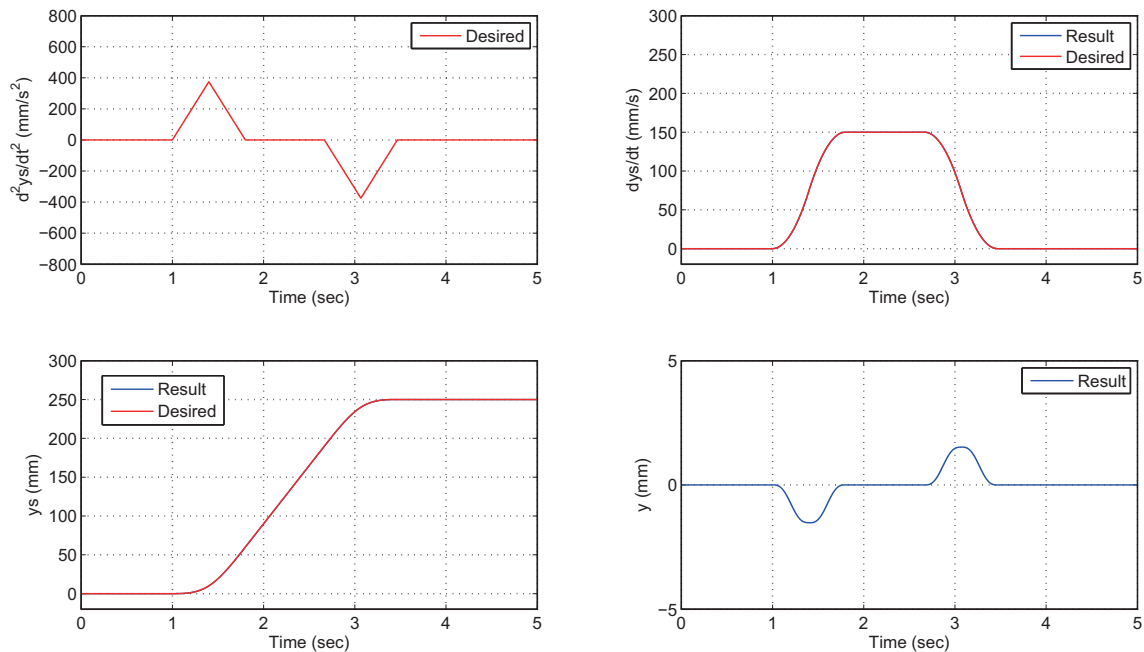


Fig. 5.11 Simulation results of conveyance control at $y_s^{ref} = 250$ [mm], $V_m = 150$ [mm/s].

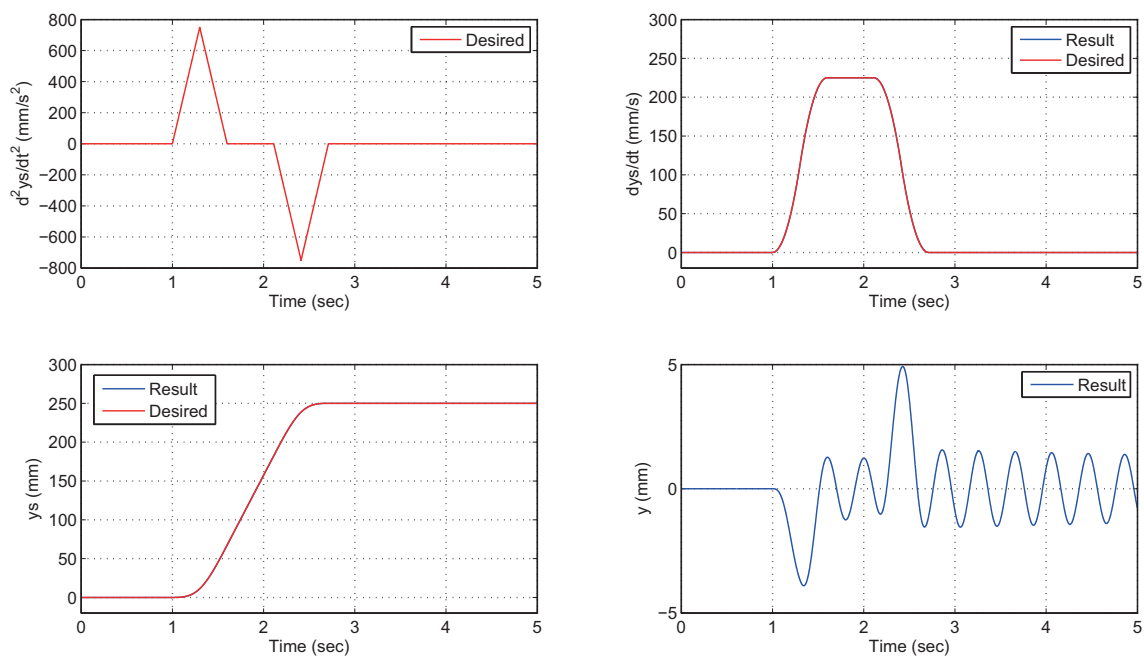


Fig. 5.12 Simulation results of conveyance control at $t_y = 0.3$ [sec].

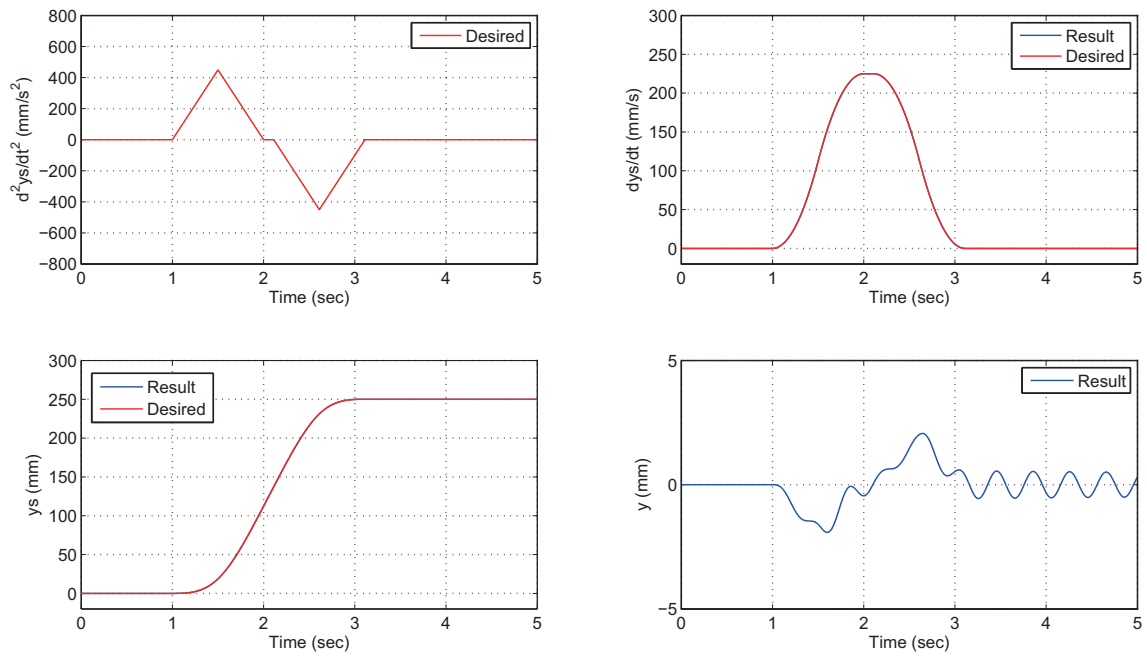


Fig. 5.13 Simulation results of conveyance control at $t_y = 0.5$ [sec].

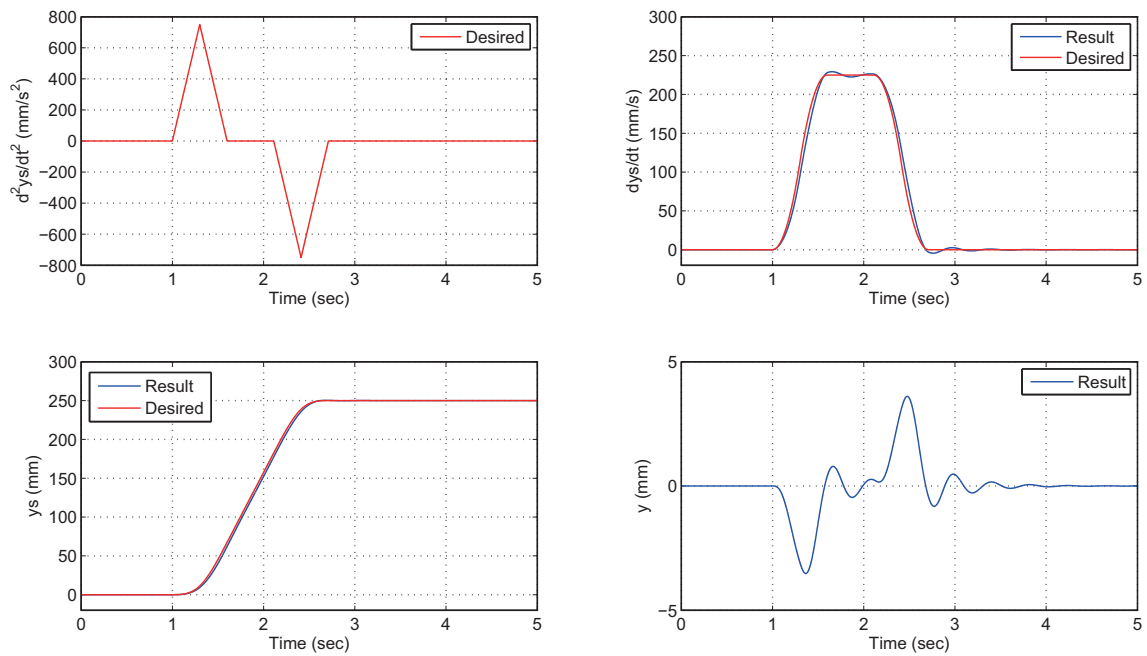


Fig. 5.14 Simulation results of conveyance 2DOF servo with control at $t_y = 0.3$ [sec].

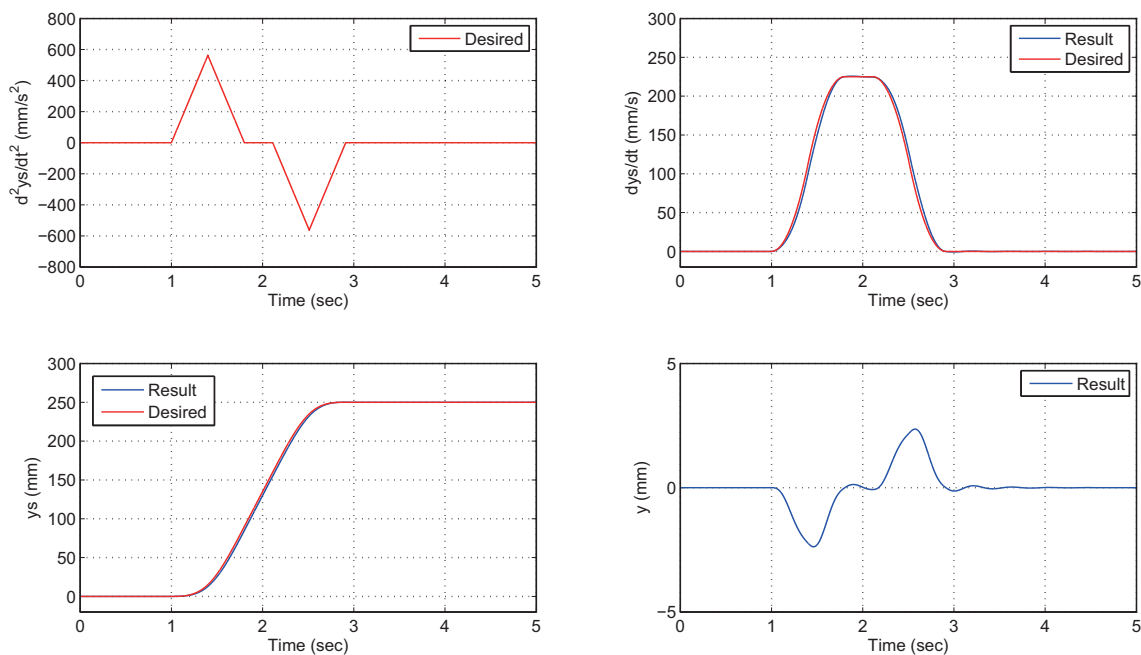


Fig. 5.15 Simulation results of conveyance 2DOF servo with control at $t_y = 0.4$ [sec].

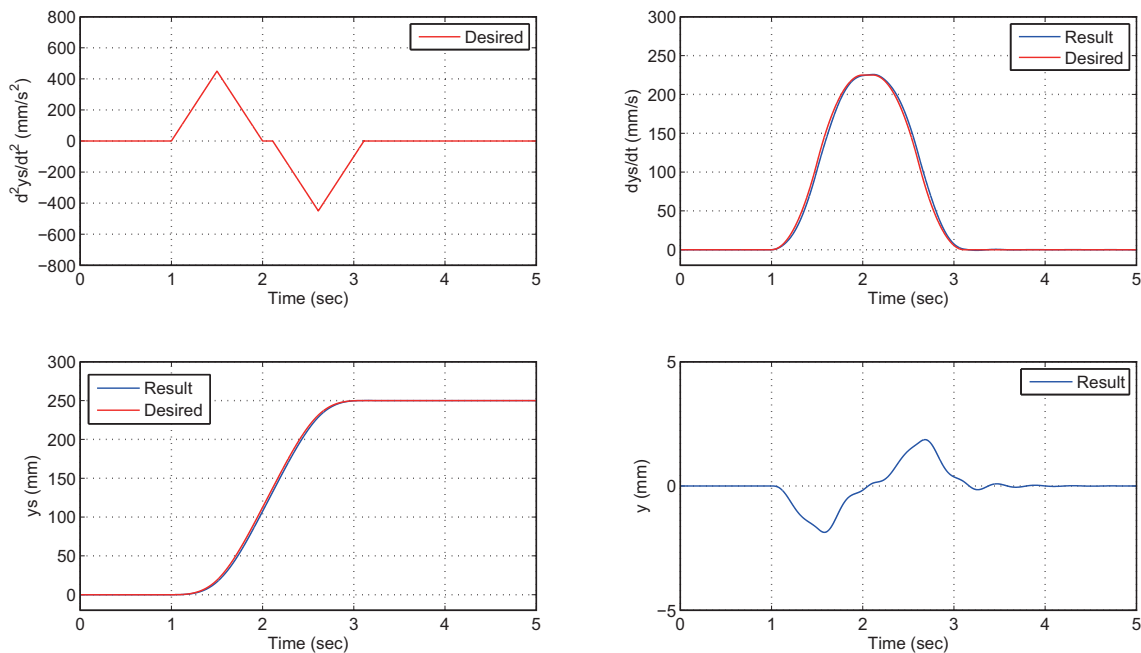


Fig. 5.16 Simulation results of conveyance 2DOF servo with control at $t_y = 0.5$ [sec].

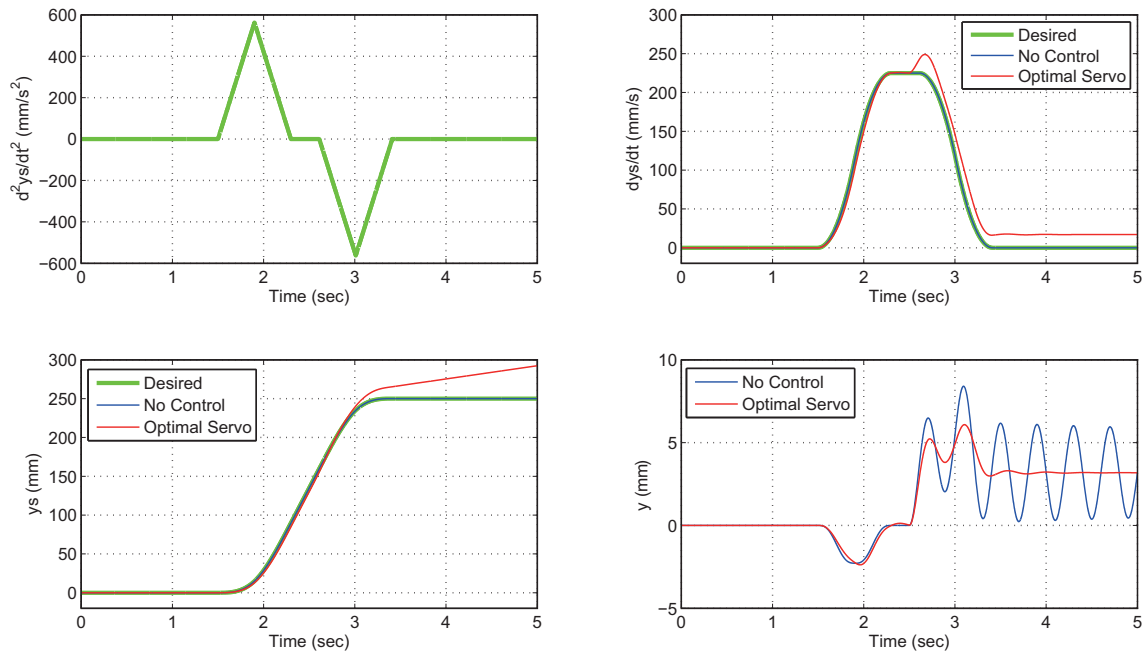


Fig. 5.17 Simulation results of disturbance response of conveyance control.

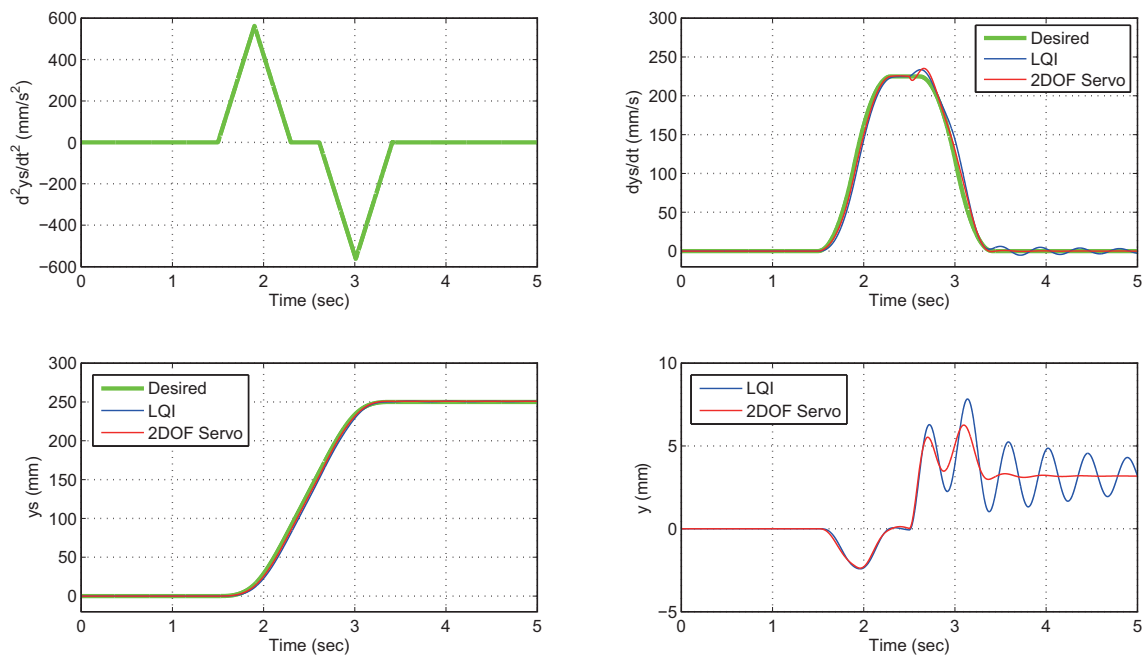


Fig. 5.18 Simulation results of disturbance response of conveyance control.

