

論文 / 著書情報
Article / Book Information

題目(和文)	磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御方式の研究
Title(English)	
著者(和文)	山口高司
Author(English)	
出典(和文)	学位:博士(工学), 学位授与機関:東京工業大学, 報告番号:乙第3217号, 授与年月日:1998年9月30日, 学位の種別:論文博士, 審査員:
Citation(English)	Degree:Doctor (Engineering), Conferring organization: Tokyo Institute of Technology, Report number:乙第3217号, Conferred date:1998/9/30, Degree Type:Thesis doctor, Examiner:
学位種別(和文)	博士論文
Type(English)	Doctoral Thesis

磁気ディスク装置
ヘッド位置決め制御方式の研究

山口 高司

目 次

1. 序論	1
1.1 研究の背景と目的	1
1.2 本論文の構成	7
2. 磁気ディスク装置ヘッド位置決め系	9
2.1 はじめに	9
2.2 磁気ディスク装置	9
2.3 磁気ディスク装置位置決め系の構造	10
2.3.1 機構系	10
2.3.2 位置検出系	13
2.3.3 回路系	17
2.4 モデルの検証	19
2.5 まとめ	21
3. 高速・高精度位置決め制御方式	25
3.1 はじめに	25
3.2 磁気ディスク装置におけるモード切り換え型制御系の構造	26
3.3 高速移動のためのシークモードの設計	27
3.3.1 速度制御系による設計	27
3.3.2 位置制御系による設計	33
3.4 高精度位置決めのためのフォロイングモードの設計	39
3.4.1 H_∞ 制御の概要と磁気ディスク装置への適用の意義	39
3.4.2 混合感度問題を用いた設計	41
3.5 ゲイン同定と補正方式	48
3.6 モード切り換えの設計と初期値補償制御方式	52
3.6.1 モード切り換え型制御系の従来の研究	52
3.6.2 モード切り換え型制御系の設計と初期値補償制御	55
3.7 まとめ	57
4. 評価関数最小化手法を用いた初期値補償制御方式	59
4.1 はじめに	59
4.2 基本設計	59
4.3 シミュレーション	61
4.4 実験結果	69
4.5 まとめ	73

5. 極・零点相殺手法を用いた初期値補償制御方式	74
5.1 はじめに	74
5.2 基本設計	74
5.3 シミュレーション	77
5.3.1 理想状態でのシミュレーション	77
5.3.2 モデル誤差の影響と近似モデルによる設計	79
5.4 実験結果	82
5.4.1 詳細設計	82
5.4.2 実験結果	85
5.5 まとめ	87
 6. セtringモードを用いた初期値補償制御方式	88
6.1 はじめに	88
6.2 セtringモードの設計	88
6.3 シミュレーション	90
6.4 実験結果	92
6.5 まとめ	94
 7. 付加入力による初期値補償制御方式	95
7.1 はじめに	95
7.2 基本設計	95
7.3 シミュレーション	98
7.3.1 詳細設計	98
7.3.2 シミュレーション	100
7.4 実験結果	103
7.5 まとめ	108
 8. モード切り換え手法の設計	109
8.1 はじめに	109
8.2 モード切り換え手法の設計	109
8.3 シミュレーション	112
8.4 実験結果	120
8.5 総合評価実験	123
8.6 まとめ	125
 9. 結論	127

謝辭	130
参考文献	131
研究業績	136

図 表 一 覧

図 1.1	高速・高精度位置決め制御方式の分類	2
図 1.2	磁気ディスク装置制御系の開発経緯	4
図 1.3	本研究の流れ	8
図 2.1	磁気ディスク装置の外観図	10
図 2.2	磁気ディスク装置ヘッド位置決め系の基本構成図	11
図 2.3	機構部の周波数特性	12
図 2.4	パワーアンプ及びVCMのブロック線図	13
図 2.5	磁気ディスク装置の位置検出方式	15
図 2.6	位置信号の構造及び出力波形	16
図 2.7	実験装置の構成	20
図 2.8	一巡伝達特性の比較	22
図 2.9	感度特性の比較	23
図 2.10	相補感度特性の比較	24
図 3.1	モード切り換え型制御系の基本ブロック線図	26
図 3.2	モード切り換え型制御系の応答例	26
図 3.3	シークモード（速度制御系）のブロック線図	27
図 3.4	シークモードにおける目標速度、目標加速度軌道波形	28
図 3.5	各種速度検出方式の周波数特性による特性比較	31
図 3.6	実験装置の構成	31
図 3.7	速度検出法の比較実験 (アナログ速度信号フィードバック状態での速度検出比較)	32
図 3.8	速度検出法の比較実験 (速度制御系を構成したときの応答比較)	32
図 3.9	シークモード（2自由度位置制御系）のブロック線図	33
図 3.10	拡大系のブロック線図	34
図 3.11	参照入力と参照軌道	35
図 3.12	実験装置の構成	36
図 3.13	1トラックシークの応答波形	36
図 3.14	800トラックシークの応答波形	38
表 3.1	シーク時間の比較	38
図 3.15	ゲイン+10%変動時の800トラックシークの応答波形	38
図 3.16	ゲイン-10%変動時の800トラックシークの応答波形	39
図 3.17	一般化プラントのブロック線図	42
図 3.18	磁気ディスク装置位置決め系のブロック線図	42
図 3.19	制御対象のノミナルモデル及び変動最大値の周波数特性	42

図 3.20 制御対象の変動モデルと重み関数 w_2 の周波数特性	43
図 3.21 コントローラの周波数特性 (シミュレーション)	45
図 3.22 フォロイングモードの感度特性, 相補感度特性及び重み関数の 逆特性の周波数特性	46
図 3.23 コントローラの周波数特性 (実験結果)	46
図 3.24 一巡伝達特性の周波数特性 (実験結果)	47
図 3.25 相補感度特性の周波数特性 (実験結果)	47
図 3.26 感度特性の周波数特性 (実験結果)	47
図 3.27 磁気ディスク装置フォロイング制御系のゲインのばらつき	48
図 3.28 ゲイン同定・補正手法のブロック線図	51
図 3.29 ゲイン推定の応答波形	51
図 3.30 推定ゲインの度数分布	52
図 3.31 ゲイン同定・補正方式によるヘッド切り換え時間の短縮効果	52
図 4.1 シミュレーション用フォロイングモードのブロック線図	62
図 4.2 一巡伝達特性の周波数特性	62
図 4.3 初期値補償有無の過渡応答比較 (シミュレーション) ($\text{pos}(0)=5\text{ }\mu\text{m}$, $\text{vel}(0)=-5\text{ mm/s}$)	64
図 4.4 重み係数比 $\gamma=0$ のときの時間応答と極・零点の関係 (シミュレーション)	65
図 4.5 重み係数比 $\gamma=1.0\text{e-}6$ のときの時間応答と極・零点の関係 (シミュレーション)	66
図 4.6 重み係数比 $\gamma=1.55\text{e-}7$ のときの時間応答と極・零点の関係 (シミュレーション)	67
図 4.7 修正後の時間応答と極・零点の関係 $\gamma=1.55\text{e-}7$, $C=0.9779$ (シミュレーション)	68
図 4.8 実験装置の構成	70
図 4.9 コントローラの周波数特性	70
図 4.10 初期値補償有無の応答波形 (実験結果)	71
図 4.11 1/3 フルトラックシーク時の応答波形 (実験結果)	72
図 5.1 フォロイングモードのブロック線図	77
図 5.2 コントローラの周波数特性	78
図 5.3 一巡伝達特性の周波数特性	78
図 5.4 極・零点相殺手法による応答波形 (シミュレーション)	79
図 5.5 現実に近いフォロイングモードのブロック線図	80
図 5.6 一巡伝達特性の周波数特性	81
図 5.7 極・零点相殺手法による応答波形 (シミュレーション)	82
図 5.8 実験装置の構成	83