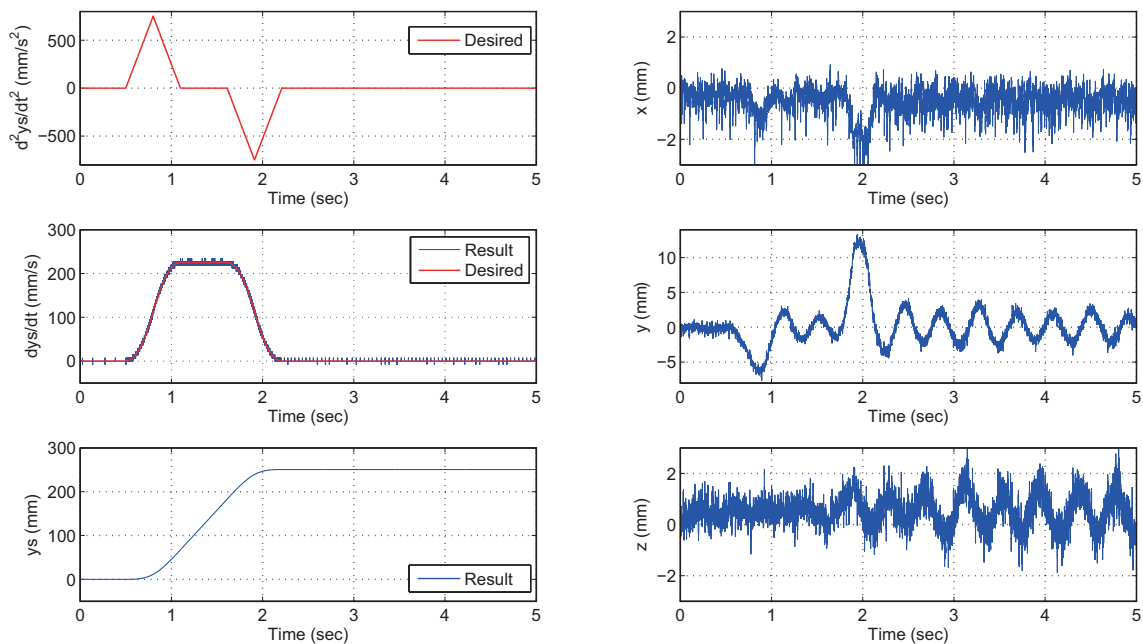


Fig. 5.19 Experimental results of conveyance control at $t_y = 0.3$ [sec].

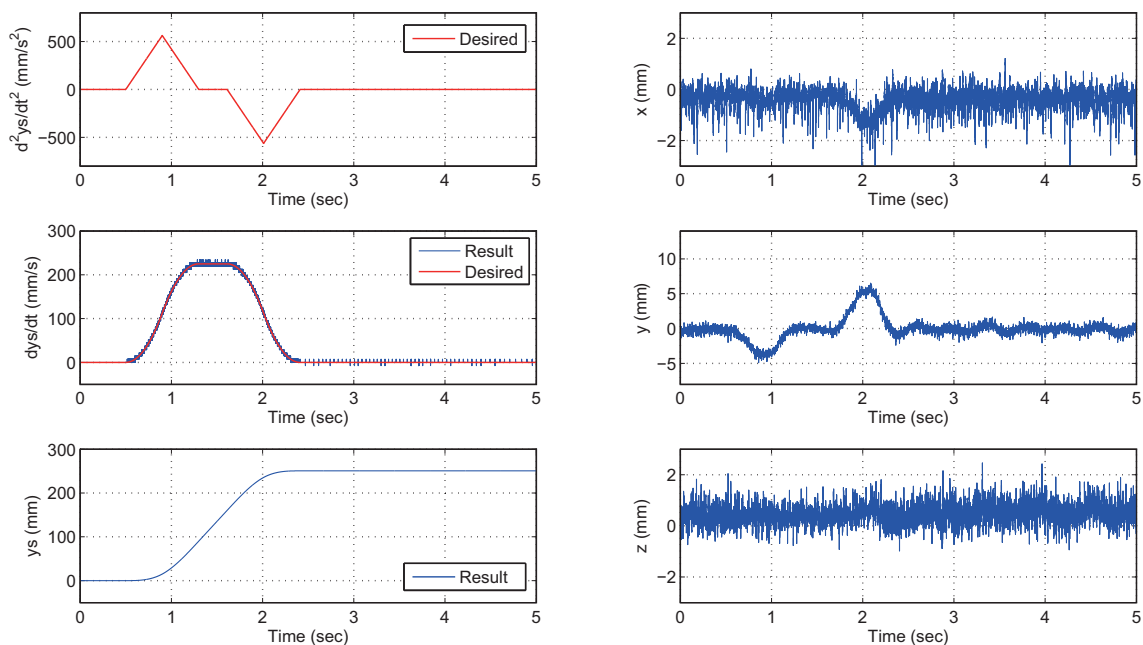


Fig. 5.20 Experimental results of conveyance control at $t_y = 0.4$ [sec].

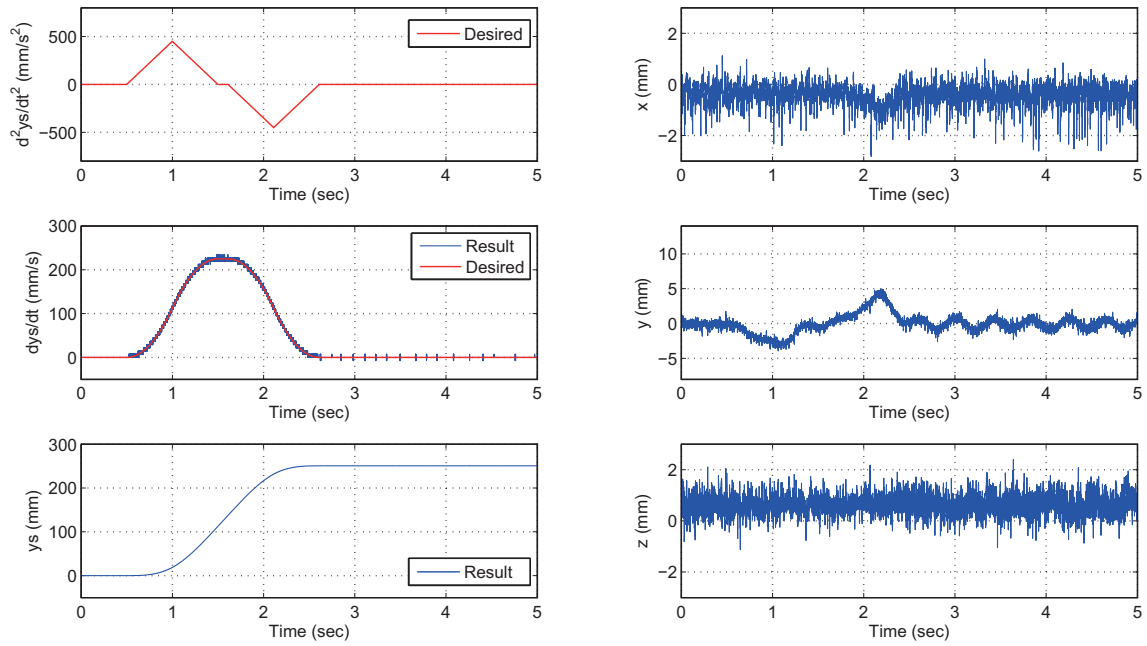


Fig. 5.21 Experimental results of conveyance control at $t_y = 0.5$ [sec].

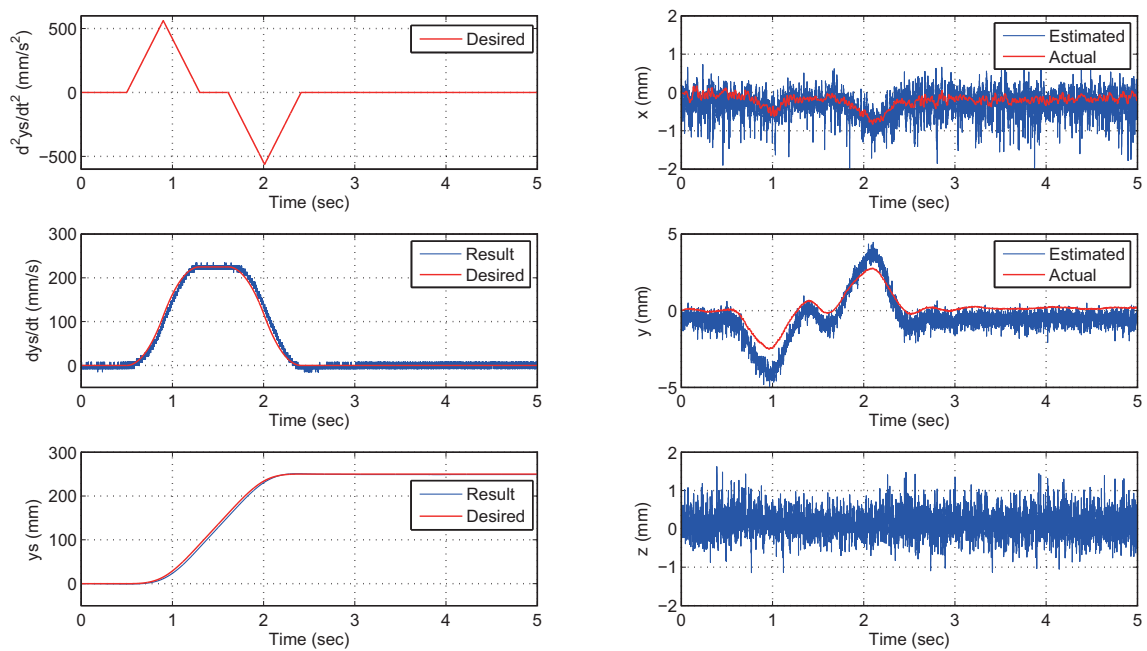


Fig. 5.22 Experimental results of conveyance control with 2DOF servosystem control at $t_y = 0.5$ [sec], $y_s^{ref} = 250$ [mm], $V_m = 225$ [mm/s].

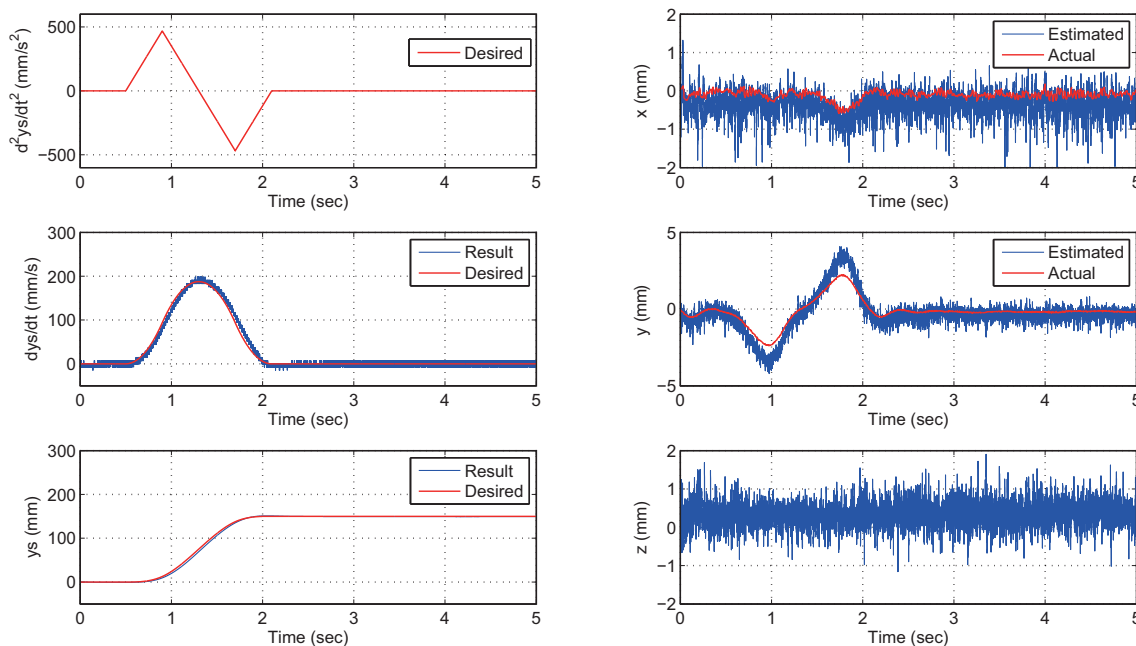


Fig. 5.23 Experimental results of conveyance control with 2DOF servosystem control at $y_s^{ref} = 150[\text{mm}]$, $V_m = 225[\text{mm/s}]$.

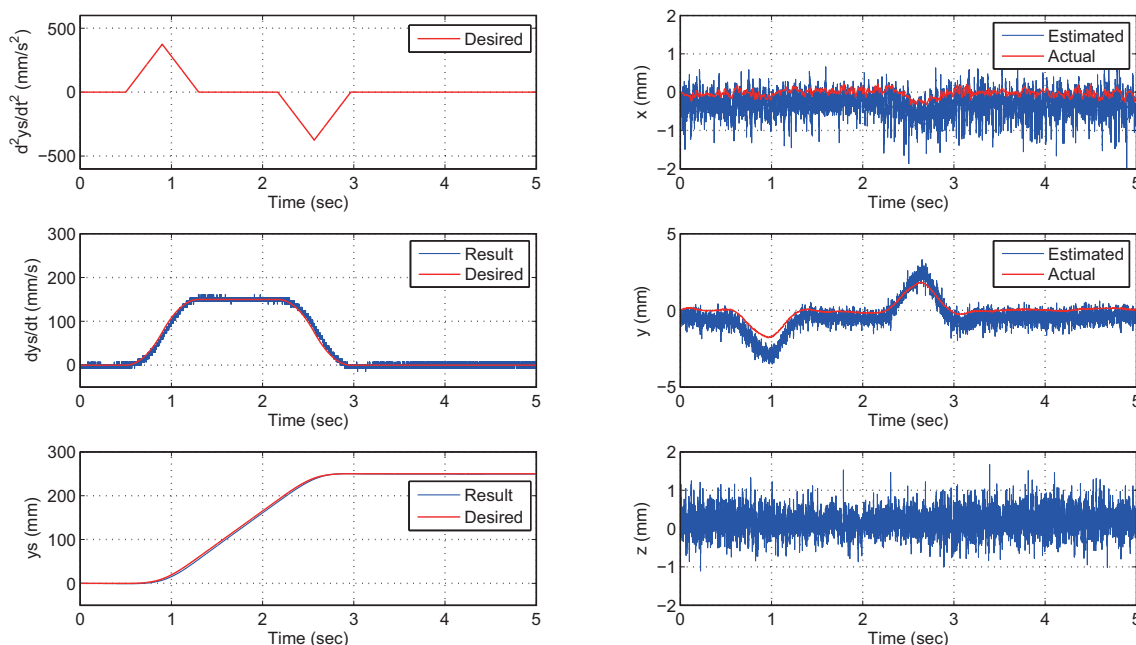


Fig. 5.24 Experimental results of conveyance control with 2DOF servosystem control at $y_s^{ref} = 250[\text{mm}]$, $V_m = 150[\text{mm/s}]$.

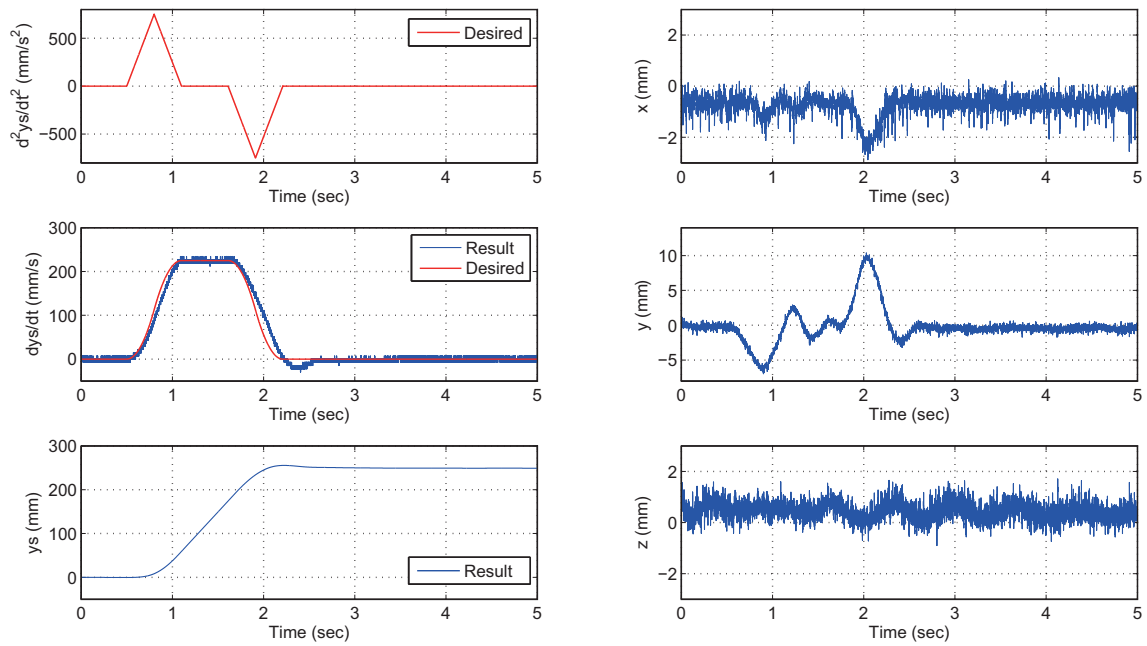


Fig. 5.25 Experimental results of conveyance control with 2DOF servo at $t_y = 0.3$ [sec].