図 5.9	初期値補償有無の場合の応答波形（実験結果）	86
図 5.10	検出誤差がある場合の応答波形例（実験結果）	86
図 6.1	セトリングモードのブロック線図	89
図 6.2	コントローラの周波数特性	91
図 6.3	一巡伝達特性の周波数特性	91
図 6.4	極・零点相殺による応答波形（シミュレーション）	92
図 6.5	初期値補償有無の場合の応答波形（実験結果）	93
図 6.6	1/3 フルトラックシーク時の応答波形（実験結果）	94
図 7.1	実験装置の構成	99
図 7.2	付加入力による初期値補償制御のブロック線図	99
図 7.3	時間応答（シミュレーション）	101
図 7.4	位相平面状の軌跡（シミュレーション）	101
図 7.5	付加入力信号の波形（シミュレーション）	102
図 7.6	ループゲイン変動時の応答波形（シミュレーション）	102
図 7.7	初期値補償なしの応答波形	104
図 7.8	極・零点相殺による初期値補償の応答波形	104
図 7.9	付加入力による初期値補償の応答波形	106
図 7.10	付加入力による初期値補償の応答波形（機構振動の影響評価）	107
図 7.11	セトリングモードを有する場合の初期値補償の応答波形	107
図 8.1	実験装置の構成	113
図 8.2	一巡伝達特性の周波数特性	113
図 8.3	切り換え条件を変えたときの過渡応答波形	114
図 8.4	最適切り換え条件のときの応答波形	115
図 8.5	切り換え曲面	116
図 8.6	準最適切り換え直線	117
図 8.7	準最適切り換え条件のときの応答波形	117
図 8.8	切り換え条件変動の影響比較	118
図 8.9	準最適条件での切り換え時の速度，加速度の違いによる応答比較	120
図 8.10	切り換え条件による過渡応答波形の比較	121
図 8.11	切り換え条件による電流波形の比較	122
図 8.12	移動距離別の応答波形	124
図 8.13	準最適切り換え条件有無での応答波形の比較	125

第1章

序論

1.1 研究の背景と目的

本研究では、磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系を主な対象として、複数の制御モードを切り換えて高速・高精度な位置決め制御を行う方式の提案を行う。特にモード切り換え後の過渡応答を改善するための制御方式を提案する。

磁気ディスク装置、CD-ROMやMOなどの光ディスク装置、及び半導体製造装置の位置決め用いられるXYテーブルなどは、制御対象物を目的の位置に移動、位置決めし、そこで必要な作業を行う。例えば磁気ディスク装置では、磁気ヘッドを回転しているディスク上の目的のトラックに移動させ、そのトラックに位置決め、追従しながらデータの記録又は再生という作業を行っている。同様に光ディスク装置では光ピックアップと呼ばれる検出素子を移動、位置決めしてデータの記録再生を行っている。また半導体製造装置の1つである縮小投影露光装置のXYテーブルにおいても、テーブルの移動、位置決めによりテーブル上のウエハを露光レンズの焦点位置に移動、固定し、マスクの回路パターンをウエハに焼き付けるという作業を行っている。

これらの装置に要求される共通な課題は、磁気ヘッドなどの制御対象物を高速に目的の位置に移動し、かつ高精度に位置決めをすることである。移動時には、制御対象物をできるだけ短い時間で目標位置に到達させるような制御が要求され、また位置決め時には、制御対象物を高精度に位置決めするような制御が要求される。たとえば磁気ディスク装置では、8 mmを移動するときの最大加速度は約 1000 m/s^2 、最高速度は 2.5 m/s を必要とし、8 ms程度で移動を行う。また位置決め時は、デジタル磁気記録における記録再生特性の要求から決められる位置決め精度を維持しなければならず、必要とされる位置決め精度は $0.1\sim0.2 \text{ }\mu\text{m}$ 程度である。移動時の制御は、現在ではアクチュエータに電流を供給するパワーアンプを飽和させて、能力を最大限に使う制御方式が主に用いられている。また位置決め時の制御は、外乱や特性変動などの条件下で目標位置に位置決め、または追従しつづけるようなロバストな制御が要求される。なお、磁気ディスク装置と光ディスク装置は、目標移動距離が数 μm から数十mmまで連続的に変化するため、移動、位置決め動作をより複雑にしている。

以上のように高速かつ高精度な移動、位置決め動作を要求される装置において用いられるサーボ制御系は、高速移動と高精度位置決めという2つの異なった目的をもたなければならない。実際に製品では、移動時間と位置決め精度との両方の仕様が設定されるため、これらを満足するサーボ制御系を設計しなければならない。これを実現するための制御方式は図1.1に示すように、従来より大きく2つの考え方に分類されている。第1は、高速移動時の制御系と高精度位置決め時の制御系をそれぞれ独立に設計し、それらのある条件で切り換える方式である。これにはアクチュエータ、センサを含む制御系全体を複数用意してこれを切り換えるいわゆる粗微動分離機構方式や、1つのアクチュエータ、センサを用いて制御アルゴリズムのみを切り換える方式がある。第2は、単一の機構及び制御系で実現するもので、ある非線形関数を用いて、目標までの位置偏差量に応じて連続的に移動用の制御系から位置決め用の制御系に特性を変化させる方式である。第1の考え方は、それぞれの制御系を独立に設計できるため、設計の自由度が高くかつ各制御系は通常の種々の制御理論にのっとった設計が可能である。しかし、制御系を切り換えるという動作が必要であり、切り換え方式の設計が課題である。一方、第2の考え方は、単一の制御系自体の設計が課題である。従来より、磁気ディスク装置、光ディスク装置、及びXYテーブルなどの製品では第1の考え方にのっとった制御手法が多く用いられてきた。

そこで本研究では、実用上多く用いられている第1の考え方のうちアクチュエータなどの機構部分は切り換えずに制御アルゴリズムのみを切り換えるサーボ制御方式を対象とし、この設計手法を提案、確立すること、及びこの手法により製品性能の向上に貢献することを目的とする。

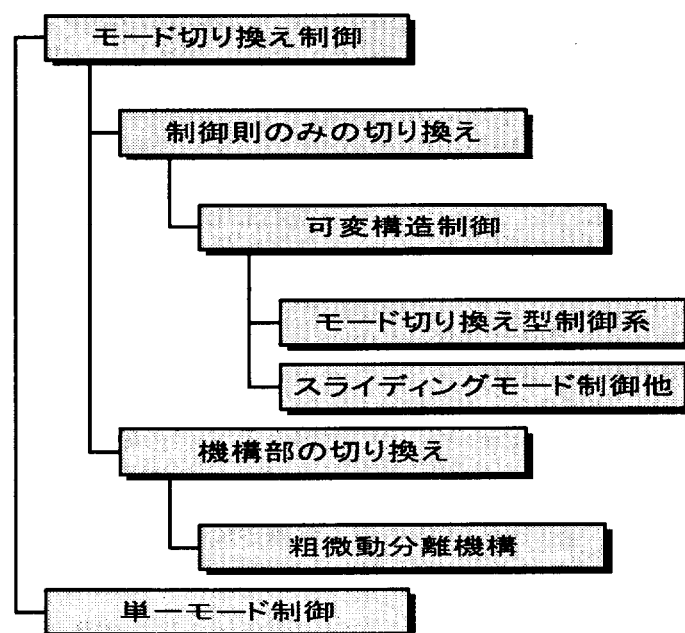


図1.1 高速・高精度位置決め制御方式の分類

本研究の目的をより具体的に述べる。複数の制御系（以後個々の制御系を制御モードと呼ぶ）を切り換える方式は、広義には可変構造制御系と呼ばれ多くの方式がある。切り換え動作そのものに着目すると大きく2つの方式に分類される。第1の方式は、制御モードを仮にA、B、Cとしたとき、1回の制御動作、すなわち上位の制御装置からサーボ制御系に命令が与えられてから、サーボ制御系がその命令を終了したことを上位の制御装置に報告するまでは、AからB、BからC、のように1方向の切り換えしか行わない方式である。第2の方式は、より一般的に2つ以上の制御モードの間を行き来するように切り換える方式である^{1) 2)}。

磁気ディスク装置など高速に移動し、その後高精度に位置決めするといった動作を行う制御系は、通常1方向の切り換え、すなわち移動制御モードから位置決め制御モードへの切り換えしか行わない。これらの製品では、仮に目標値を大きく行き過ぎるような誤動作が生じた場合でも、位置決め制御モードから移動制御モードに再び切り換えることはせずに、誤動作であることを上位の制御装置に知らせて別の異常処理を行うことが一般的である。したがって、本研究では第1の切り換え方式を対象とし、これに対応した制御方式の提案を行う。