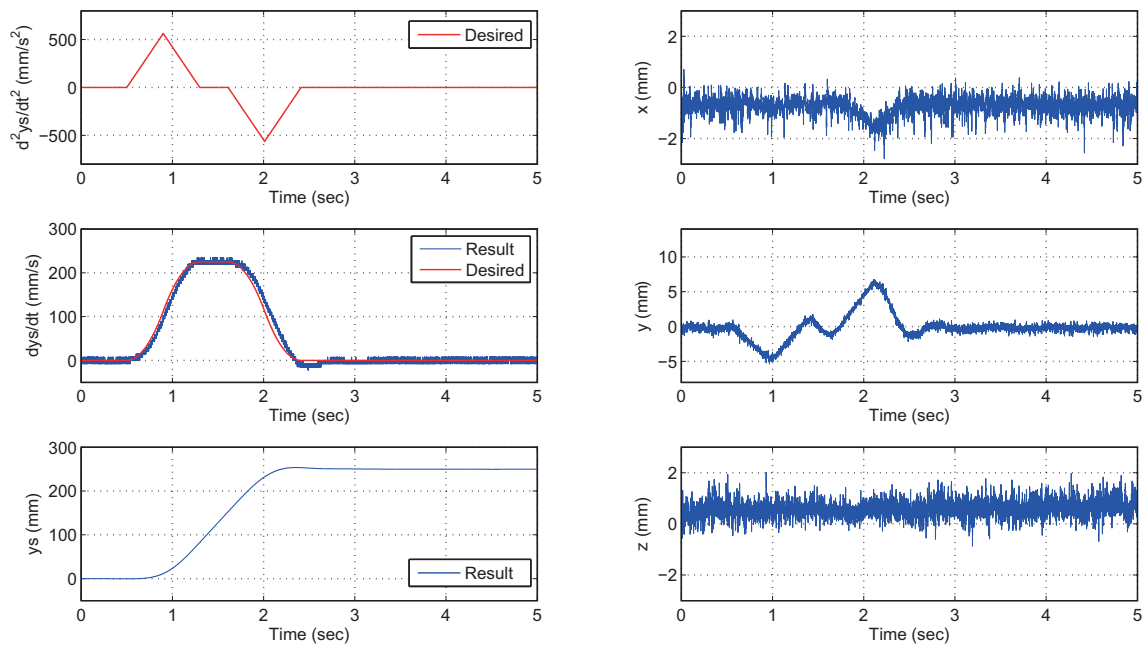


Fig. 5.26 Experimental results of conveyance control with 2DOF servo at $t_y = 0.4$ [sec].

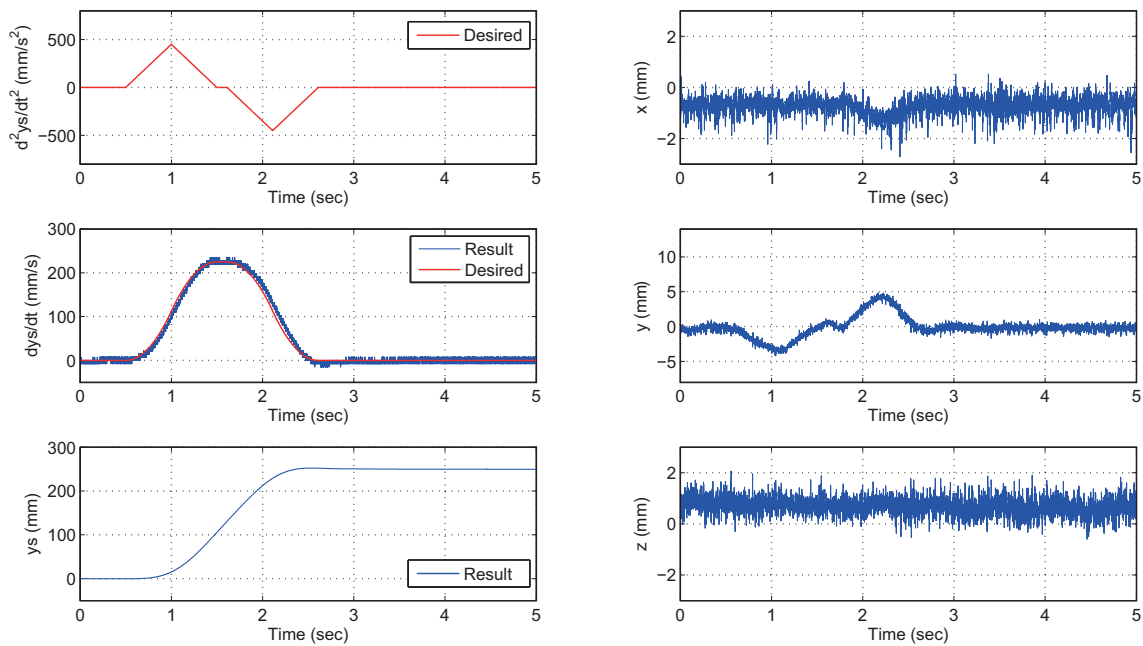


Fig. 5.27 Experimental results of conveyance control with 2DOF servo at $t_y = 0.5$ [sec].

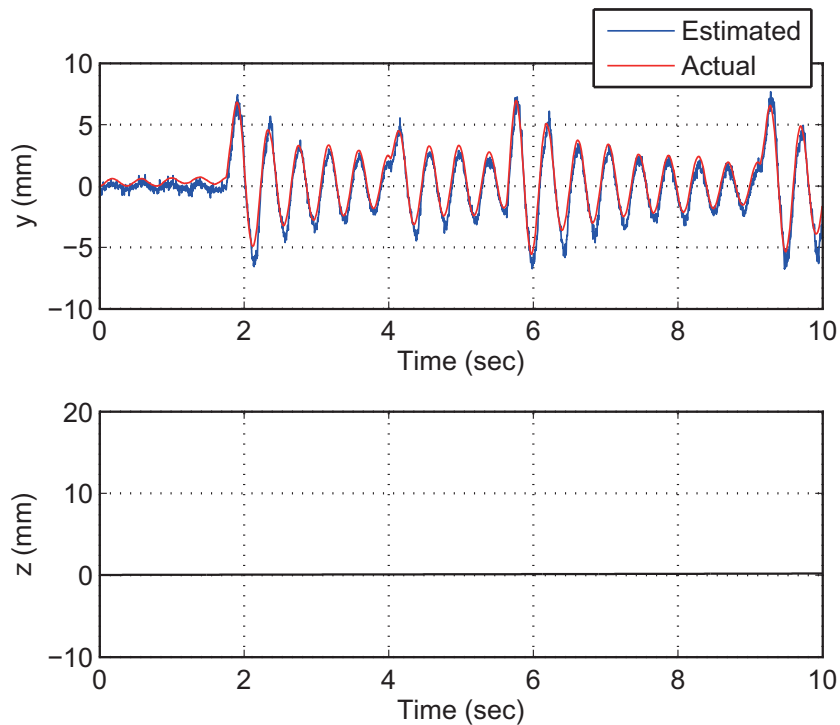


Fig. 5.28 Impulse response without control.

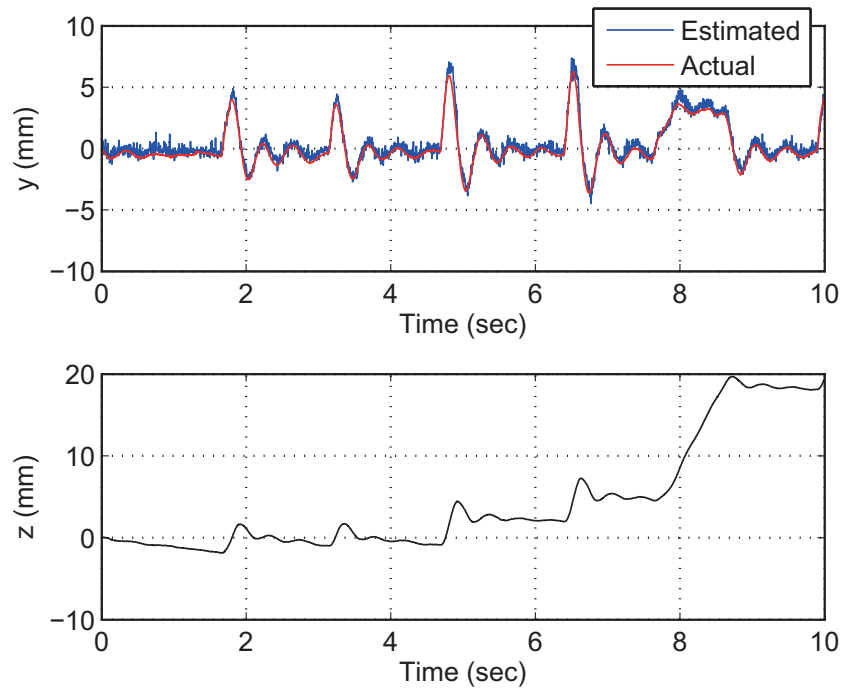


Fig. 5.29 Impulse response with optimal servosystem control.

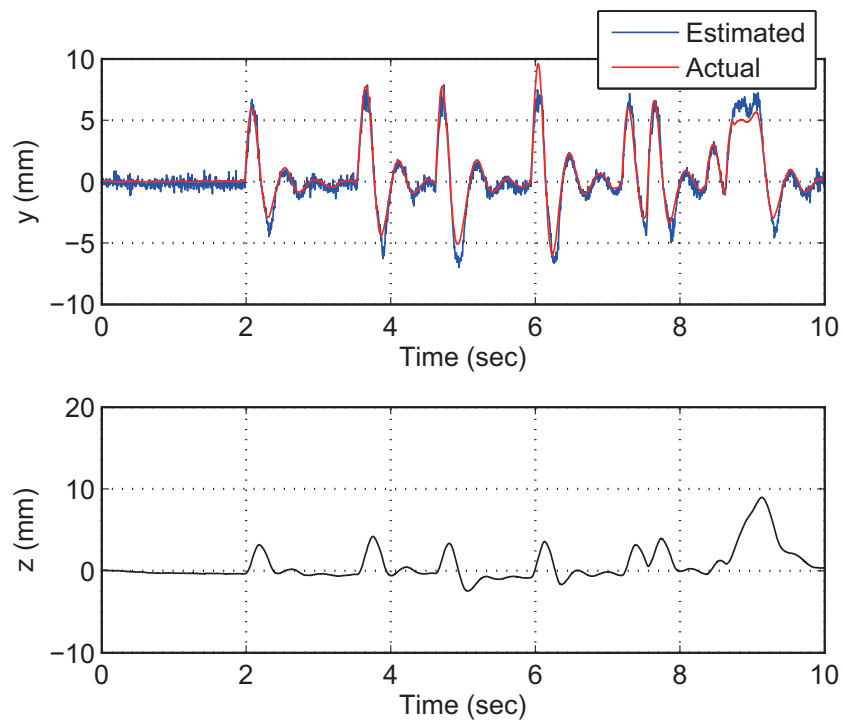


Fig. 5.30 Impulse response with 2DOF servosystem control.

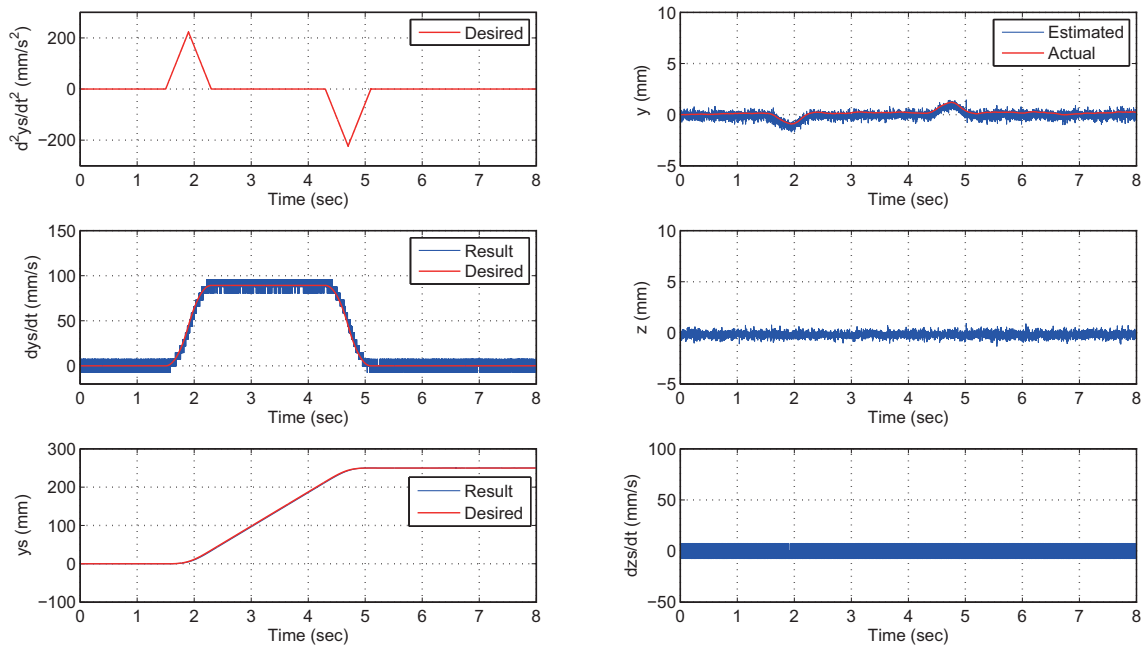


Fig. 5.31 Experimental results of conveyance control with 2DOF servosystem control.

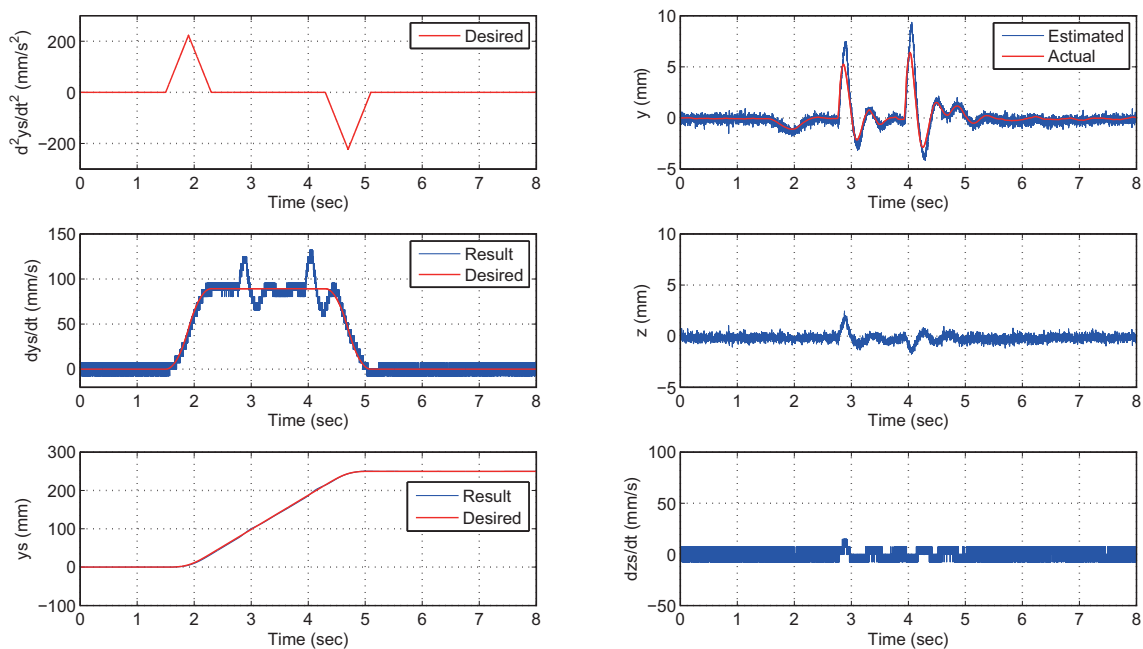
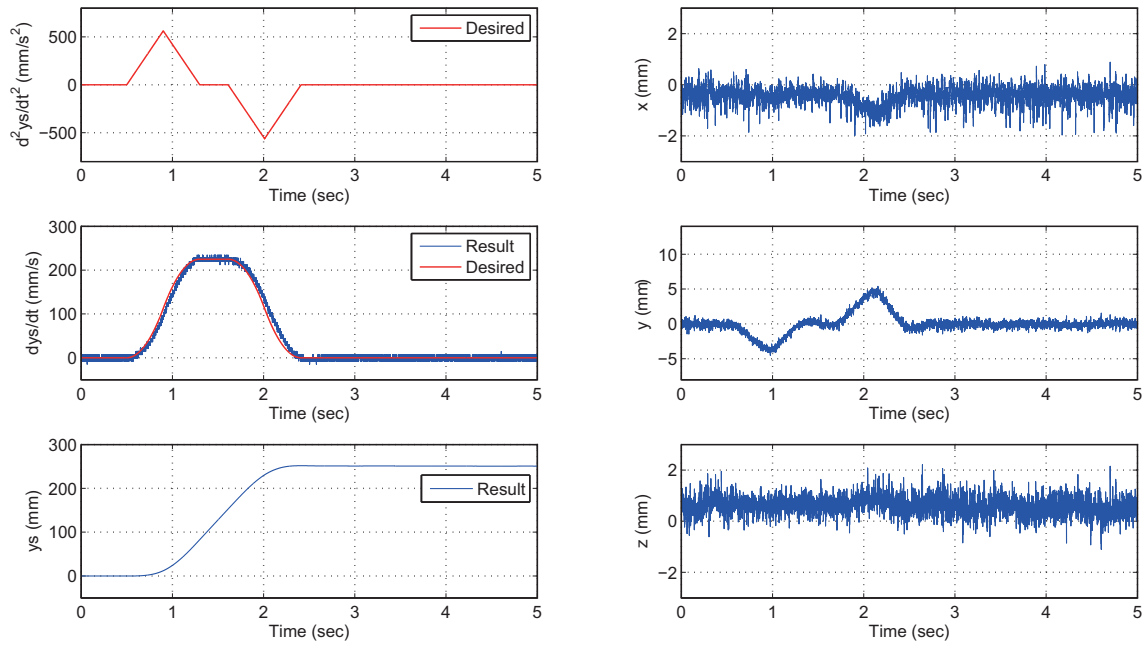
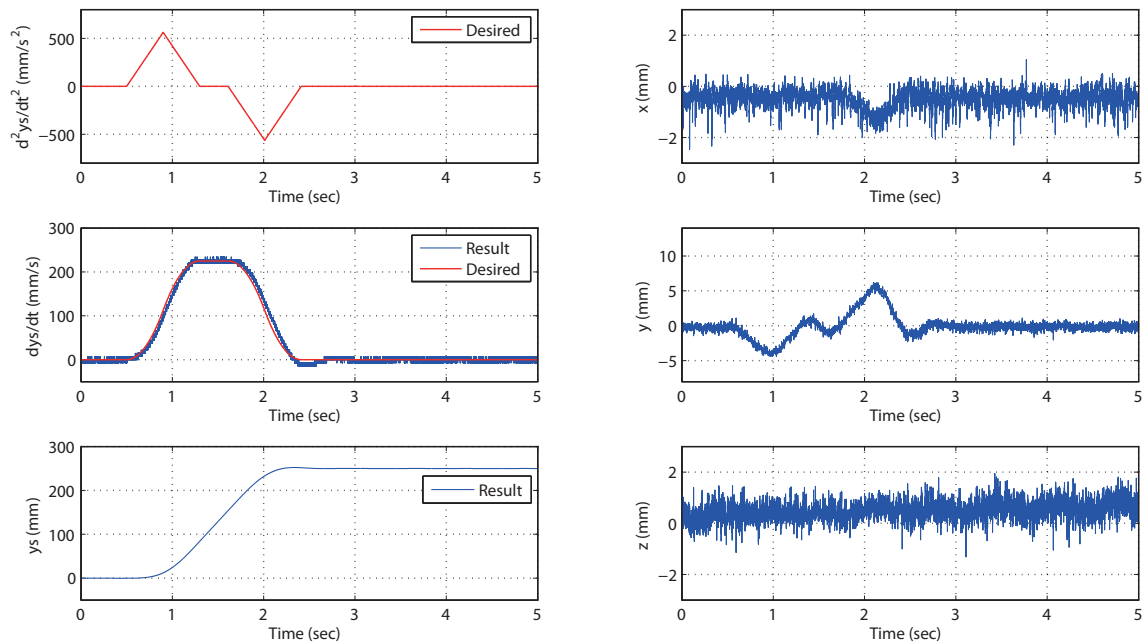


Fig. 5.32 Experimental results of conveyance control with 2DOF servosystem control.

Fig. 5.33 Experimental results of conveyance control with 2DOF servo at $W = 0$.Fig. 5.34 Experimental results of conveyance control with 2DOF servo at $W = 3000$.

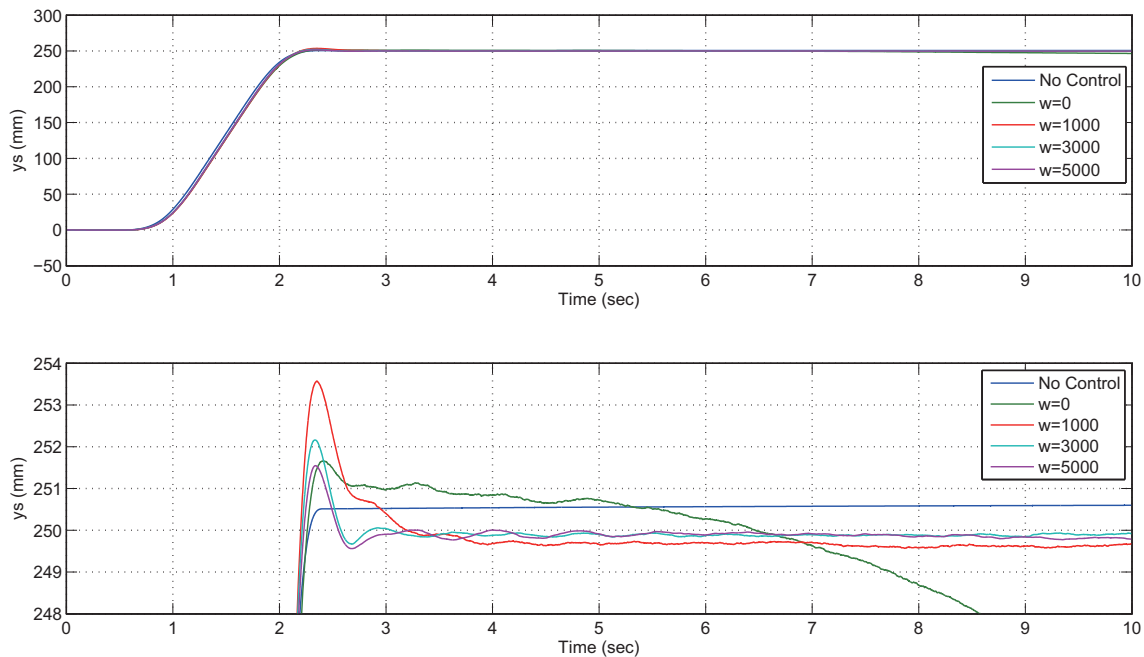


Fig. 5.35 Experimental results of conveyance control with 2DOF servo at $W = 0 \rightarrow 5000$.

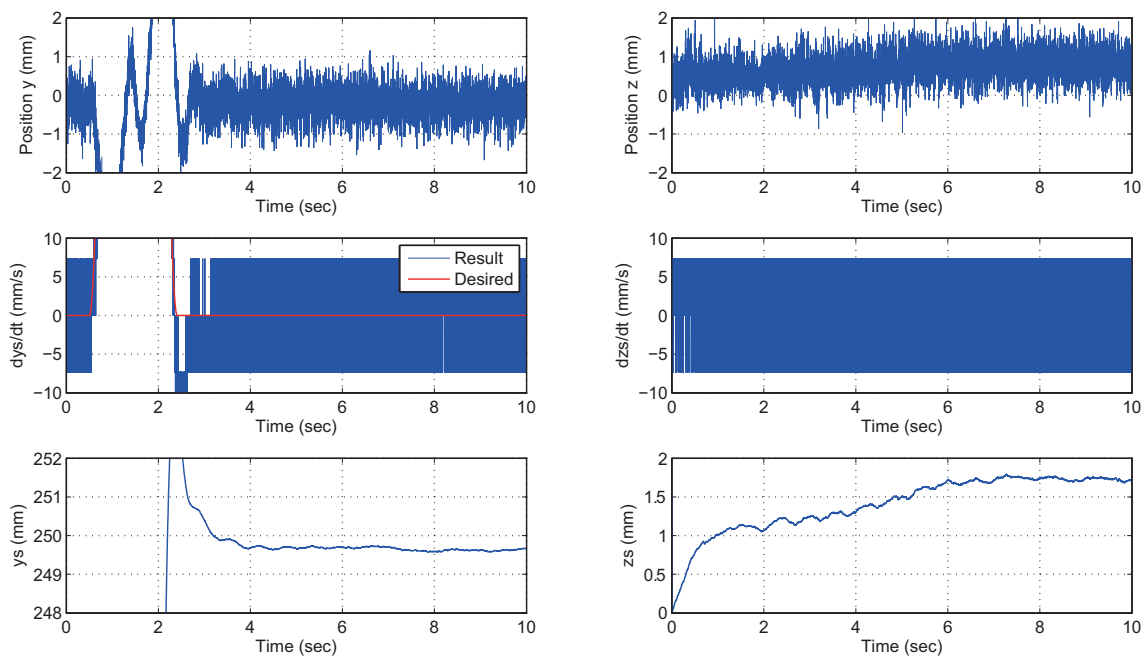


Fig. 5.36 Experimental results of conveyance control with 2DOF servo at $W = 1000$.

第6章 ホール電圧変動に対する補償

6.1 ホール電圧変動を考慮したパラメータ同定

これまでの結果から、ホール電圧の関係式(3.16)において、未知パラメータが多いことからパラメータの同定誤差があることが確認されている。また、制振制御や搬送実験の結果から、環境変化に対するホール電圧の出力変動があることが示された。そこで、ホール電圧式(3.16)の関係性を再確認するため、浮上物体の位置を固定し、定常電圧 $e = E_1$ を60分間入力した場合のホール電圧の測定結果を図6.1に示す。測定結果から、電磁石の抵抗値が変化することで、電磁石に流れる電流が減少し、それに伴ってホール電圧も減少していることが確認できる。これまでのパラメータ同定では、電磁石の抵抗値変動を考慮せずに、定電圧制御でホール電圧を測定していたため、ホール電圧の測定の見直しが必要であると考えられる。

一方で、浮上物体の位置を固定し、定電流制御によって電磁石に定常電流 $i = I_1$ を60分間入力した場合のホール電圧の測定結果を図6.2に示す。電磁石の抵抗値が温度変化によって増加し、それに伴って入力電圧が増加していることが確認できる。また、電磁石の電流は一定に制御されているが、ホール電圧は減少していることが確認できる。特に測定開始10分間は変化が大きいことが確認できる。これは、位置と電流が一定であってもホール電圧が一定でないことを示しており、式(3.16)とは矛盾が生じている。よって、電磁石の抵抗値と同様にホール素子も温度変化によってホール電圧が変動することを考慮して、パラメータ同定や制御設計を行う必要がある。そこで、本研究では、ホール電圧変動を考慮したパラメータ同定方法を検討する。図6.3~6.5に定電流制御によって定電流 $i = I_1$ を保持した状態で各位置に対するホール電圧を測定した結果を示す。計測結果は、定電流の入力直後(赤線)と、10分後(青線)のホール電圧の結果である。また、最小二乗法により鉛直位置 x の結果に対しては反比例式、水平位置 y, z に対しては2次式を導出し、その結果から定常位置において接線を導出する。これらの結果から、時間が経過すると、定常ホール電圧は減少傾向にあるが、定常位置における接線の傾きの変化は小さいと考察することができる。この考察から、本研究では、最終的に式(3.23)を出力方程式で利用することに着目し、ホール電圧の関係式を次式で考える。

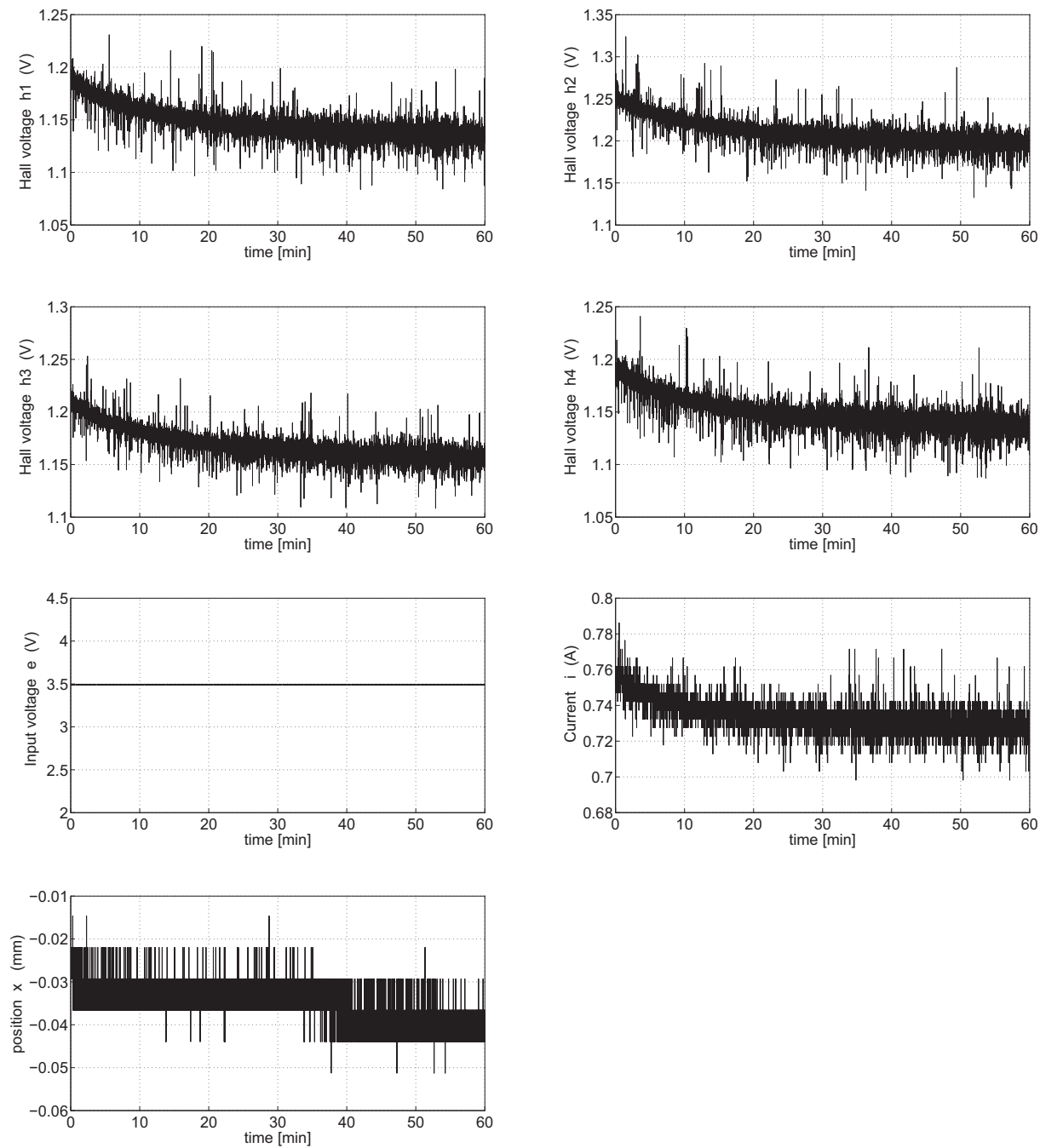


Fig. 6.1 Experimental setup for hall voltage measurement.

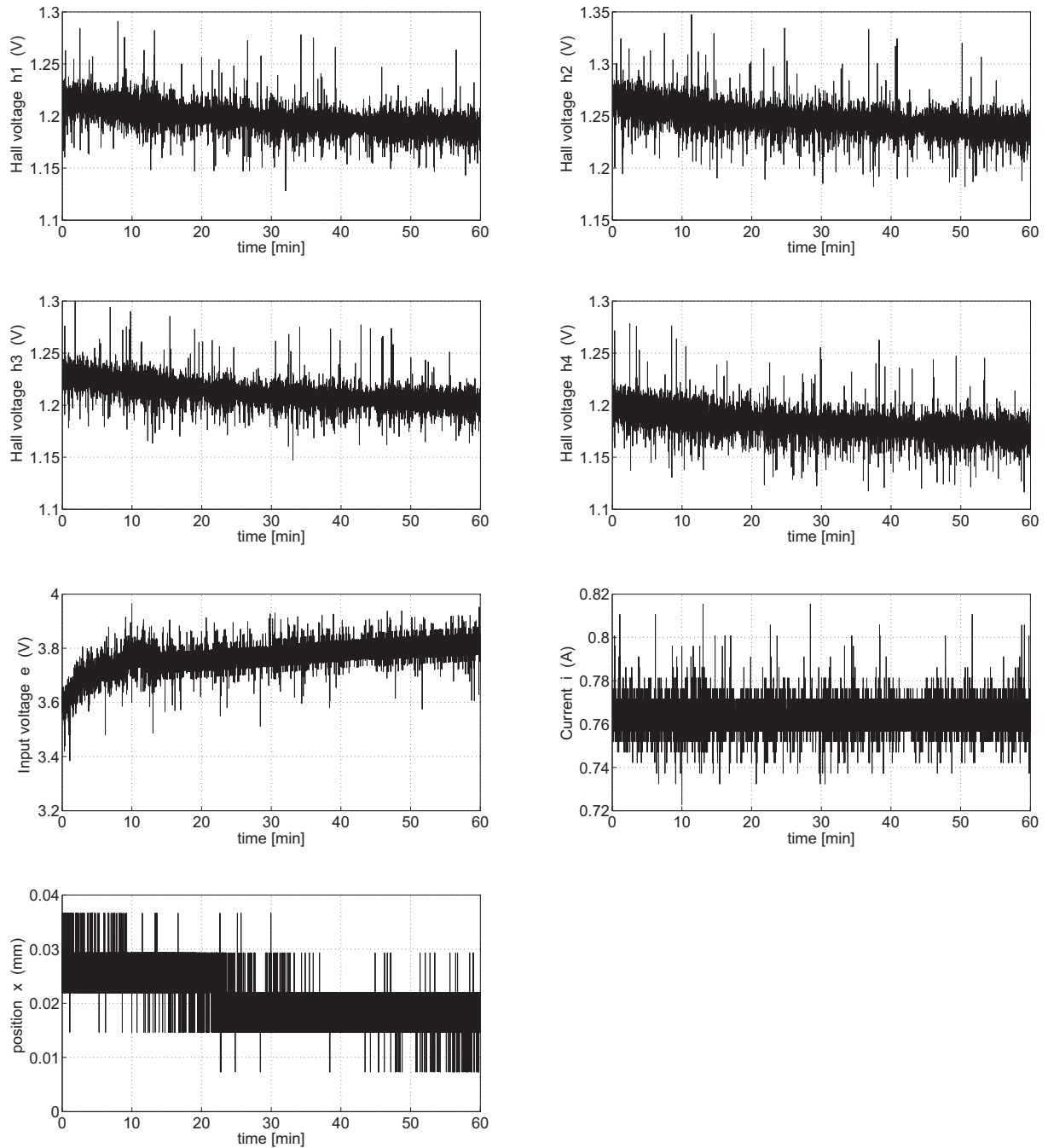
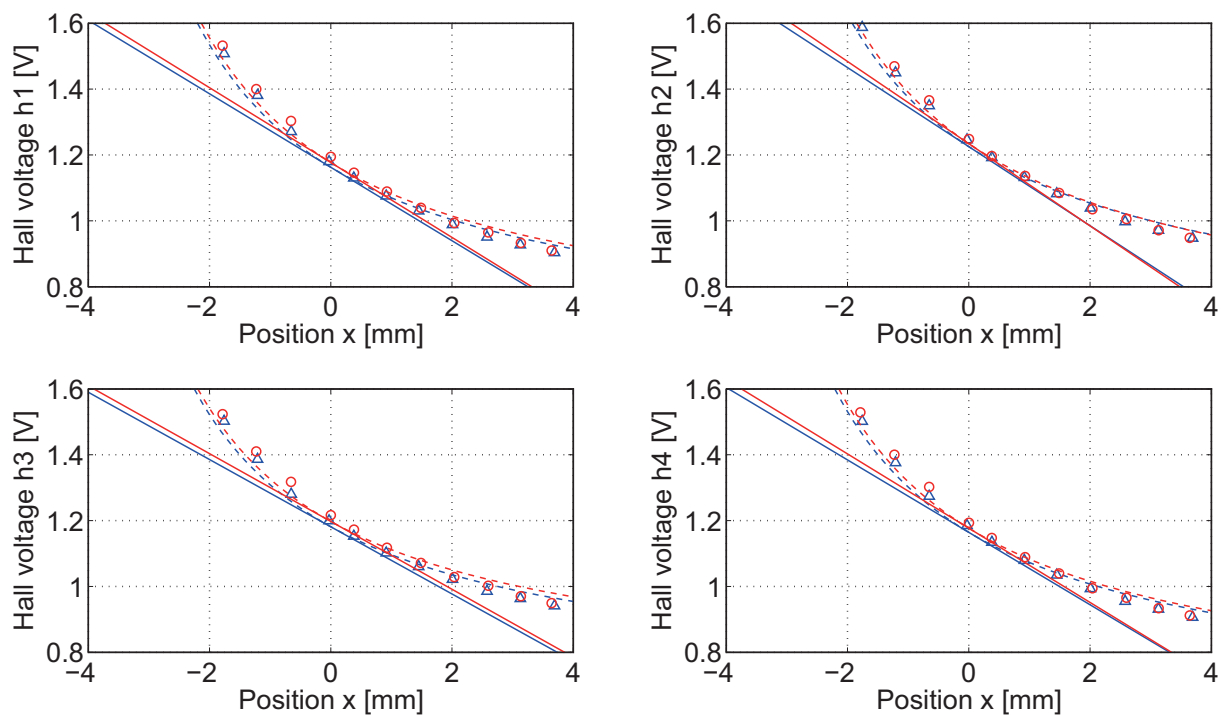
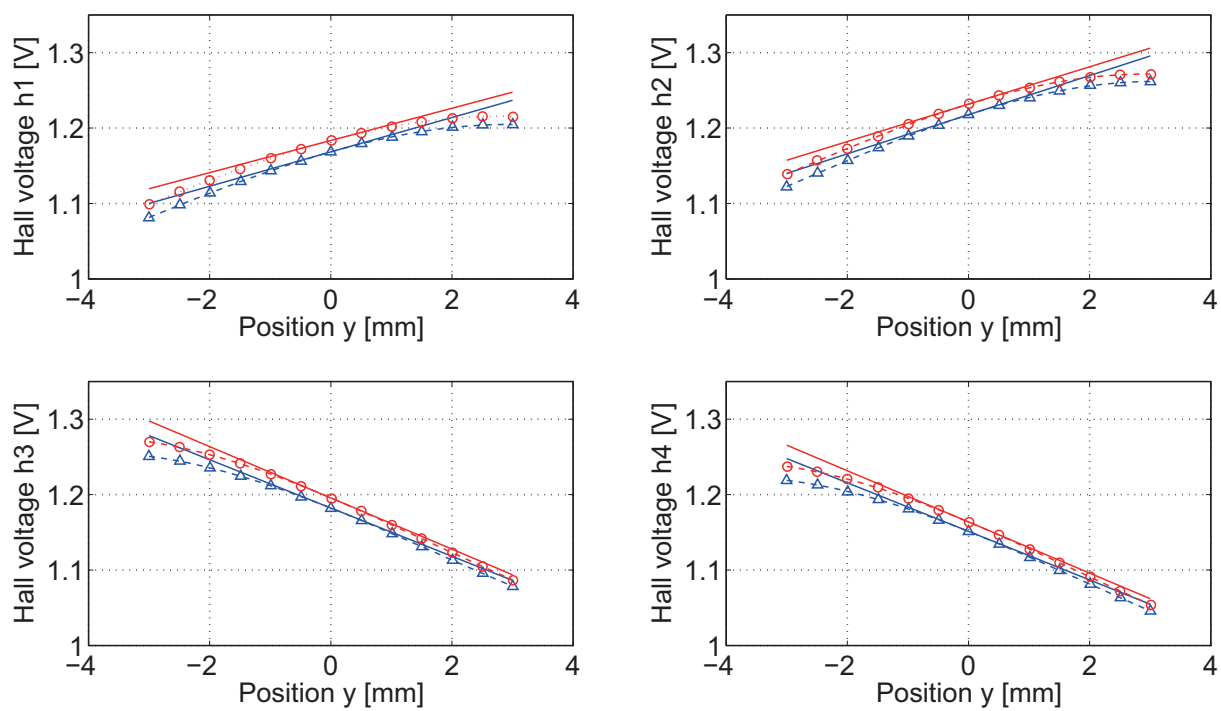