なお、このような1方向のみの切り換えを有する制御系をここでは「モード切り換え型制御系 (mode switching control)」と呼ぶこととする。また、磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系では、高速に移動する制御モードをシークモード (seek mode)、高精度に位置決めする制御モードをフォロ잉モード (following mode または track-following mode) と呼んでいるので、以後説明の簡便さのためのこの用語を用いることとする。

次に、本研究対象である磁気ディスク装置位置決め制御系と、モード切り換え型制御系の従来の研究を概観し、本研究の位置付けを明確にする。

まず磁気ディスク装置位置決め制御系について概観する。図 1.2 に制御技術の開発経緯を示す。位置決め制御系は、大きく分類してヘッドを移動させるシークモードと、ヘッドを位置決めさせるフォロ잉モードがある。

まずシークモードであるが、これは高速化が追求されるので移動時間を短くするような設計手法が研究されている。まずモード切り換え型制御系のシークモードに関しては、速度制御系として実現する場合と位置制御系として実現する場合がある。速度制御系で目標位置までの残距離に応じて目標速度軌道を発生させる方式に関して、Oswald(1974)³⁾、三矢(1977)⁴⁾、Commander(1980)⁵⁾、Shimonou(1980)⁶⁾、Espy(1983)⁷⁾などの代表的な研究がある。他にファジィ制御により時間管理で切り換える方式に吉田(1990)⁸⁾の研究がある。一方、位置制御系で実現する方式として、パラメータの異なる2種類のスライディングモード制御の切り換え方式 Chang(1991)⁹⁾、Proximate Time Optimal Servo とスライディングモード制御の切り換え方式 Weerasooriya(1993)¹⁰⁾、Time Optimal Servo とレギュレータの切り換え方式

Patten(1995)¹¹⁾がある。シークモードとフォロイングモードの間にセトリングモードを設け、これに有限整定制御方式を適用した長岡(1989)¹²⁾、陳(1993)¹³⁾の研究がある。また、短い移動距離の位置制御系に関しては宍田(1992)¹⁴⁾、Shishida(1993)¹⁵⁾の2自由度制御方式の研究がある。

また、モード切り換えを行わない単一モード制御に関しては、Workman(1987)¹⁶⁾、Stich(1987)¹⁷⁾、Lee(1993)¹⁸⁾、Pao(1994)¹⁹⁾らの Proximate Time Optimal Servo、石川(1993, 1994, 1995, 1996)^{20) 21) 22) 23)}、Ishikawa(1996)²⁴⁾、谷津(1995)²⁵⁾らのモデル追従型2自由度制御の研究がある。

目標軌道の設計に関する研究に関しては、操作量最小化の軌道設計として Cooper(1988)²⁶⁾、Mizoshita(1981)²⁷⁾の研究、ジャーク（加々速度）最小化の軌道設計として Hasegawa(1990)²⁸⁾、Miu(1991)²⁹⁾、溝下(1991)^{30) 31)}、Mizoshita(1996)³²⁾の研究がある。

次にフォロイングモードであるが、これは位置決め精度が追求されるので、追従特性や感度特性などを設計指標とした設計手法が研究されている。古典制御理論を用いた位相補償設計に関しては Oswald(1974)³⁾、三矢(1977)⁴⁾、Commander(1980)⁵⁾、高波(1982)³³⁾、Espy(1983)⁷⁾らの研究があり、現代制御理論を用いた研究には、Mizoshita(1981)²⁷⁾の積分器を含む状態フィードバック制御、Workman(1987)¹⁶⁾、Stich(1987)¹⁷⁾の状態推定器を用いたフィードバック制御、富田(1976)³⁴⁾のカルマンフィルタを用いた制御などが見られる。

ロバスト安定性を確保した範囲で感度特性を最適にするための手法として H_∞ 制御理論を用いた混合感度問題などが知られているが、磁気ディスク装置への適用も平田(1992,1993,1993)^{35) 36) 38)}、Hirata(1993)³⁷⁾、T. Chiu(1993)³⁹⁾、J.Yen(1993)⁴⁰⁾、Kempf(1994)⁴¹⁾、斎藤(1994)⁴²⁾、高倉(1993, 1997)^{43) 44)}、山田(1995)⁴⁵⁾、奥山(1994)⁴⁶⁾らによってなされている。

1970	1980	1990
← アナログ制御	→ デジタル制御 →	
モード切り換え型制御 モード切り換え時の設計 (初期値設定)	目標軌道設計 初期値補償制御 単一モード制御 PTOS	モデル追従型制御
	LQG制御	繰り返し・学習制御 H_∞ 制御 適応制御 外乱オブザーバ

図1.2 磁気ディスク装置制御系の開発経緯

この他に Hanselmann(1988)⁴⁷⁾, Weerasooriya(1995)⁴⁸⁾らの LQG/LTR の適用, H₂ ノルム設計問題を適用した研究がなされている。

また, 磁気ディスク装置の位置決め制御系は, ディスク上に書き込まれたデータトラックとヘッドとの相対変位を小さくすることが目的であるから, ディスクの振動は一種の外乱である。たとえば偏心などのディスクの回転数に比例した外乱がある。このような特定の周波数成分に着目してこれを抑圧するための制御系の研究として, Chew(1990)⁴⁹⁾, 浜田(1993,1994,1995)^{50) 51) 52)}, Hamada(1996)⁵³⁾, 長谷川(1995)⁵⁴⁾の繰り返し制御や学習制御, Sidman(1991)⁵⁵⁾の適応制御を用いた外乱の同定と補正制御などが検討されている。磁気ディスク装置ではディスクの回転に同期した外乱と非同期な外乱成分があり, これを低減する制御方式の体系的な研究 (Chiu(1993)³⁹⁾, Kempf(1994)⁴¹⁾) もなされている。このほかに摩擦力などの力外乱を低減する外乱オブザーバの研究 (Weerasooriya(1995)⁴⁸⁾, 斎藤(1995)⁵⁶⁾, 中川(1996)⁵⁷⁾) がなされている。更に, 外部からの衝撃や振動といった外乱を低減する制御方式として, 加速度計を用いたフィードフォワード制御 (Aruga(1990)⁵⁸⁾, Kempf(1994)⁴¹⁾, 北川(1995)⁵⁹⁾, White(1996)⁶⁰⁾) も研究されている。また, ループゲインを同定してこれを補正するようにコントローラのゲインをチューニングする制御方式 (小林(1992)⁶¹⁾, Kobayashi(1993, 1996)^{62) 63)}), シークモードのフィードフォワードループゲインを適応的に調整する方式 (小林(1995)⁶⁴⁾), 及び適応制御器をフォロイングモードに付加した方式 (Horowitz(1991, 1993, 1996, 1996)^{65) 66) 67) 68)}) が知られている。

次に, モード切り換え型制御に関する理論的研究について概観する。

モード切り換え型制御に関する一般的な研究はほとんど見当たらない。本方式は, 広義には可変構造制御の一種であるが, 可変構造制御はほとんどがスライディングモード制御であり, スライディングモード制御を第1議としない可変構造制御は, 筆者の調査した範囲では以下のような文献が散見される程度である。

可変構造PI制御と呼ばれている積分器の接続, 切断を動作中に行う方式 (Itkis(1983)⁶⁹⁾, 安田(1988)⁷⁰⁾), 2次形式評価関数によってゲイン切り換えを行う方式 (吉田(1989)⁷¹⁾), 及び動作状態に応じてLQ制御則を変化させるMulti-Sectional Control (大須賀(1994)⁷²⁾) である。これらはいずれも複数の制御系を互いに行き来するような切り換えを前提としており, ここで定義したモード切り換え型制御系そのものを対象とはしていない。この中で安田の研究は, 切り換え時に積分器の状態変数の再設定を行っている点で本研究と関係があり, 第3章にて紹介する。なお初期時刻にコントローラの状態変数に0でない初期値を与える制御系設計手法は, 従来最適サーボ系における最適性の追求という観点から, 池田(1988)⁷³⁾, 安田(1988,1989)^{74) 75)}, 武田(1984)⁷⁶⁾, 江上(1988,1990)^{77) 78)}の初期値補償の研究が行われている。ところで近年, ハイブリッドシステムとかMultimode systemと呼ばれている離散事象システムの中に連続系システムを含め, 全体を扱うシステム理論が研究され始めている。このシステムは複数のシステムを切り換える構造をも対象としているが, 磁気