Fig. 6.2 Experimental setup for hall voltage measurement.

Fig. 6.3 Hall voltages for vertical position x .Fig. 6.4 Hall voltages for horizontal position y .

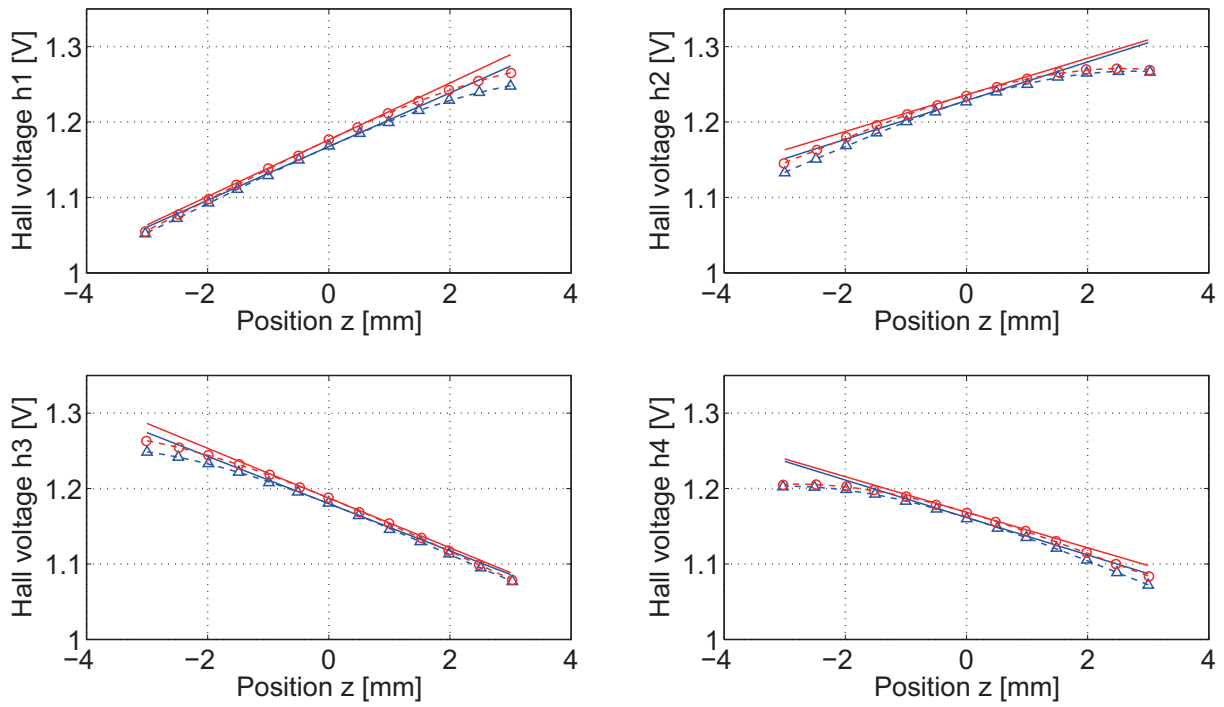


Fig. 6.5 Hall voltages for horizontal position z .

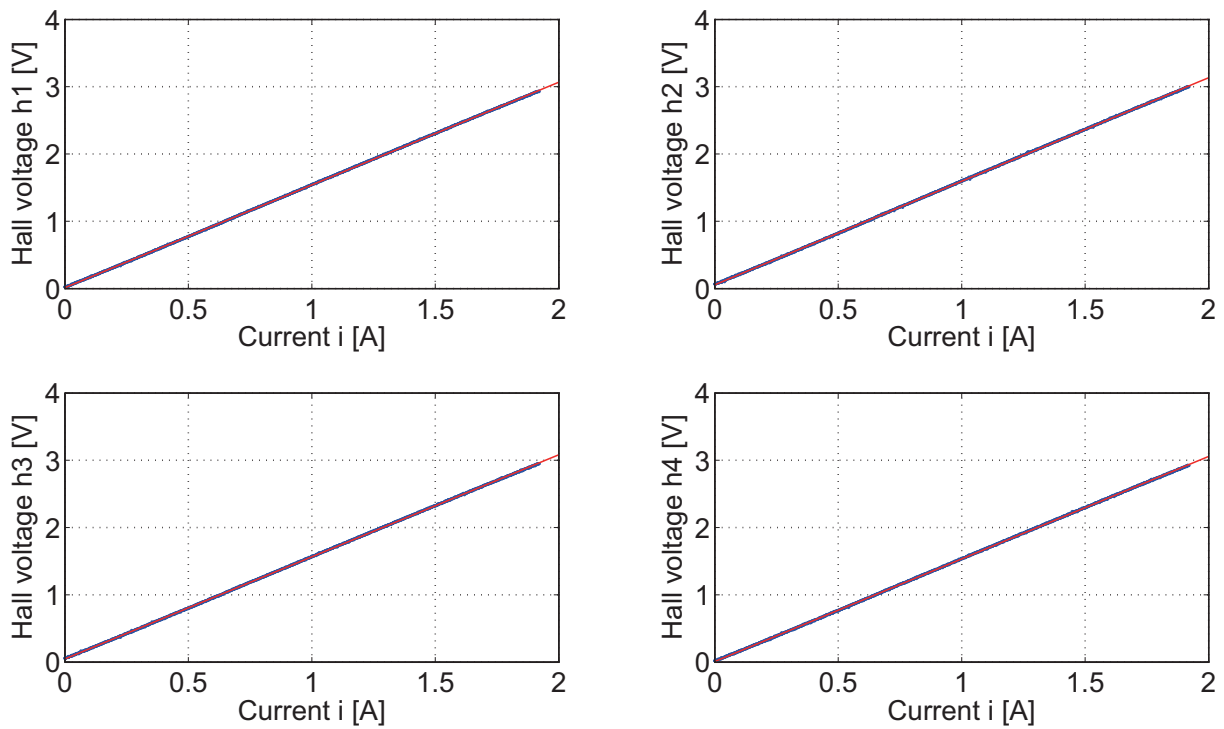


Fig. 6.6 Hall voltages for magnetic current i .

$$\begin{aligned}
h_1 &= H_{11} + k_{11}\Delta x + k_{21}\Delta y + k_{31}\Delta z + k_{41}\Delta i \\
h_2 &= H_{12} + k_{12}\Delta x + k_{22}\Delta y + k_{32}\Delta z + k_{42}\Delta i \\
h_3 &= H_{13} + k_{13}\Delta x + k_{23}\Delta y + k_{33}\Delta z + k_{43}\Delta i \\
h_4 &= H_{14} + k_{14}\Delta x + k_{24}\Delta y + k_{34}\Delta z + k_{44}\Delta i
\end{aligned} \tag{6.1}$$

式(6.1)より、係数 k_{1n} , k_{2n} , k_{3n} , k_{4n} ($n = 1, 2, 3, 4$) と定常ホール電圧 H_{11} , H_{12} , H_{13} , H_{14} を個々に導出することとする。係数 k_{1n} , k_{2n} , k_{3n} は、時間経過によって変化しないと仮定して、定電流入力直後の計測結果の接線の傾きから決定する。係数 k_{4n} も同様に温度変化によって変化しないと仮定し、図 6.6 の電流に対するホール電圧の計測結果から、最小二乗法によって 1 次式を導出して決定する。定常ホール電圧 H_{11} , H_{12} , H_{13} , H_{14} は、暫定的に図 6.3 で導出した反比例式から算出し、後ほど温度変化を考慮して修正する。導出した式(6.1)の係数を表 6.1 に、暫定的な定常ホール電圧を表 6.2 に示す。参考までに、表 6.1 の () 内の数値は、10 分後のホール電圧の計測結果から導出した係数である。

パラメータの有効性を確認するため、表 6.1 と 6.2 のパラメータを用いて制御系を再設計し、浮上実験を実施した。しかし、安定浮上の実現には至らず、定常ホール電圧の同定誤差が影響していると考察する。

Table 6.1 Parameters for hall voltage equations.

Parameter	$h1$ ($n = 1$)	$h2$ ($n = 2$)	$h3$ ($n = 3$)	$h4$ ($n = 4$)
k_{1n}	-1.1367×10^2 (-1.1157×10^2)	-1.2486×10^2 (-1.2013×10^2)	-1.0301×10^2 (-1.0211×10^2)	-1.1280×10^2 (-1.1000×10^2)
k_{2n}	2.1337×10^1 (2.2785×10^1)	2.4774×10^1 (2.5978×10^1)	-3.3994×10^1 (-3.2010×10^1)	-3.3926×10^1 (-3.2202×10^1)
k_{3n}	-3.7622×10^1 (-3.5577×10^1)	2.4310×10^1 (2.5632×10^1)	-3.2987×10^1 (-3.1367×10^1)	2.3538×10^1 (2.4836×10^1)
k_{4n}	1.5283	1.5403	1.5186	1.5251

6.2 定電流制御を用いた浮上制御

前節で再度パラメータの同定を実施したが、安定浮上には至らず、定常ホール電圧の同定誤差が大きく影響していると考察した。そこで、浮上制御に定常電流での定電流制御を追加することで、定常位置での安定浮上の改善を試み、定常ホール電圧の変化を考察す

Table 6.2 Parameters for constant hall voltages.

Parameter	Value	Unit
H_{11}	1.1766	[V]
H_{12}	1.2339	[V]
H_{13}	1.1971	[V]
H_{14}	1.1767	[V]

る。定電流制御にはLQI制御を使用し、式(2.39)から出力を電流とする場合 $y_e = \Delta i$ の磁気浮上搬送系モデルは次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \dot{x}_p &= A_p x_p + B_p u_p \\ y_e &= C_e x_p \\ C_e &= [0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0] \end{aligned} \quad (6.2)$$

ここで、電流の目標値 r と出力 y_e との誤差 e とその積分誤差 w を次式で定義する。

$$e = r - y_e, \quad w = \int_0^t e dt \quad (6.3)$$

積分誤差 w を含めた状態方程式の拡大系は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \dot{x}_e &= A_e x_e + B_e u_p + E r \\ \begin{bmatrix} \dot{x}_p \\ \dot{w} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_p & 0 \\ -C_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \end{bmatrix} u_p + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \end{aligned} \quad (6.4)$$

この拡大系に対して最適レギュレータ問題（LQR制御系）を考え、二次形式評価関数

$$J_e = \int_0^\infty [x_e^T Q_e x_e + R_e u_p^2] dt \quad (6.5)$$

を最小にする最適制御入力となるフィードバックゲイン F_e を考える。LQI制御系の状態フィードバック制御入力は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} u_p &= -F_e x_e = -F_1 x_p - F_2 \int_0^t e dt \\ F_e &= [F_1, F_2] = R_e^{-1} B_e^T P_e \end{aligned} \quad (6.6)$$

$$A_e^T P_e + P_e A_e - R_e^{-1} P_e B_e B_e^T P_e + Q_e = 0$$

ここで、 Q_e 、 R_e はそれぞれ出力、入力に対する重み行列である。重み行列は、積分誤差 w に対する重みも含めてLQG制御と同様な重みを定義して次式で決定した。

$$Q_e = \text{diag}(50, 50, 50, 50, 50, 50, 50, 200, 200, 50), \quad R_e = \text{diag}(1, 200, 200) \quad (6.7)$$

LQI制御の有効性を検証するため、これらの重み行列でLQI制御を設計し、浮上実験の検証実験を実施した。図6.7にLQI制御の安定浮上を1時間計測した結果を示す。ここで、計測ノイズの影響が大きいため、各時間付近の計測結果を平均して表示している。これらの結果から、LQI制御により定常電流で安定浮上が実現できることが確認できる。また、定電流制御によって浮上位置も一定値に収束していることが確認できるが、定常位置では浮上しておらず、約 $\Delta x = -0.4[\text{mm}]$ 付近での浮上が確認できる。したがって、実験結果の定常ホール電圧は、表6.2の数値よりも全体的に大きく、この誤差の影響がLQG制御では安定浮上できなかった原因であると考察する。図6.3のホール電圧の計測結果からも、約 $\Delta x = -0.4[\text{mm}]$ 付近のホール電圧が、実験結果のホール電圧に等しいことが確認できる。よって、定常電流 $i = I_1$ で安定浮上する実際の浮上位置が、レーザ変位センサの原点とは異なり、定常電流の同定方法又は変位センサの原点設定によって誤差が生じる可能性があることを示した。したがって、定常ホール電圧は、LQI制御によって定常電流で安定浮上を実施し、再度、定常ホール電圧を修正することが現実的であると考えられる。

また、電流と浮上位置が一定であるのに対して、ホール電圧は変動しており、磁束が一定であることを考慮すると、温度変化に対してホール素子の特性が変化していると考えられることができる。また、制御入力電圧も変動していることから、電磁石のコイルの温度上昇により抵抗値が変動し、その温度変化がホール素子に影響していると考えられることができる。実験結果から、ホール電圧の温度変動が約20分間は大きく変動し、約60分後は変動が収束していることから、約60分間のホール電圧変化の中間値を定常ホール電圧として、表6.3のように決定した。

表6.3の定常ホール電圧の有効性を確認するため、再度LQG制御によって浮上実験を実施した。図6.8に安定浮上した状態での外乱応答の結果を示す。実験結果からLQG制御によって安定浮上が可能であることが確認でき、また定常的な推定誤差も小さく、表6.3の定常ホール電圧の有効性が確認できた。また、図6.9と6.10に、それぞれLQG制御系とLQI制御系で浮上実験を60分間実施した結果を示す。LQG制御系は、鉛直位置 x の推定値誤差が増大し、浮上位置も変化しているが安定浮上が継続できることを確認した。一方で、LQI制御も同様に鉛直位置 x の推定値誤差が増大しているが、浮上位置が一定に維持できることを確認した。図6.11にLQG制御系とLQI制御系の一巡伝達関数の比較結果を示す。LQI制御系の低周波数の位相遅れが増大しており、電流の積分補償に対する重みを大きくすると、より高周波数側へ位相遅れが増大する。したがって、電流の積分補償に対する重みを大きくすると、定電流制御の追従性は向上するが、安定余裕が劣化するため、電流の積分補償に対する重みは低く設定することが望ましいと考える。また、時間的なホール電圧変化も急速な変化ではないため、LQI制御系の定電流制御の速応性は安定余裕を劣化させるほど大きくする必要はないと考える。よって、鉛直方向の浮上制

御のロバスト性を向上させるためには、LQI制御の適用が有効であると考えられる。水平位置 y, z に対しても定常的な推定誤差が確認できるが、鉛直位置 x と比較すると時間的な変化は小さいことが確認できる。今回の実験結果では、推定誤差は h_1 のホール電圧の定常誤差 $\Delta h_1 = h_1 - H_{11}$ が大きく影響していることが確認でき、ホール電圧のオフセット調整によって水平位置 y, z の推定誤差は改善できると考えられる。

なお、本研究で使用したホール素子 HG-106A は、出力の線形性が良好で温度変化が小さいことから採用したが、データシート [62] より、磁束が 50[mH] の状態で周辺温度が約 50[°C] 変化すると、ホール電圧は定電圧駆動 (6[V]) では約 10[mV] 変化し、定電流駆動 (10[mA]) では約 2[mV] 程度の変化であることが示されている。したがって、本研究では定電圧駆動 (5[V]) を採用しており、定電流駆動に変更することで、より温度変化に対する出力変動を抑制することができると考える。

Table 6.3 Parameters for constant hall voltages.

Parameter	Value	Unit
H_{11}	1.2398	[V]
H_{12}	1.3017	[V]
H_{13}	1.2507	[V]
H_{14}	1.2320	[V]

6.3 ホール電圧のノイズ対策

スライダを駆動させた場合において、ホール電圧の計測結果に大きくモータノイズが影響することが確認されている。したがって、モータノイズが大きく推定値にも影響するため、モータノイズの影響を低減することを考える。モータ駆動時のホール電圧の計測結果から、オブザーバの観測雑音の共分散値を変更することも検討したが、観測雑音の重みを大きく設定すると、安定余裕が減少するため、ホール電圧の計測時のノイズ低減を検討する。モータノイズのノイズ成分を検証するため、モータ駆動時のホール電圧の周波数特性を解析した。図 6.12 に LQG 制御時のホール電圧の計測結果と周波数応答の結果を示す。この周波数特性の結果から、一様の周波数成分でノイズの影響が分布していることが確認でき、サンプリング周期 ($f_s = 10k[\text{Hz}]$) 以上のノイズ成分が入力されるエリアシングノイズの影響であると考察した。モータの速度系は PWM 駆動によって構築されており、PWM 信号入力はサンプリング周期以上の高周波成分であることが予想され

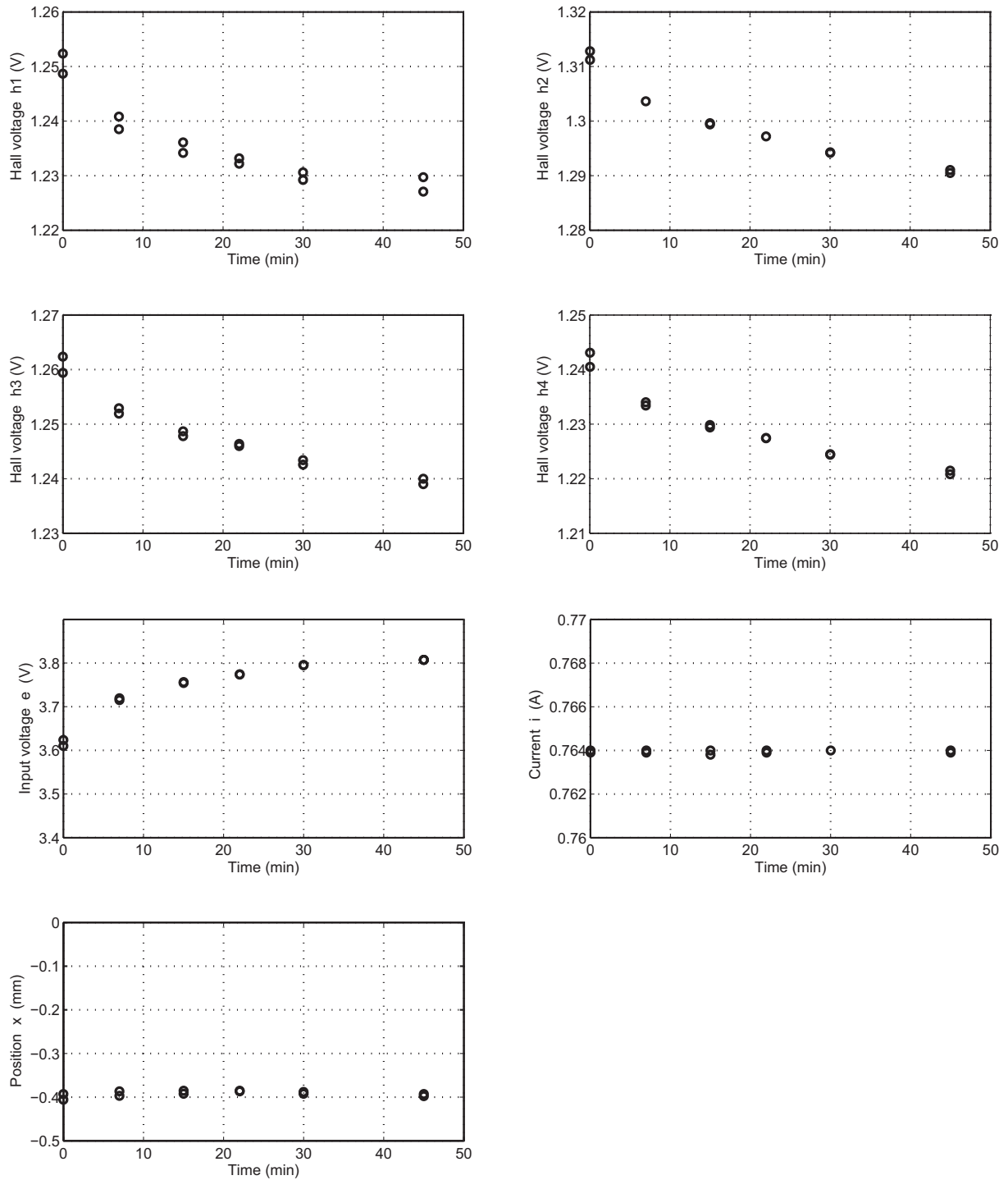


Fig. 6.7 Experimental setup of LQI control system.

る。そこで、A/D変換処理前にサンプリング周期以上の周波数成分の除去することを検討し、4次バターワース型のローパスフィルタをアナログ回路を使用する。次式に遮断周波数 $f_c = 5\text{k[Hz]}$ と $f_c = 10\text{k[Hz]}$ の4次バターワース型のローパスフィルタの伝達関数を示す。

$$G_5(s) = \frac{9.741 \times 10^{17}}{s^4 + 8.209 \times 10^4 s^3 + 3.370 \times 10^9 s^2 + 8.102 \times 10^{13} s + 9.741 \times 10^{17}} \quad (6.8)$$

$$G_{10}(s) = \frac{1.559 \times 10^{19}}{s^4 + 1.642 \times 10^5 s^3 + 1.348 \times 10^{10} s^2 + 6.482 \times 10^{14} s + 1.559 \times 10^{19}} \quad (6.9)$$

図6.13に遮断周波数 $f_c = 5\text{k[Hz]}$ と $f_c = 10\text{k[Hz]}$ の4次バターワース型のローパスフィルタの周波数応答を示す。サンプリング定理より、サンプリング周波数 f_s の1/2の周波数をローパスフィルタの遮断周波数 f_c に設定することが理想的であるが、遮断周波数を低く設定することで、ローパスフィルタの位相遅れが制御系の安定性に大きく影響することが考えられる。そこで、LQG制御系のホール電圧と電流の出力にローパスフィルタを挿入した場合の制御入力電圧に対する一巡伝達関数を検証する。図6.14にローパスフィルタの有無による一巡伝達関数の周波数応答の結果を示す。高周波数では、位相遅れの影響が確認できるが、100[Hz]以下での制御帯域での安定余裕は変化がないため、最終的に遮断周波数 $f_c = 5$ のローパスフィルタを採用する。

実装実験では4次バターワース型のローパスフィルタのアナログ回路として、(株)イメージメジャー社製の多チャンネル多機能フィルタユニット(4次バターワース型×8ch)を使用する。理論値との比較のため、アナログ回りの周波数応答の計測結果を図6.15に示す。計測結果よりアナログ回路の特性が理論値と一致することが確認できる。

ローパスフィルタの利用を検証するため、LQG制御系の電流とホール電圧のA/D変換処理前にアナログ回路を実装した場合の浮上結果を図6.16に示す。図6.12と比較して、ノイズの影響が大きく低減されており、低周波数の成分も除去できていることから、エリアシングノイズの影響であると考察できる。よって、電流とホール電圧の計測に対してローパスフィルタを使用することにより、安定性を確保しながら、計測ノイズに対して推定値の精度を向上させることが可能であることを確認した。

6.4 まとめ

ホール電圧の時間変動と計測ノイズの問題を明らかにして、その対策方法について述べた。その結果、磁気浮上制御を長時間動作させることで、電磁石の抵抗値変動と同様にホール素子も温度上昇等によってホール電圧の出力が変動することを確認した。また、そのホール電圧変動を考慮したホール電圧の関係式のパラメータ同定方法を述べ、ホール電

圧の計測に対する定常的な誤差と、浮上位置の推定誤差を低減する方法を示し、その有効性を実験により確認した。そのため、搬送制御に対する目標位置への到達誤差を低減するが可能である。さらには、電流と浮上位置の関係は時間的な変動はないことから、定常電流での定電流制御を浮上制御に追加することで、ホール電圧の時間変動に対しても浮上位置を一定に維持できることを確認した。

また、ホール電圧の計測ノイズは、スライダのモータ駆動時の制御信号が、モータノイズとしてサンプリング周波数以上の高周波数で存在し、A/D変換処理によるエリアシングノイズの影響であることを特定した。その対策として、A/D変換処理前に、4次バターワース型ローパスフィルタのアナログ回路を挿入し、ノイズが低減できることを確認した。また、ローパスフィルタの利用によって、制御帯域の安定余裕が劣化しないことを確認した。

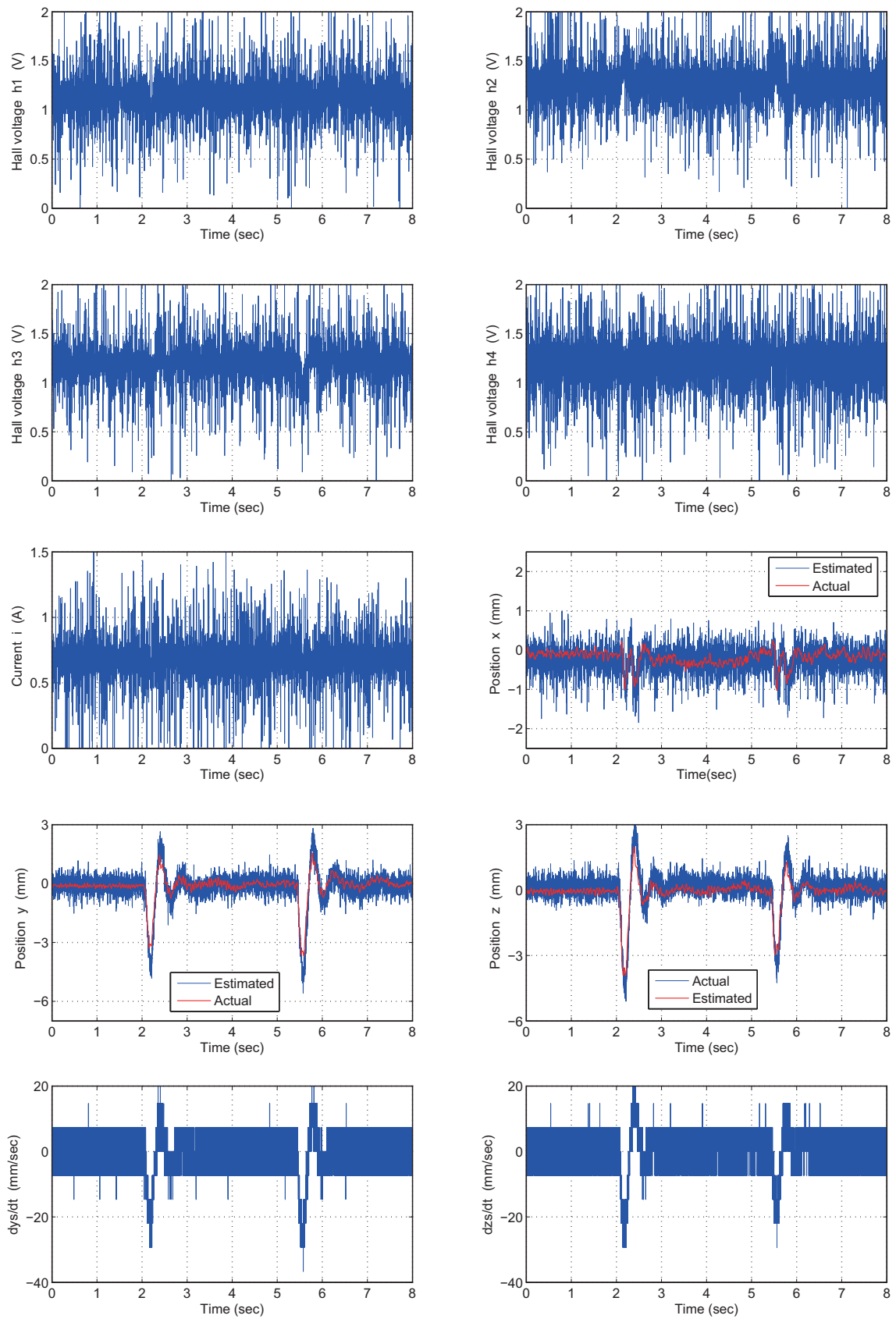


Fig. 6.8 Experimental results of disturbance response with LQG control system.

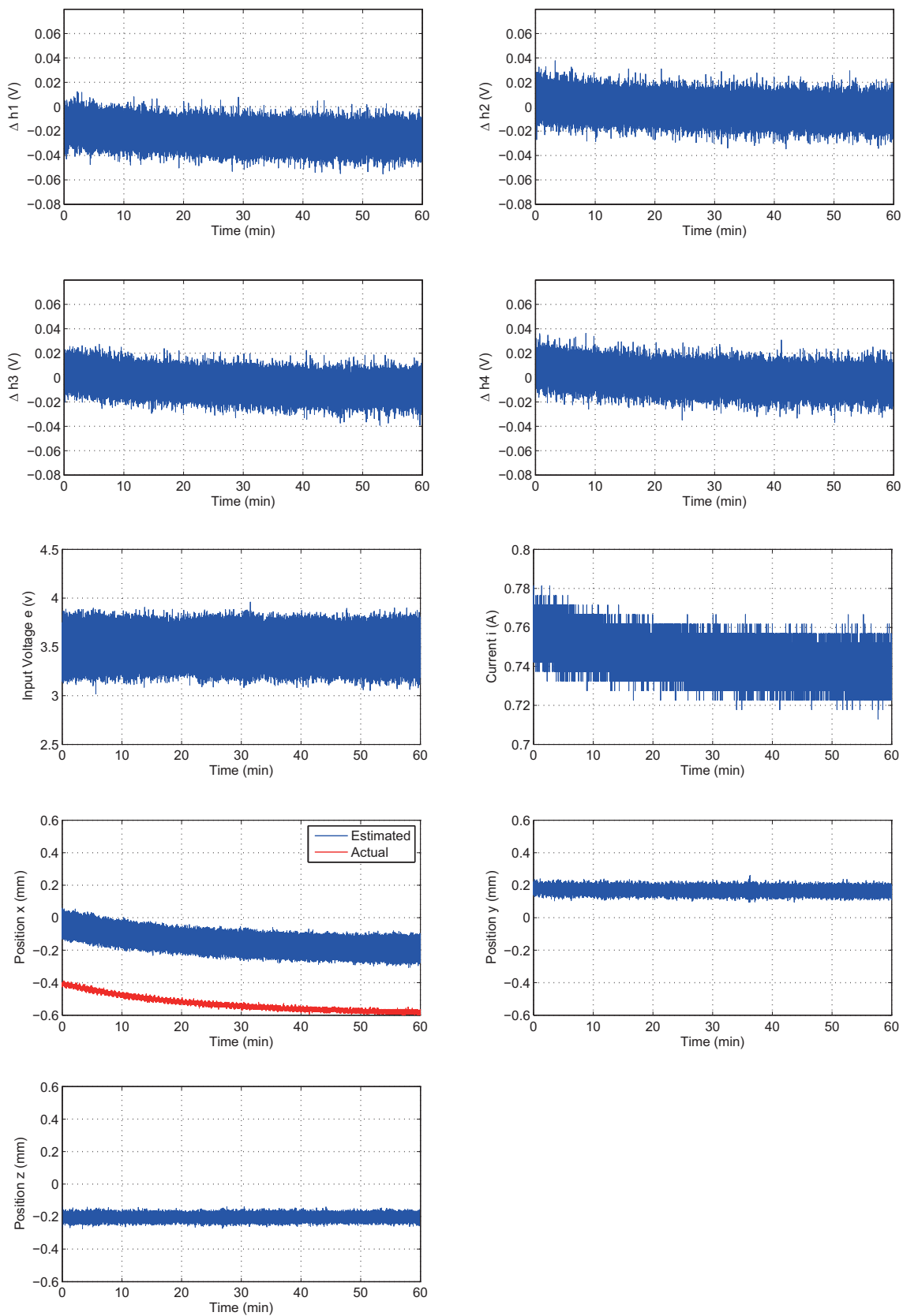


Fig. 6.9 Experimental setup of LQG control system.

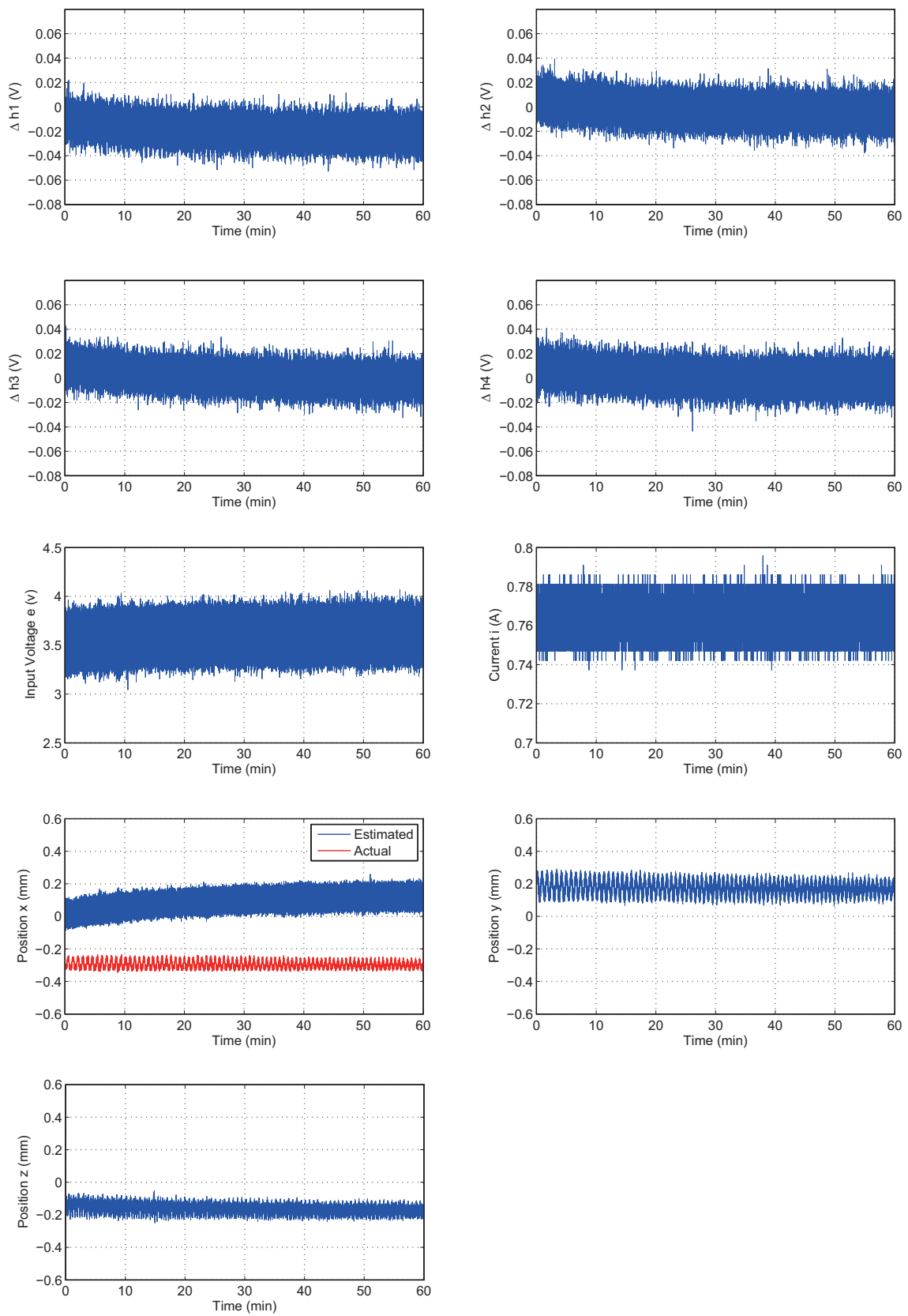


Fig. 6.10 Experimental setup of LQI control system.