ディスク装置などのメカトロニクス製品のサーボ制御系に対する研究はまだほとんどなされていないので、本研究では考慮しない。

次に、応用を主体としたモード切り換え型制御に関しては以下のような研究がなされている。なお以下では、粗微動分離機構の制御に関する従来研究は本研究の対象ではないので含まない。まず磁気ディスク装置の制御系に関しては、Oswald(1974)³⁾、三矢(1977)⁴⁾、中西(1979)⁷⁹⁾、Gardner(1980)⁸⁰⁾、Commander(1980)⁵⁾、水上(1981)⁸¹⁾、Mizoshita(1981)²⁷⁾、高波(1982)³³⁾、長谷川(1987)⁵⁴⁾、清水(1990)⁸²⁾、Sri-Jayantha(1991)⁸³⁾、吉田(1990)⁸⁾、Chang(1991)⁹⁾、Weerasooriya(1993)¹⁰⁾、陳(1993)¹³⁾、Patten(1995)¹¹⁾、山浦(1994, 1994)^{84) 85)}などの論文にモード切り換え型制御系についての記述が見られる。特に、三矢(1977)⁴⁾、高波(1982)³³⁾、中西(1979)⁷⁹⁾、Gardner(1980)⁸⁰⁾、Sri-Jayantha(1991)⁸³⁾、Weerasooriya(1993)¹⁰⁾、山浦(1994)⁸⁵⁾の論文には、モード切り換えの方法に関する記述が見られる。これらの内容は第3章にて紹介するが十分な設計手法にまで至っていない。また中西(1979)⁷⁹⁾、及び特許では杉山(特許公報昭61-49681)、稲田(公開特許公報昭56-114176)、鈴木(公開特許公報平1-138666)が、モード切り換え時に初期値を設定するアイデアの提案を行っている。

次に、光ディスク装置では、小川(1986)⁸⁶⁾がモード切り換え型制御を採用した研究を発表している。また、XYテーブルでは、丸井(1995)⁸⁷⁾、木下(1986)⁸⁸⁾、涌井(1992)⁸⁹⁾、内田(1988)⁹⁰⁾、小林(1987)⁹¹⁾、平井(1987)⁹²⁾らが制御系にモード切り換え型制御を採用している。しかし、これらはいずれも切り換えの条件に関してあまり言及していない。なお沼里(1994)⁹³⁾は、制御対象の特性が慣性領域にある場合の制御系と弾性領域にある場合の制御系を別に設計し、これをある条件で切り換えるモード切り換え型制御の1方式の提案を行っている。この際、切り換え条件として目標値の補正と駆動トルクの連続性を保たせるための積分器の初期値設定を提案している。また鮫島(1989)⁹⁴⁾がリニア直流モータのデュアルモード制御として、最短時間制御理論を適用したシーク制御とアナログ位置制御からなるモード切り換え型制御系について検討している。ただ切り換えそのものに関しては言及していない。

以上のように、磁気ディスク装置などモード切り換えを有する制御系に関しては、従来より多くの研究がなされており、特にデジタルサーボが一般的になってきた1990年以降から文献数が急増してきている。しかしモード切り換え型制御系の「モード切り換え」の設計手法に関して十分に研究されているとは言えない。本研究の中心になる初期値補償制御(本論文ではモード切り換え時に初期値を与えて応答を補償する制御方法を「初期値補償制御(Initial Value Compensation)」と呼ぶ。)は、このような背景から研究開発されたものである。

1.2 本論文の構成

本論文の構成を以下に示す。また、図1.3に本研究の流れを示す。

第2章では、本研究の対象である磁気ディスク装置ヘッド位置決め系の構成及びモデリングについて述べる。

第3章では、磁気ディスク装置モード切り換え型制御系について述べ、次いでシークモード、フォロイングモードの制御方式について概観する。この中で筆者らが研究した2自由度制御による高速シーク制御方式、 H_∞ 制御によるフォロイングモード制御、及びゲイン同定・補正方式の設計について述べる。次いで、モード切り換え型制御方式の1手法である初期値補償制御方式の基本的な考え方について述べる。

第4章から第8章までは、モード切り換え後の過渡応答を改善するために開発した初期値補償制御方式について詳述する。まず第4章では評価関数最小化の手法を用いてモード切り換え時にコントローラの状態変数に初期値を与える初期値補償制御方式について、設計手法、シミュレーション、及び実験による効果を述べる。

第5章では、極・零点相殺手法を用いてモード切り換え時にコントローラの状態変数に初期値を与える初期値補償制御方式について、設計手法、シミュレーション及び実験による効果を述べる。また、制御系モデルに演算時間遅れやフィルタの遅れを考慮した場合の特性解析、モデル誤差や検出誤差の影響解析について述べる。

第6章では、シークモードとフォロイングモードの間にセトリングモードを設けて、これに極・零点相殺手法を用いた初期値補償を行う設計手法について述べる。高速移動用制御モードと高精度位置決め用制御モードの間に、過渡応答用の制御モードを設け、これと初期値補償を組み合わせることにより過渡応答をより改善できることを示す。

第7章では、前3章とは異なり、モード切り換え時にコントローラの出力にインパルス応答列を付加して過渡応答を改善させる付加入力を用いた初期値補償制御方式について、設計手法、シミュレーション、及び実験による効果を述べる。本設計手法は、過渡応答を支配する固有モードを任意に設計できるという特長がある。

第8章では、初期値補償を伴うモード切り換え型制御系におけるモード切り換え条件の最適化手法について述べる。前4章までは任意の切り換え条件において、切り換え後の過渡応答がそれぞれの評価指標の下で最適になるような設計手法を提案してきた。ここでは切り換え条件そのものの最適性を論じる。本最適手法におけるシミュレーション及び実験による効果を述べる。以上で初期値補償制御を伴うモード切り換え型制御系の設計手法が確立されたと言えるので、磁気ディスク装置において総合的な評価を行い、その結果について述べる。