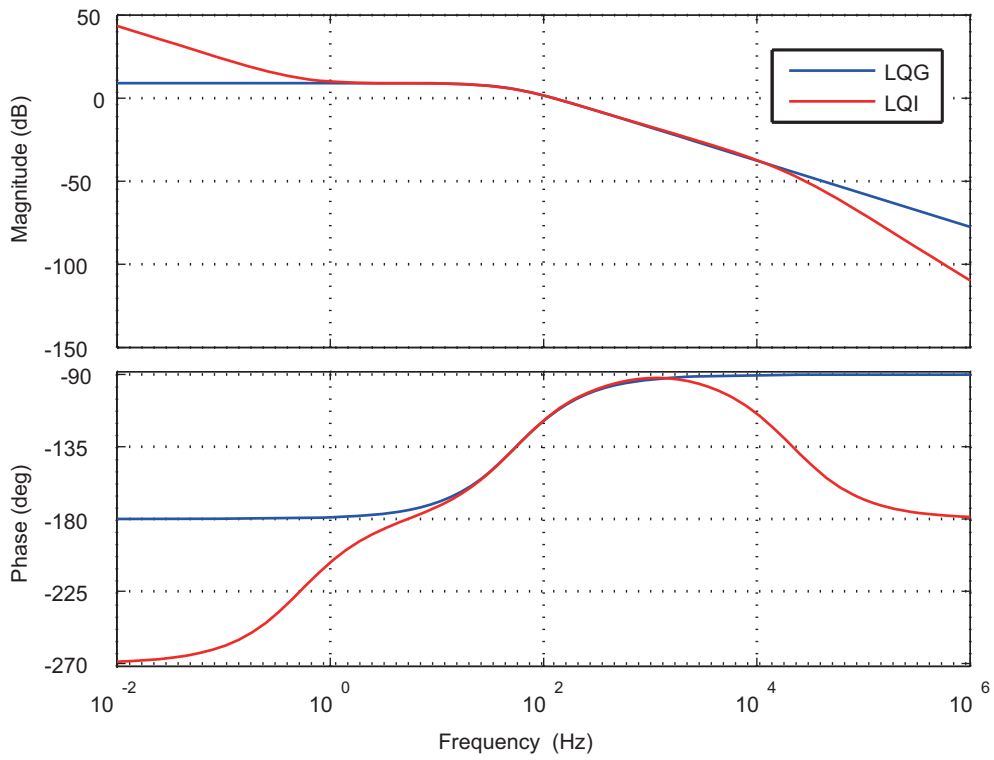


Fig. 6.11 Bode diagram of loop transfer function.

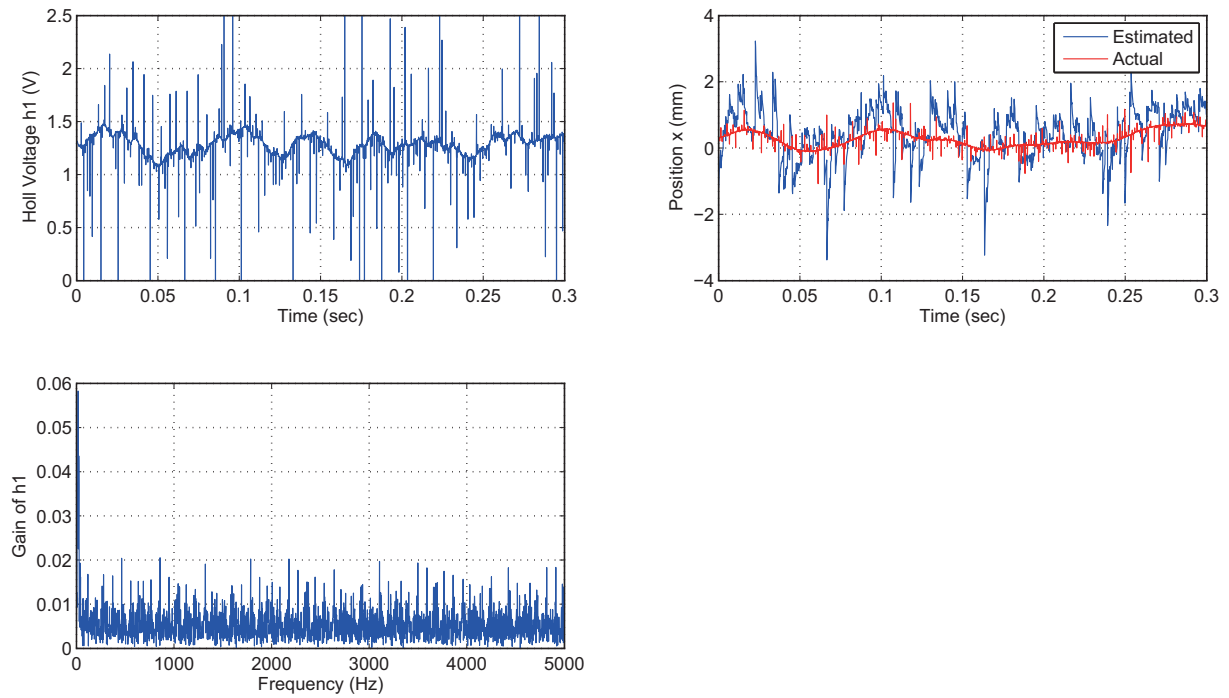


Fig. 6.12 Experimental results of LQG control without filter.

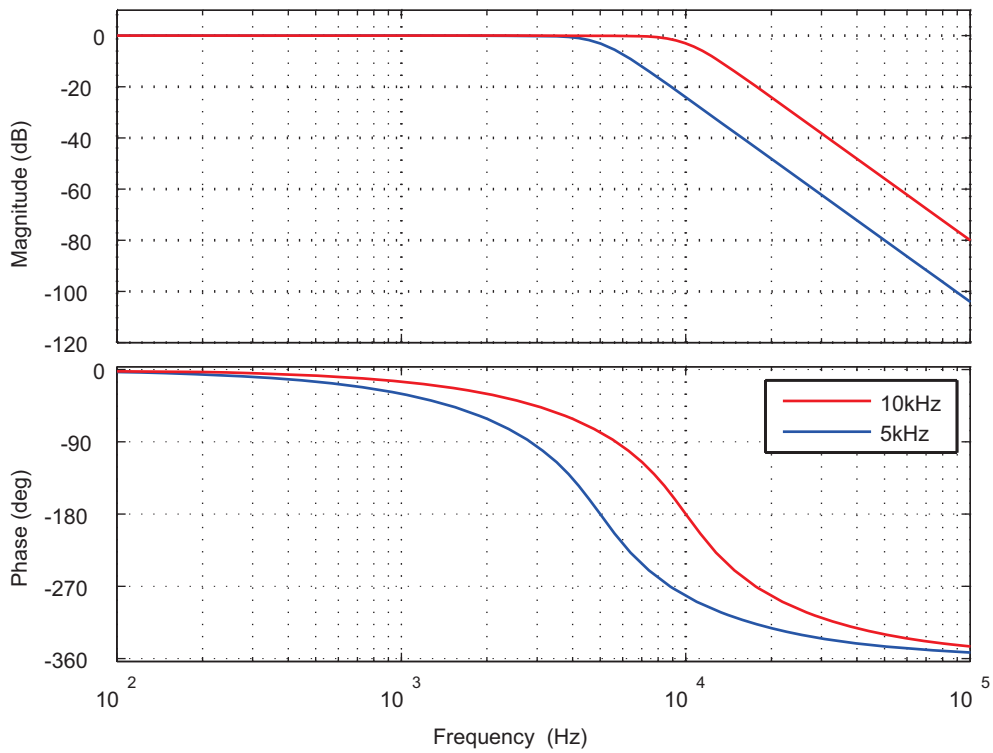


Fig. 6.13 Bode diagram of butterworth filter.

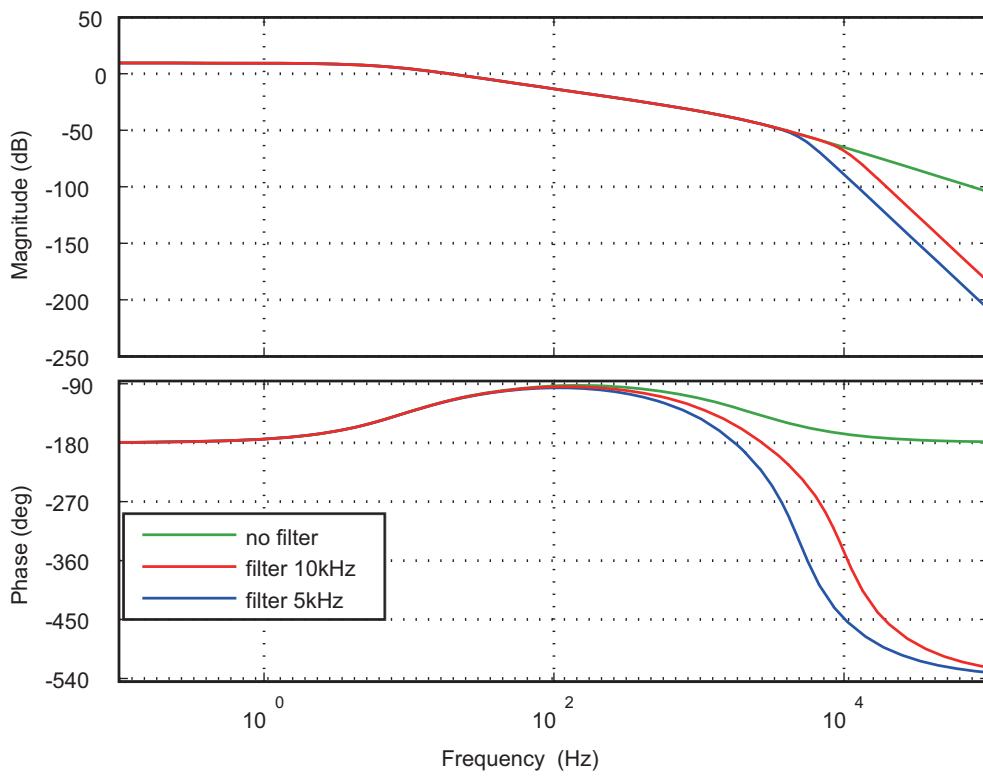


Fig. 6.14 Bode diagram of loop transfer function of LQG control with filter.

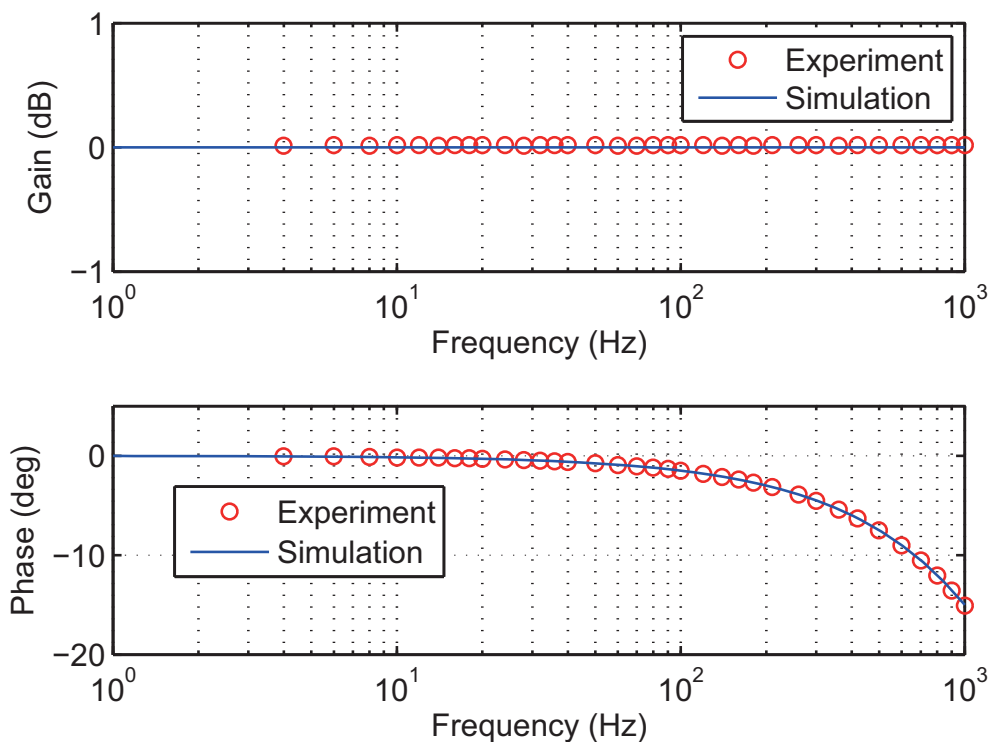


Fig. 6.15 Experimental results of butterworth filter.

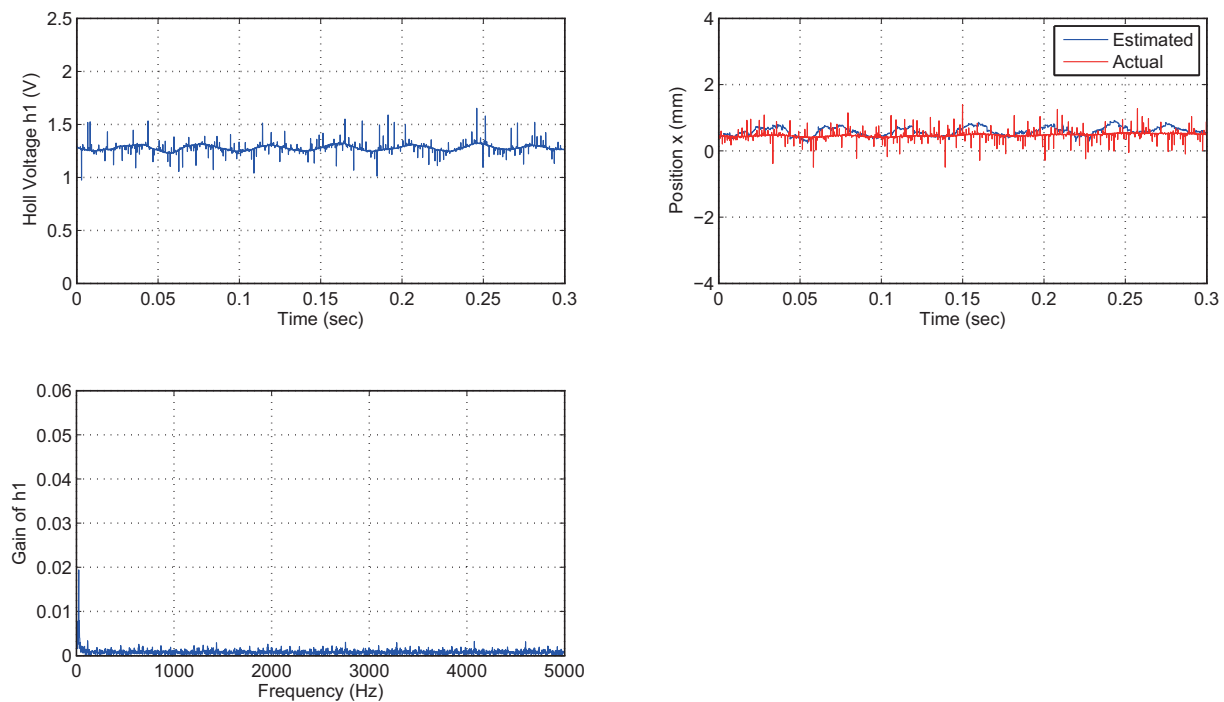


Fig. 6.16 Experimental results of LQG control with filter.