第9章では結論を述べる。

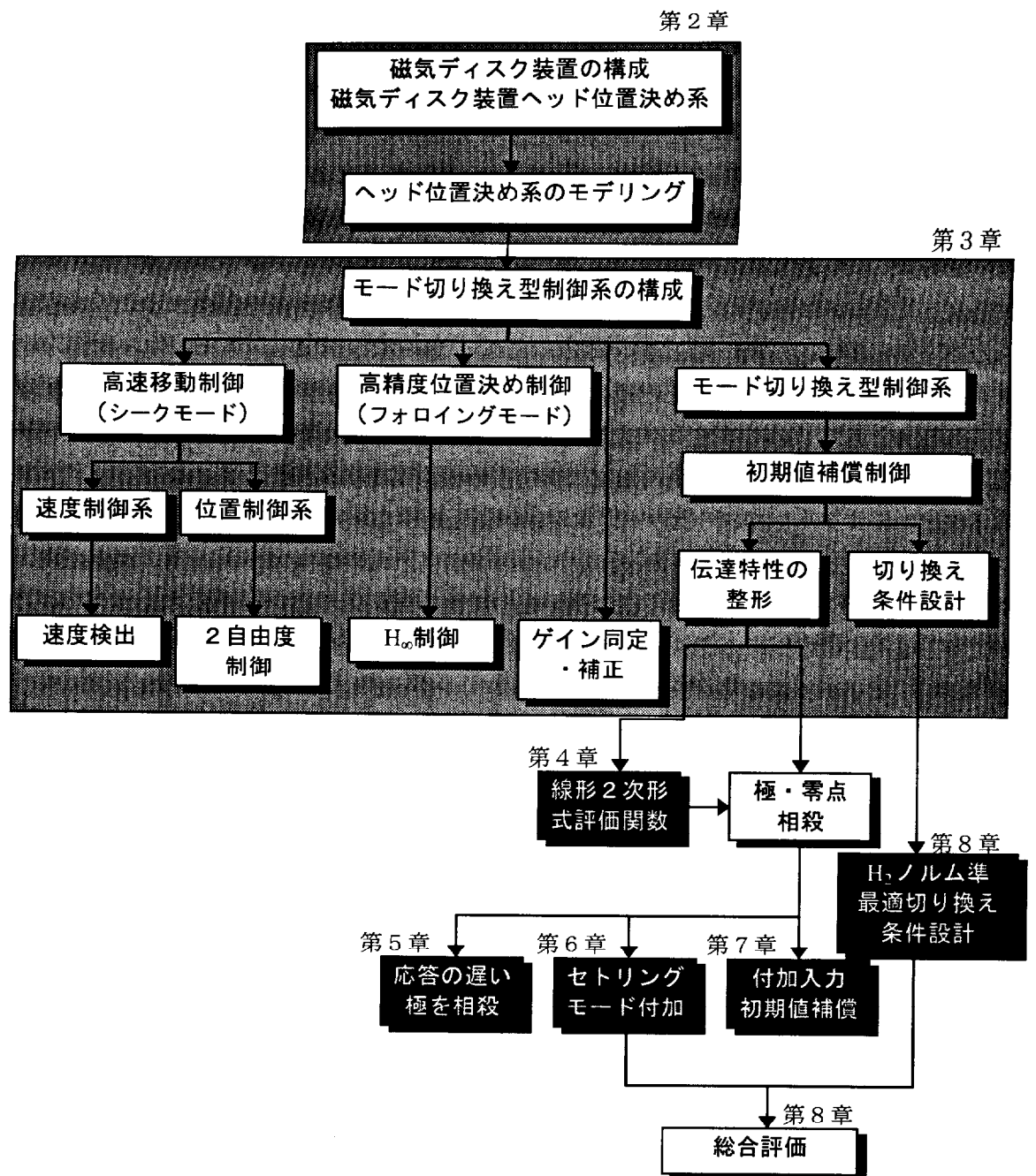


図 1.3 本研究の流れ

第2章

磁気ディスク装置ヘッド位置決め系

2.1 はじめに

本章では，本研究の対象である磁気ディスク装置及びヘッド位置決め系の基本構造ならびにモデリングについて述べる．まず磁気ディスク装置について述べ，次いで磁気ディスク装置ヘッド位置決め系の機構系，位置信号系，及び回路系の構造，特性，及びモデリングについて述べる．そして得られたモデルの妥当性を3.5インチ磁気ディスク装置を用いた実験により検証する．

2.2 磁気ディスク装置

磁気ディスク装置の外観図を図2.1に示す．磁気ディスク装置はコンピュータの外部記憶装置として幅広く用いられている．外部記憶装置は，半導体メモリからなる内部記憶装置と異なり，電源を切った状態でもデータを保存できなければならない．この外部記憶装置には，磁気ディスク装置の他に光ディスク装置，磁気テープ装置などがある．外部記憶装置は，記憶容量の大きさ，ビットコストと呼ばれる単位容量あたりの価格，データ転送速度，データアクセス速度などが主な設計指標であり，用途に応じて装置の種類が選択される．磁気ディスク装置は，データ転送速度，アクセス速度に優れているため，内部記憶装置と直接データの授受を行い，コンピュータの計算処理中にもしばしばアクセスされる．さらに近年の磁気ディスク装置の大容量化に伴い，データのバックアップ保存専用としても用いられるようになってきた．

磁気ディスク装置は，光ディスク装置やフロッピディスク装置と異なり，記憶媒体が可換ではない．しかし，装置そのものの大きさ，及びコンピュータとのデータ転送の仕様，電源電圧などの入出力が決められており，特殊な用途以外はこれらの仕様内で設計することが必要である．大きさの系列はディスクの直径の大きさを表現しており，現在では3.5イ

ンチと2.5インチが主流である。この他に数年前まで主流であった5.25インチ、携帯情報端末などにごく一部使用されている1.8インチの磁気ディスク装置がある。

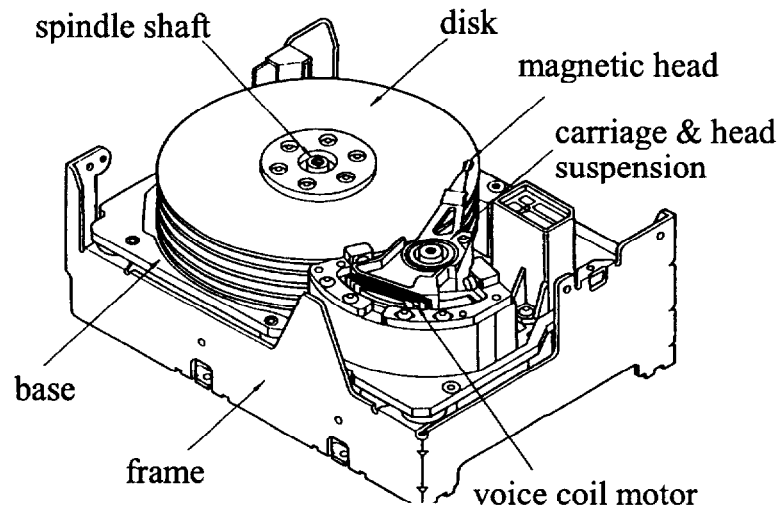


図2.1 磁気ディスク装置の外観図

2.3 磁気ディスク装置位置決め系の構造

2.3.1 機構系

磁気ディスク装置の構成要素は図2.1及び図2.2に示すように、データの記録・再生を行う磁気ヘッド（以下ヘッド）、ヘッドを支持するロードアーム、キャリッジ、及びこれらを駆動するアクチュエータからなる可動部、データが同心円状のトラックに記録されている複数のディスクとこれを回転させるスピンドルモータ、ヘッドの位置決めやディスク回転を制御するコントローラ、データ処理回路、コンピュータとのインタフェース回路、及びベース、カバーからなっている。データの書かれるディスクは複数枚積層され、スピンドルモータにより毎分5,400から高速のもので7,200または12,000で回転している。ヘッドはディスク面に対向するようにスライダ端部に取り付けられ、スライダはジンバルによりロードアームと呼ばれる支持ばねにピヴォット中心に回転自在となるように取り付けられている。ロードアームは、回転中のディスクの面外のうねりや振動に対してヘッドがある一定の間隔を保って追従できるようにディスク面に垂直な方向には剛性が低い。しかし位置決め方向には十分な剛性がとれるように形状などが工夫されている。ロードアームは櫛歯状のキャリッジに全てのヘッドが同一の挙動を行えるよう取り付けられ、このキャリッジはボイスコイルモータ（VCM）によりシャフト中心に揺動する。このような機構は揺

動形と呼ばれる方式で、この他にヘッドが直線運動するような直進形的方式もある。ディスク直径が5.25インチ以下の小型磁気ディスク装置では、体積が小さくまた可動部の等価質量の小さい揺動形が多く用いられている。VCMは永久磁石を対向させて磁界を形成しこれにコイルを挿入して通電することにより推力を得る。

次に、コントローラからの出力は定電流駆動型のパワーアンプに入力され、飽和電圧以下では入力電圧に比例して電流増幅された後、アクチュエータに入力される。アクチュエータは、ボイスコイルモータと呼ばれるコイル可動型のリニアモータであり、電流に比例した推力を発生する。アクチュエータの推力は回転軸まわりのトルクとなってアームと先端のヘッドを駆動する。ここで回転軸からヘッドまでの距離を r 、アーム及びヘッドの回転軸まわりの慣性モーメントを J 、アクチュエータのトルクを T としたとき、等価慣性質量 m 、等価推力 F は次式で定義される。

$$m \equiv \frac{J}{r^2} \quad (2.1)$$

$$F \equiv \frac{T}{r} \quad (2.2)$$

m と F を用いると、変位 x が $x \approx r \cdot \theta$ (θ はアームの回転角)で近似できる範囲は、機構部は直線運動の方程式で表現できる。したがって、理想的には等価推力からヘッド変位までの伝達関数は $1/ms^2$ (s :ラプラス演算子)となる。

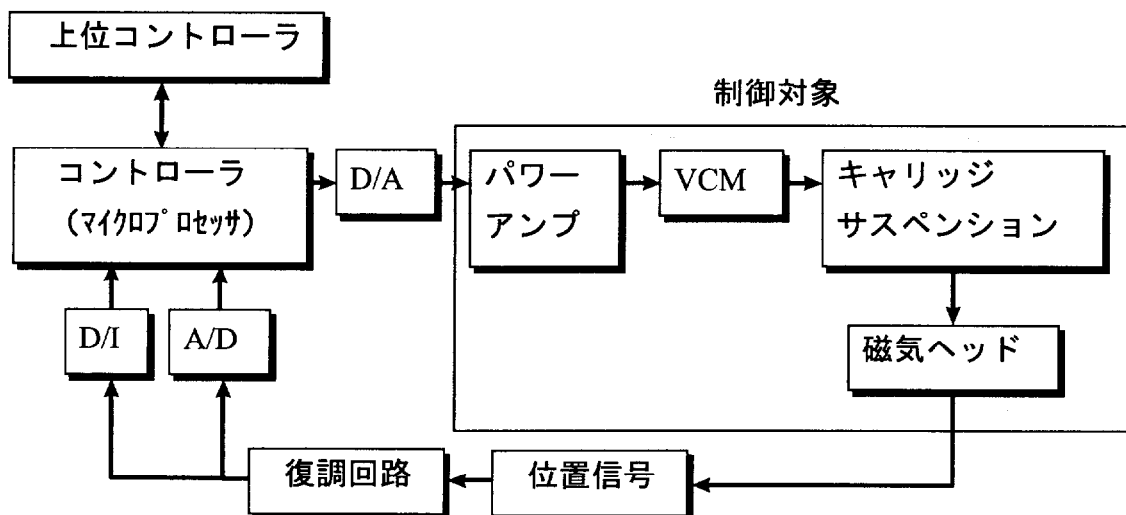


図2.2 磁気ディスク装置ヘッド位置決め系の基本構成図

実際の機構系はジンバル、ロードアーム、キャリッジといった振動系を有しており、その周波数特性を図2.3にBode線図で示す。ここではゲイン特性のみ表示している。複数の複雑な共振モードからなっている。すなわち数十Hz程度に固有周波数（粘性係数を b 、ばね定数を k とする）をもち、かつ1 kHz以上の高周波数域で複数の機構共振モードを有する。そこで、等価推力 $F(s)$ からヘッド変位 $x(s)$ までの伝達関数 $G_p(s)$ は(2.3)式のように表現される。

$$G_p(s) = \frac{1}{m s^2 + b s + k} + \sum_{i=1}^n \frac{K_i \omega_i^2}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2} \quad (2.3)$$

ここで、 m は等価慣性質量、 ω_i は共振角周波数、 ζ_i は減衰定数、 K は定数である。

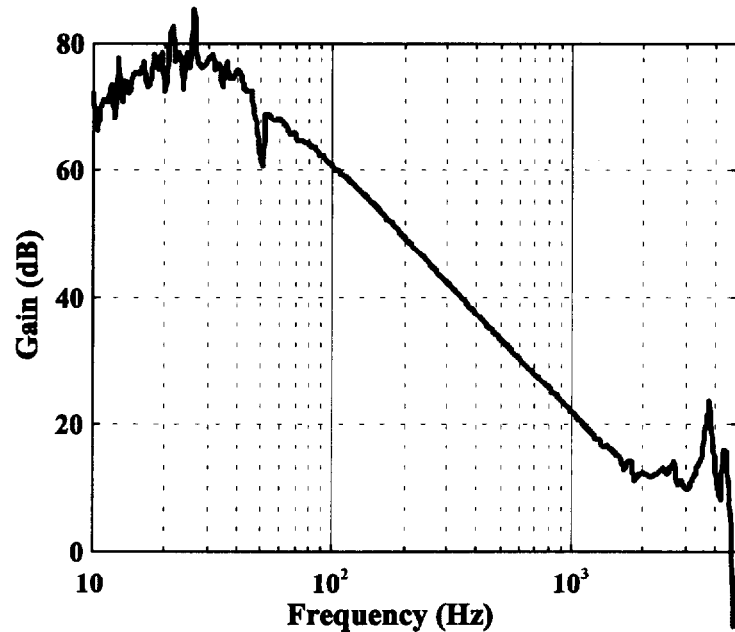


図2.3 機構部の周波数特性

次にパワーアンプ及びVCMは図2.4のようにモデル化される。ここで、VCMの推力は、永久磁石とヨークからなる磁気回路の空隙部の磁束密度を B_g 、空隙部のコイル長さを l とすれば、力定数が $K_f = B_g \cdot l$ となるゲイン特性で表わされる。また、VCMのコイルの抵抗を R_m 、インダクタンスを L_m 、逆起電力定数を K_p 、電流フィードバック回路の抵抗を r 、最大印加電圧を $\pm E$ 、前向きのアンプゲインを $K_{amp} (= 10^6)$ としている。図2.4より入力電圧 u と出力電流 i の伝達特性は、アンプの飽和がない場合次式のようなになる。ここで速度を v とする。

$$i = \frac{K_a \cdot K_{amp}}{L_m \cdot s + R_m + r \cdot K_a \cdot K_{amp}} u - \frac{K_f}{L_m \cdot s + R_m + r \cdot K_a \cdot K_{amp}} v \quad (2.4)$$

ここで K_{amp} は十分大きいので、 $K_{amp} \rightarrow \infty$ とすると、

$$i = (1/r)u \quad (2.5)$$

となる。このようなアンプは電流帰還型といわれ、VCMコイルへの印加電圧が飽和しない範囲では、 K_{amp} が十分大きいのでアンプ特性はゲイン $1/r$ となり、コイルの時定数、逆起電力の影響を受けない。このように K_{amp} を大きくとれるのは、 u から i までの特性が一次遅れ系のためゲインをいくら高くしても安定のためである。ただし、電圧が飽和してしまうとフィードバックループの効果がなくなるためアンプ特性はコイルの時定数、逆起電力の影響を含む特性となる。

以上より、パワーアンプへの入力電圧 u からヘッド変位 x までの伝達特性は次式で表わされる。

$$\frac{X(s)}{U(s)} = \frac{1}{r} K_f \left(\frac{1}{m s^2 + b s + k} + \sum_{i=1}^n \frac{K_i \omega_i^2}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2} \right) \quad (2.6)$$

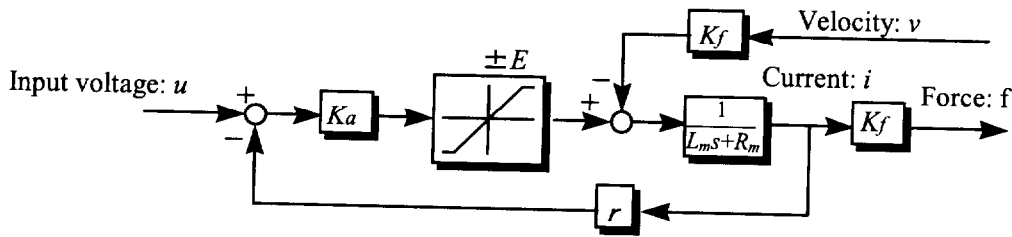


図2.4 パワーアンプ及びVCMのブロック線図

2.3.2 位置検出系

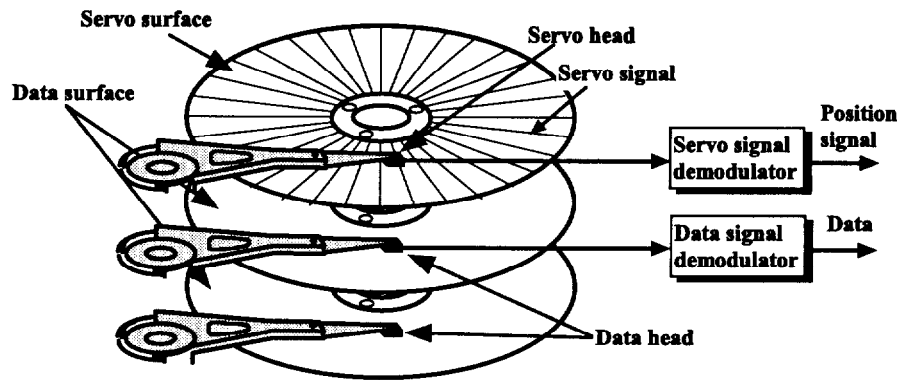
位置決め制御系は、回転しているディスクにあらかじめ書き込まれた位置信号を用いてヘッドと目標トラック中心との相対変位を検出し、ヘッドを位置決めする。そのため、位置信号の書き方が位置決め精度に大きく影響する。通常磁気ディスク装置の位置信号（サーボ信号とも言う）記録方式は、Dedicated servo（サーボ面サーボ方式）、Embedded servo（データ面サーボ方式：Sector servo（セクタサーボ方式）を含む）、及びHybrid servo（ハイブリッドサーボ方式）の各方式に分類される。図2.5に各方式の概略図として、ディスク上に書き込まれている位置信号の基本構成、及びサーボ系の基本ブロック線図を示す。