第7章 結論

7.1 本研究で得られた成果

本研究では、磁気浮上搬送系の応用拡大のための実現性と利用性を向上させるため、位置計測の課題に対して電流と磁束フィードバックによる位置推定手法を述べた。また、その推定位置を用いた磁気浮上搬送系の鉛直方向の浮上制御と水平方向の制振制御および搬送制御の設計と構築方法を述べた。さらに、ホール素子の磁束計測の問題と、その対策方法について述べた。以下に、本研究で得られた成果を各章ごとにまとめる。

第2章では、磁気浮上搬送系のモデルについて、水平2軸スライダの運動方程式、電磁石の電気回路方程式、浮上物体の3次元方向の運動方程式を導出し、線形近似によって状態方程式を導出し、実験装置の構築方法を示した。その結果、鉛直方向と水平方向に対して可制御性が成立することを確認した。また、鉛直方向と水平方向の運動の干渉は小さく、水平方向に対しては、磁気吸引力の復元力によって、安定な2次遅れ系の振動系で仮定できることを確認した。

第3章では、磁束情報をセンシングするために、電磁石の磁極部に4個のホール素子を配置することを提案し、浮上物体の3次元位置とホール電圧の関係式を導出した。その結果、浮上物体の3次元位置の変動に対してホール電圧が変化することを示し、電流と磁束のセンシングから浮上物体の3次元位置の可観測性が成立することを確認した。

第4章では、磁気浮上搬送系の鉛直方向の浮上制御と水平方向の制振制御に対して、LQG制御系を適用することを提案し、鉛直方向に対しては、安定余裕の確保に着目してLQG/LTR制御系の設計を適用した。その結果、電流と磁束のフィードバックにより、浮上物体の3次元位置の推定が可能であること、また推定値を用いて浮上制御と制振制御が可能であることを確認した。また、オブザーバに対しては、システム雑音に対する重みを電磁石の電流に対して大きく、鉛直位置に対して小さく設定することで、LQG制御系の安定余裕がLQR制御系に漸近することが確認できた。しかし、ホール電圧の計測に対して、ホール電圧の定常値が時間変動し、浮上物体の3次元位置推定値に定常的なオフセット誤差が発生するとが確認された。また、ホール電圧の計測値にモータノイズが大きく影響し、推定値にも影響を及ぼすことが確認された。そのため、水平方向の位置推定の誤差により、スライダが停止できずに移動し、水平方向の振動抑制の速応性をノイズの影響を

考慮しながら調整する必要があることを課題として示した。

第5章では、磁気浮上搬送系の水平方向の搬送制御に対して、搬送中の振動励起を抑制するため、搬送軌道の加減速時間を固有振動周期の整数倍で生成する方法を示した。また、浮上時や搬送中の外乱によって発生した浮上物体の振動に対して、搬送制御と制振制御を両立するための2自由度積分型最適サーボ系の設計について示した。その結果、固有振動数周期の整数倍の加減速時間で搬送軌道を生成することで、磁気浮上搬送系に対しても、浮上物体の振動励起を抑制できることを確認したが、若干の浮上物体の残留振動が確認された。そこで、2自由度積分型最適サーボ系を適用することで、その残留振動も抑制できることと、固有振動数の変化に対しても振動抑制が可能であることを示した。また、2自由度積分型最適サーボ系の適用により、搬送中の外乱に対して振動抑制の効果も良好で、搬送軌道への追従性も確保されていることが確認できた。さらには、水平方向の位置推定の定常的な誤差に対して、スライダを停止することができ、目標位置への到達誤差も減少できることを確認した。

第6章では、ホール電圧の時間変動と計測ノイズの問題およびその補償方法について述べた。その結果、磁気浮上制御を長時間動作させることで、電磁石の抵抗値変動と同様にホール素子も温度上昇等によってホール電圧の出力が変動することを確認した。また、そのホール電圧変動を考慮したホール電圧の関係式のパラメータ同定方法を述べ、ホール電圧の計測に対する定常的な誤差と、浮上位置の推定誤差を低減する方法を示し、その有効性を実験により確認した。そのため、搬送制御に対する目標位置への到達誤差を低減するも可能である。さらには、電流と浮上位置の関係は時間的な変動はないことから、定常電流での定電流制御を浮上制御に追加することで、ホール電圧の時間変動に対しても浮上位置を一定に維持できることを確認した。

また、ホール電圧の計測ノイズは、スライダのモータ駆動時の制御信号が、モータノイズとしてサンプリング周波数以上の高周波数で存在し、A/D変換処理によるエリアシングノイズの影響であることを確認した。その対策として、A/D変換処理前に、4次バターワース型ローパスフィルタのアナログ回路を挿入し、ノイズが低減できることを確認した。また、ローパスフィルタの利用によって、制御帯域の安定余裕が劣化しないことを確認した。

7.2 今後の展開

本研究では、電流と磁束フィードバックによる単極電磁石を用いた磁気浮上搬送系の設計と構築方法を示した。本研究の成果より、磁気浮上搬送系の変位センサの課題解決と浮上制御のロバスト性を示すことができ、非接触支持型の搬送系への応用が拡大できるもの

と考える。また、磁気浮上系を搬送系だけでなく、浮上物体をアクチュエータとして考えるもの [63]、無重力インターフェースとしてのデバイスとして考えるものがあり [64]、今後、これらへの応用範囲にも展開できると考える。また、磁気浮上搬送系の詳細なモデル化と制御設計の方法を示し、制御系は単純な線形制御理論を用いて実現しているため、各応用への実装が容易であると考え。また、モデル化では非線形やパラメータ変動の影響も詳細に示しているため、今後は線形制御だけではなく、非線形制御や適応制御等の応用や評価のための情報を示すことができたと考え。さらには、磁気浮上搬送系だけでなく、一般的なクレーン制御などの制振性と追従性の両立を必要とする搬送系への応用も可能であると考え、本研究の知見は、産業技術への社会貢献に寄与できるものと考え。

参考文献

- (1) 小島宏行, 板垣修他, 岡部俊和, 小林敏雄, ”新型ギャップセンサシステムを用いた磁気ロボットハンドによる球形磁性物体の非接触把持搬送制御に関する研究”, 日本ロボット学会誌, Vol. 14, No. 6, pp. 868-874, 1996.
- (2) 小島宏行, 湯浅義高, 小林敏雄, 塚原貴, 松村秀樹, “単極磁気ロボットハンドシステムによる非接触把持搬送制御に関する研究”, 日本機械学会論文集 (C編), Vol.63, No.615, pp.258-264, 1997.
- (3) 佐々木実, 小林義光, 堀康郎, “外乱オブザーバを用いた柔軟物体の磁気浮上搬送”, 日本 AEM 学会誌, Vol.10, No.4, pp.413-420, 2002.
- (4) 押野谷康雄, 石橋一久, 関原孝宣, “磁気浮上鋼板の水平一軸方向非接触位置決め手制御 (剛体鋼板に対する基礎的検討)”, 日本 AEM 学会誌, Vol.10, No.2, pp.200-207, 2002.
- (5) 井上剛志, 石田幸男, 井上雄介, “剛体構造物の磁気浮上搬送系の動特性解析”, 日本機械学会論文集 (C編), Vol.71, No.710, pp.2875-2882, 2005.
- (6) 西野敏正, 加藤典彦, 津田尚明, ZUNAIDI Ibrahim, 野村由司彦, “4極の電磁石による3次元磁気浮上制御”, 日本機械学会論文集 (C編), Vol.71, No.706, pp.1920-1926, 2005.
- (7) 宮崎博行, 大路貴久, 飴井賢治, 作井正昭, “三次元磁気浮上移動装置の定式化と動作試験”, 日本磁気学会誌, Vol.34, No.3, pp.395-400, 2010.
- (8) Khamesee M.B., Shameli S.E., ”Regulation Technique for a Large Gap Magnetic Field for 3D Non-Contact Manipulation”, Elsevier Journal of Mechatronics, pp. 1073-1087, 2005-11.
- (9) Ewoud van West, Akio Yamamoto, and Toshiro Higuchi, ”Automatic Object Release in Magnetic and Electrostatic Levitation Systems,” Precision Engineering, Vol.33, No.3, pp. 217-228, 2009.

- (10) 森下明平, “磁気浮上搬送装置”, 計測と制御, Vol. 38, No. 2, pp. 109-111, 1999.
- (11) M. Morishita, T. Azukizawa, S. Kanda, N. Tamura, and T. Yokoyama, “A New Maglev System for Magnetically Levitated Carrier System,” IEEE Trans. Vehicular Technology, Vol. 38, No. 4, pp. 230-236, 1989.
- (12) 日本機械学会編, “磁気軸受の基礎と応用”, 養賢堂, 1995.
- (13) 電気学会磁気浮上応用技術専門委員会(編), “磁気浮上と磁気軸受”, コロナ社, 1993.
- (14) 木村義孝, 竹中由宏, 佐々木実, 小林義光, “塗装システム”, 特許公開2002-140116, 2002-05-17.
- (15) D. Vischer and H. Bleuler, “A New Approach Sensorless and Voltage Controlled AMBs Based on Network Theory Concepts,” Proc. of 2nd International Symposium on Magnetic Bearing, pp. 301-306, 1990.
- (16) D. Vischer and H. Bleuler, “Self-Sensing Active Magnetic Levitation,” IEEE Trans. Mag., Vol. 29, No. 2, pp. 1276-1281, 1993.
- (17) 水野毅, ハネス ブロイレル, 田中博昭, 橋本秀紀, 原島文雄, 上山拓知, “変位センサレス磁気軸受の実用化に関する研究”, 電気学会論文誌(D編), Vol. 116, No. 1, pp. 35-40, 1996.
- (18) T. Mizuno and H. Bleuler, “Self-Sensing Magnetic Bearing Control System Design using the Geometric Approach,” Control Eng. Practice, Vol. 3, No. 7, pp. 925-932, 1995.
- (19) T. Mizuno, K. Araki, and H. Bleuler, “Stability Analysis of Self-Sensing Magnetic Bearing Controllers,” IEEE Trans. Control System Technology, Vol. 4, No. 5, pp. 572-579, 1996.
- (20) 原辰次, “制御系における零点”, 計測と制御, Vol. 29, No. 9, pp. 44-52, 1990.
- (21) J. C. Doyle, “Robustness with Observer,” IEEE Trans. Automatic Control, Vol. 24, No. 4, pp. 607-611, 1979.
- (22) 小林義光, 奥川雅之, “電磁石を用いたオブザーバ理論による磁気浮上システムの設計に関する研究”, 日本機械学会東海学生会第28回学生員卒業研究発表講演会講演前刷集, pp. 143-144, 1997.

- (23) 小林義光, 奥川雅之, “自己検出磁気浮上システムによる非接触把持制御”, ROBOMECH'97, Vol. A, pp. 461-462, 1997.
- (24) 小岩井一茂, 小林義光, 奥川雅之“状態推定器を用いた非接触把持制御”, ROBOMECH'98, 1CIII2-1, 1998.
- (25) Jianzhong Mai, 榎木洋, Jingwu Yao, 杉本末雄, “部分空間法による状態フィードバックシステム同定”, 第41回システム制御情報学会研究発表講演会講演論文集, pp. 5-6, 1997.
- (26) 小林義光, 奥川雅之, “電磁石を用いたスマートセンシング”, 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 1999 講演論文集, pp.281-284, 1999.
- (27) 佐伯正美, “指定した回復度を満たす Loop Transfer Recovery 設計法”, 計測と制御, Vol. 25, No. 6, pp. 667-674, 1989.
- (28) 小林義光, 奥川雅之, “スマート非接触把持制御系の設計とその問題点”, 第8回 MAGDA コンファレンス講演論文集, pp.100-101, 1999.
- (29) 細田浩, 後藤貴裕, 千葉明, 深尾正, “速度推定オブザーバを用いた磁気支持系の外乱やパラメータ変動に対する影響”, 第9回電磁力関連のダイナミックスシンポジウム講演論文集, pp. 567-572, 1997.
- (30) D. Zlatnik and A. Traxler, ”Cost-effective Implementation of Active Magnetic Bearing,” Proc. of 2nd International Symposium on Magnetic Bearing, pp. 229-235, 1990.
- (31) H. Bleuler, D. Vischer, G. Schweitzer, and A. Traxler, ”New Concepts for Cost-effective Magnetic Bearing Control,” Automatica, Vol. 30, No. 5, pp. 871-876, 1994.
- (32) 栗田裕, “電磁石による変位センサレス制御”, 日本機械学会論文集 (C編), Vol. 58, No. 556, pp. 77-82, 1992.
- (33) 井上剛志, 平山雅己, 小林真子, 高木賢太郎, “磁気浮上搬送のためのホール素子を用いた2自由度位置推定”, 日本機械学会論文集 (C編), Vol.75, No.760, pp.196-203, 2009.
- (34) 小林義光, 佐々木実, 奥川雅之, 堀康郎, “電流と磁束を用いた磁気浮上の変位センサレス制御”, 第12回電磁力関連のダイナミックスシンポジウム講演論文集, pp. 387-392, 2000.

- (35) Y. Kobayashi, M. Sasaki, M. Okugawa, Y. Hori, and Y. Takenaka, "Position-Sensorless Control of Magnetic Levitation using Current Magnetic Flux," MOVIC 2000, Vol. 1, pp. 317-322, 2000.
- (36) 佐々木実, 小林義光, 奥川雅之, 堀康郎, 竹中由宏, "電流と磁束を用いた磁気浮上系の外乱補償", 日本AEM学会誌, Vol.9, No.3, pp.349-357, 2001.
- (37) Active electromagnetic levitation control of a flexible beam by using disturbance observer, Minoru Sasaki, Yoshimitsu Kobayashi, Yasuro Hori and Fumio Fujisawa, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, Vol.18, pp.81-92, 2003.
- (38) 小林義光, "電流と磁束を用いた磁気浮上系の制御", 岐阜大学修士論文, 2001.
- (39) 小林義光, 佐々木実, 奥川雅之, 本林辰弥, "磁気浮上搬送の振れ止め制御における位置推定", 第52回自動制御連合講演会論文集 CD-ROM, E4-2, 2009.
- (40) 小林義光, 高木健太, 佐々木実, 奥川雅之, "磁気浮上搬送のためのオブザーバによる2次元位置推定", 第22回「電磁力関連のダイナミクス」シンポジウム講演論文集, 講演番号 20B2-5, 356-361, 2010.
- (41) 小林義光, 佐々木実, 加藤大地, "電流と磁束を用いた電磁石駆動式ロボットハンドの位置・把持力推定", 第19回MAGDAカンファレンス講演論文集, 講演番号 PS1-MA7, 311-316, 2010.
- (42) 小林義光, 高木健太, 佐々木実, 奥川雅之, "磁気浮上搬送のためのオブザーバによる2次元位置推定", 日本機械学会論文集 (C編), Vol. 76, No. 772, pp. 3504-3511, 2010.
- (43) 小林義光, 佐々木実, 加藤大地, "電流と磁束を用いた電磁石駆動式ロボットハンドの位置・把持力推定", 日本AEM学会誌, Vol.19, No.2, 2011.
- (44) 小林義光, 寺井陽子, 佐々木実, "オブザーバを用いた磁気浮上系の3次元位置推定の実現", 日本機械学会ロボティクス・メカトロニクス講演会2012講演論文集 DVD-ROM, 1A1-J05, 2012.
- (45) 小林義光, 寺井陽子, 佐々木実, "磁気浮上系の3次元位置推定を用いた水平制振制御の実現", 第13回計測自動制御学会システムインテグレーション部門講演会講演論文集, 講演番号 2H2-7, pp.1548-1553, 2012.

- (46) Yoshimitsu Kobayashi, Yoko Terai and Minoru Sasaki, "Vibration Control of Active Electromagnetic Levitation System with Three-Dimensional Position Estimation by Current and Magnetic Flux," 13th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS2013), No. TB01-4, 2013.
- (47) 美多勉, 金井隆, "トロリーの最大速度に注目したクレーンの最適運転法", 計測自動制御学会論文集, Vol.15, No.6, pp.833-838, 1979.
- (48) 矢野賢一, 小黑直樹, 寺嶋一彦, "時間, 周波数仕様を考慮したハイブリッド整形法による制振起動制御", 計測自動制御学会論文集, Vol.37, No.5, pp.403-410, 2001.
- (49) 村上新, 池田隆, "加速度入力による天井クレーンの制振位置決め制御", 日本機械学会 Dynamics and Design Conference 2006 CD-ROM 論文集, 講演番号 128, 2006.
- (50) Huimin Ouyang, N. Uchiyama, S. Sano, "Residual vibration suppression conditions for mechanical system motion using simple trajectory," System Integration (SII), 2011 IEEE/SICE International Symposium on, pp. 1067-1071, 2011
- (51) 野波健蔵, 西村秀和, 平田光男, "MATLABによる制御系設計", 東京電機大学出版, 1998.
- (52) 柳井法貴, 山本元司, 毛利彰, "逆動力学計算に基づくクレーンのフィードバック制御", 計測自動制御学会論文集, Vol.37, No.11, pp.1048-1055, 2001.
- (53) 矢野賢一, 山田昌弘, 寺嶋一彦, "位置決めと振れ止めを同時考慮した旋回クレーンのオペレータ支援システムの開発", 計測自動制御学会論文集, Vol.42, No.10, pp.1158-1167, 2006.
- (54) 原進, "柔軟構造物のサーボ位置決め制御のための目標軌道生成手法", 日本機械学会論文集 (C編), Vol. 66, No. 649, pp. 3085-3092, 2000.
- (55) 奥田幸治, 久原和征, 佐々木実, 藤澤二三夫, "2自由度制御系を用いたフレキシブルアームの力制御", 日本機械学会論文集 (C編), Vol. 64, No. 620, pp. 1382-1389, 1998.
- (56) 藤崎泰正, 池田雅夫, "2自由度積分型最適サーボ系の構成", 計測自動制御学会論文集, Vol.27, No.8, pp.907-914, 1991.
- (57) 小林義光, 亀山頌太, 佐々木実, "2自由度積分型最適サーボ系を用いた磁気浮上搬送制御の実現", 日本機械学会ロボティクス・メカトロニクス講演会 2012 講演論文集 DVD-ROM, 2A1-G08, 2012.

-
- (58) 小林義光, 亀山頌太, 佐々木実, “2自由度積分型最適サーボ系を用いた磁気浮上搬送制御の実現”, 日本機械学会論文集 (C編), Vol. 79, No. 804, pp. 2673-2683, 2013.
- (59) 足立修一, “MATLABによる制御のためのシステム同定“, 東京電機大学出版, 1996.
- (60) D.G.Luenberger, ”An Introduction to Observers,” IEEE Trans. Contr., Vol.AC-11, pp.596-602, Dec.1971.
- (61) D.G.Luenberger, ”Observing the State of Linear System,” IEEE Trans. Mil., Electron., Vol.MIL-8, pp.74-80, Apr.1964.
- (62) 旭化成エレクトロニクス株式会社, ”ホール素子 HG-106A データシート”, <http://www.akm.com/akm/jp/file/datasheet/HG-106A.pdf> (2014年4月19日参照).
- (63) Mehrtash M., Khamesee M.B., Shamel S.E., ”Micro-Domain Force Estimation Using Hall-Effect Sensors for a Magnetic Microrobotic Station”, Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing Vol.7, No.1, pp.2-14, 2013.
- (64) Jinha Lee, Rehmi Post, and Hiroshi Ishii, ”ZeroN: mid-air tangible interaction enabled by computer controlled magnetic levitation, ” In Proceedings of the 24th annual ACM UIST '11. ACM, New York, NY, USA, pp.327-336, 2011.

謝辞

本論文をまとめるにあたり，多大なるご指導を賜りました岐阜大学工学部機械工学科の佐々木実教授に謹んで深く感謝の意を表します．また，本論文審査およびご助言を賜りました同学科の川崎晴久教授，山田宏尚教授，伊藤聡准教授に謹んで感謝の意を表します．

本研究を進めるにあたり，各方面で多大なるご支援ならびにご助言を賜りました愛知工業大学工学部機械学科の奥川雅之准教授に深く感謝の意を表します．また，岐阜工業高等専門学校電子制御工学科教員の皆様には，本研究の遂行にあたり，校務分掌等について格別の配慮をいただくなど多大なる援助をいただき，厚くお礼申し上げます．さらに，岐阜工業高等専門学校電子制御工学科の小林研究室の研究生ならびに卒業生諸氏には，夜遅くまで一緒に研究を進めてくれたなど，研究の遂行に協力いただき，深く感謝いたします．

本研究は，(財)越山科学技術振興財団研究助成（平成20～21年度）ならびに科学研究費補助金（若手研究(B)：23760396，平成23～25年度）の援助を受けて行われたことを付記し，研究に専念できる機会を与えて下さった関係各位に謝意を表します．

最後に，これまで心の支えとなってくれた妻，息子，両親に深く感謝します．