Dedicated servo方式は、複数のディスクのある1面を位置信号専用面として位置信号のみを書き込む。そして、対応するヘッド（サーボヘッド）がこの位置信号を読み取り位置決めする。実際にデータを読み書きするヘッド（データヘッド）はサーボヘッドと一体となってキャリッジに取り付けられているのでデータヘッドはサーボヘッドの位置決めによってデータの読み書きを行う。この方式の長所は、位置信号が連続的に書き込まれているため、高速な信号検出が可能（数 μ sサンプリング）でサーボ帯域がかなり高周波数まで上げられることである。一方短所としては、サーボヘッド上で高精度な位置決めができていても実際に記録再生を行うデータヘッド上でのトラック中心との位置ずれは測定されず、従って補正できない。例えば、ロードアームやキャリッジの熱変形（1～数 μ m）によるヘッドの位置ずれによって位置決め誤差が生じた場合、これは補正できず信号再生時のエラーの原因となる。更に、サーボ専用面が必要となるため円板数の少ない薄型や小型の磁気ディスク装置には記憶容量の点で不利である。

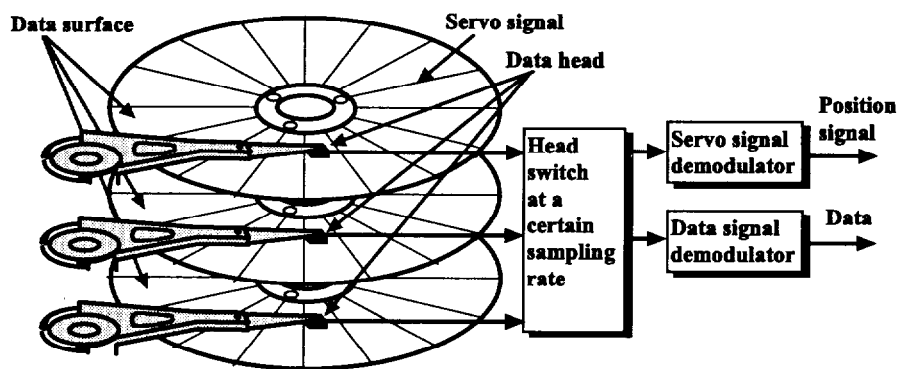
次にEmbedded servo方式は、Dedicated servo方式の欠点を補ったもので、データの書き込まれた面に位置信号をも書き込む方式である。現在よく用いられている方式は、Sector servo（セクタサーボ）方式と呼ばれるものである。磁気ディスク装置では、データ面の1トラックは512バイト、又は1024バイト（データのためのバイト量）といったセクタに分割されており、このセクタの先頭に位置信号を書き込む。最近では、CDR（Constant Density Recording）と呼ばれるトラック1周に書き込むセクタの数を、内周側より外周側を多くして単位長さあたりのビット密度をより均一にする方式が一般的である。この場合はトラック位置によらず、一定周期で位置信号を書き込むData split field servo という方式が用いられており、この場合は位置信号は常にセクタ先頭にはない（この方式もここではセクタサーボ方式に含める）。いずれにせよこれらの方式では全てのディスク面に位置信号が書き込まれ、データの記録再生を行っているヘッド自身がある一定時間間隔（位置信号の数とディスク回転数の積で決定される）で変位を検出するため、位置決め精度の向上が可能となる長所がある。一方短所としては、位置信号が一定間隔でしか検出できないため、位置決め制御系はいわゆるサンプル値制御系となり、サンプリング周期が長い場合、位置決め精度、位置決め時間といった制御性能が低下する場合がある。しかし、この方式は制御したい情報を検出できるクローズドループになっているため、現在ではほとんどの製品が本方式を採用している。

ハイブリッドサーボ方式は、サーボ面を有し、かつデータ面にも位置情報を記録する方式である。この方式にはリアルタイムに両方の情報を検出して、フィルタリングを行ったあとにこれらの信号を加算して1つの位置信号にする方法や、ある時間間隔毎にデータ面の位置信号の書かれている特別なトラックにシークし、サーボ面での位置とのずれを測定してこれを直流的なオフセットとして補正する方法がある（この方式は参照サーボ方式と呼ばれている）。サーボ面サーボの連続的に位置信号が得られる長所と、データ面サーボのデータヘッドの位置信号が得られる長所を併せ持つ方式ではあるが、機構が複雑であり、

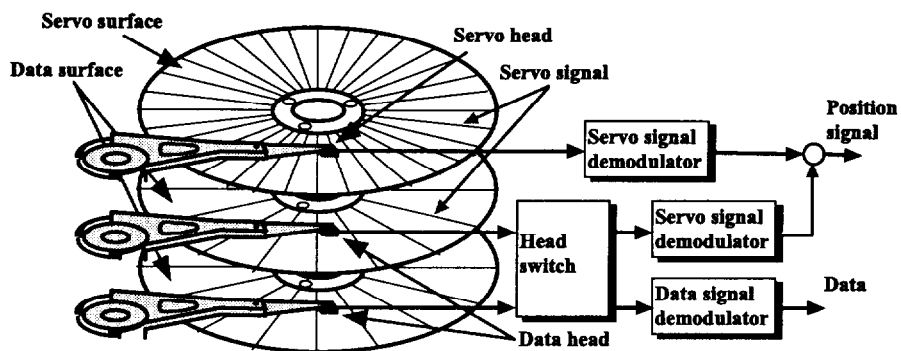
また欠点も多く過渡的な方法である。



(a) サーボ面サーボ方式



(b) データ面サーボ方式



(c) ハイブリッドサーボ方式

図2.5 磁気ディスク装置の位置検出方式

次に位置信号の具体的な構造について簡単に述べる。図2.6に構成を示す。同図(a)は位置信号のフォーマットであり、横方向にディスクが回転し、ヘッドは縦方向にシークする。図は、半径方向に放射状に配置された位置信号の1つをn番目とn+1番目のトラックに対して示している。図に示すように、位置信号は市松様に配置された磁気信号からなり、これをヘッドが順次読み取りその差信号からトラック中心に対する相対変位を検出する。これらは、A相、B相、C相、D相と呼ばれる半径方向に位相差をもつ信号であり、A相とB相、C相とD相が対になっている。これら各対の信号の差動を検出することによりトラック中心からの変位量を検出することができる。次に図2.6(b)に検出された位置信号を示す。図2.6(a)と異なり、横軸にディスク半径方向を示し、縦軸に出力信号を表わす。再生ヘッドのトラック幅は、トラックピッチより狭いので、ヘッドがトラックピッチの半分程度オフセットするとA相-B相から得られる位置信号は飽和して線形性がなくなる。そこで、A相-B相に対して1/2トラック半径方向にずれたC相-D相を設け、両者を結合することによって線形性の高い位置信号を連続的に求めることができる。この信号は隣接トラックでは符号が反転するため、三角波状の信号となる。また、トラック番号は、(A相-B相)の差動信号が0を横切るときにカウンタをアップダウンさせて求めている場合と、トラック番号を検出するために専用の信号（グレイコード）を書き込む方法とがある。したがってトラック番号と位置信号とから内周から外周の全域にわたって線形な位置信号を形成することができる。

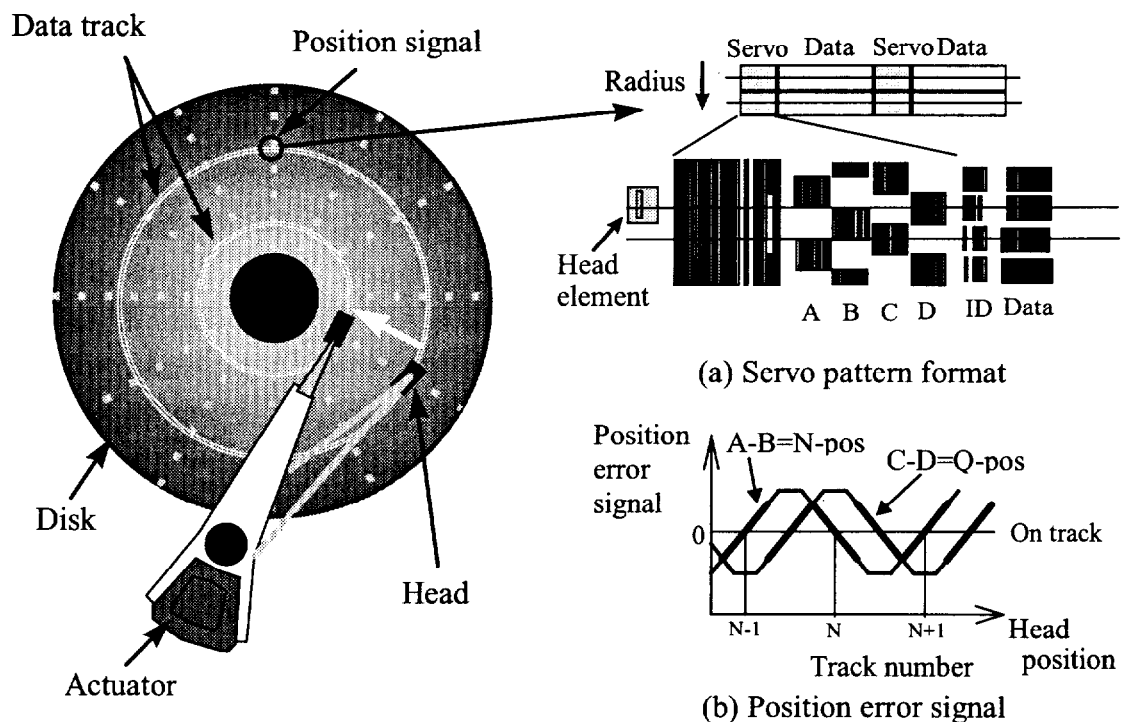


図2.6 位置信号の構造及び出力波形

トラック中心は(A相-B相)=0であるから、フォロイングモードとセtringモードの制御系の目標値はつねに0である。したがって、これら制御系の設計はレギュレーション問題として扱うことができる。

これら位置信号はサーボトラックライタという装置で予め書き込まれるが、実際には、信号の線形性確保やヘッドによって読み出される信号の電圧レベルの安定化などに対する多くの工夫がなされている。なお、検出される位置信号はヘッドとトラックとの相対変位であり、これを位置誤差信号 (position error signal: PES) と呼んでいるが、本論文では特に断らない限り位置誤差信号と位置信号とを区別はしない。なお、位置信号系のモデルであるが、ヘッドの変位は、この位置信号によって検出されるが、変位と検出された信号との間のダイナミクスは無視でき、ポジション感度 K_p と呼ばれるゲインによって関係付けられる。

2.3.3 回路系

磁気ディスク装置の制御系に関する回路は、ヘッドの近傍に取り付けされたプリアンプ、機構部の背面に取り付けられた基板上に配置された位置信号を復調するポジション復調回路、サーボパターン復号回路、マイクロプロセッサ、メモリ、A/D、D/A変換器、フィルタ及びパワーアンプからなる。マイクロプロセッサには、積和演算の高速にできるDSP (digital signal processor) や、日立のSHマイコンのような高速なRISCチップが用いられている。回路系でモデル化の必要な要素は、マイクロプロセッサ、A/D、D/A変換器、フィルタの演算時間及び遅延時間であり、これらはむだ時間要素としてモデル化している。

2.3.1節で示したように、制御対象である機構系は複数の機構共振を有している。そのため、これを補償するノッチフィルタやローパスフィルタが必要となる。これらの固有振動数は制御系のサンプリング周波数の1/2 (ナイキスト周波数) より高い場合が多く、この場合はデジタルコントローラでは対応できず、アナログ回路でこれを実現する必要がある。そこで、このフィルタは補償要素ではあるが、これは機構共振特性に対応して設計するため、コントローラの設計時には制御対象の一部とみなして扱う。ノッチフィルタの伝達関数は一般的に(2.7)式で表わされる。

$$\frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta_N \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (2.7)$$

ここで、 ω_0 は機構共振周波数に対応した周波数、 ζ_N はカットする周波数の範囲を調整するための係数である。

次にこれら回路系のモデルであるが、アナログのフィルタの位相特性と、演算時間遅れなどのむだ時間要素とを別に扱うのは複雑であるので、以下に示す近似手法を用いて、1つのむだ時間要素でこの問題を扱えるようにする。これは、ナイキスト周波数以上の周波

数におけるゲイン特性はノッチフィルタと機構系とで相殺されるとみなせるが、ノッチフィルタのナイキスト周波数以下の位相特性を考慮する必要があるためである。

そこで、ノッチフィルタをむだ時間に近似する方法について述べる。これは平井ら(1980)⁹⁶⁾によって提案されたものである。

ノッチフィルタ(2.7)式の位相特性は次式で表わされる。

$$\angle G_N(j\omega) = -\tan^{-1}\left(\frac{2\zeta_N\omega_0\omega}{-\omega^2 + \omega_0^2}\right) \quad (2.8)$$

$\tan^{-1}(x)$ の級数展開は、

$$\tan^{-1}(x) = x - \frac{1}{3}x^3 + \dots \quad (x^2 < 1) \quad (2.9)$$

ここで、 $x = \frac{2\zeta_N\omega_0\omega}{-\omega^2 + \omega_0^2}$ 。そこで、(2.9)式は次のように近似できる。

$$\angle G_N(j\omega) = -\frac{2\zeta_N\omega_0\omega}{-\omega^2 + \omega_0^2} \quad (2.10)$$

さらに(2.10)式の右辺は次式のように展開できる。

$$-\frac{y}{1-y^2} = -(y + y^3 + y^5 + \dots) \quad (2.11)$$

ここで、 $y = \frac{\omega}{\omega_0}$ 。したがって、(2.11)式は次式のように近似できる。

$$\angle G_N(j\omega) = -\frac{2\zeta_N}{\omega_0} \omega \quad (2.12)$$

この式は、時間遅れが $\frac{2\zeta_N}{\omega_0}$ のときの、むだ時間遅れの位相特性と一致している。そこで、ノッチフィルタの特性を次式のようにむだ時間遅れ要素として近似する。

$$G_N(s) = \exp\left(-\frac{2\zeta_N}{\omega_0} s\right) \quad (2.13)$$

このようにすれば、回路やプロセッサの演算時間遅れがある場合、この遅れ時間を加えた

形で表現できる。たとえば演算遅れを Δ としたとき、ノッチフィルタと演算時間遅れの両方の特性を次式のむだ時間要素として近似しうる。

$$G(s) = \exp\left\{\left(-\frac{2\zeta N}{\omega_0} + \Delta\right)s\right\} \quad (2.14)$$

さらにこのむだ時間要素をよく知られている1次のPade近似式で近似する。

$$G_d = \frac{-0.5Ls + 1}{0.5Ls + 1} \quad (2.15)$$

ここで L はむだ時間である。

以上より機構系の2次のモデルと(2.15)式によって、次式のように制御対象を3次のモデルとして近似的に表現できる。

$$G_p = \frac{1}{r} K_f \frac{1}{ms^2 + bs + k} \frac{-0.5Ls + 1}{0.5Ls + 1} \quad (2.16)$$

2.4 モデルの検証

(2.16)式のモデルの妥当性を3.5インチ磁気ディスク装置によって検証する。実験装置を図2.7に示す。本実験装置のパラメータを下記に示す。

サンプリング周期	$t_s = 154.32 \mu\text{s}$	A/Dゲイン	$kad = 2^{10}/2.5 \text{ counts/V}$
コントローラゲイン	$kgainf = 209.0 \text{ bit/bit}$	ポジション感度	$kp = 1373031.0 \text{ V/m}$
D/Aゲイン	$kdac = 5/2^{10}/8 \text{ V/counts}$	トラックピッチ(中周)	$tw = 4.23\text{e-}6 * 6000/6280 * 2/3$
パワーアンプゲイン	$ka = 1.04 \text{ A/V}$	ゲイン補正	$kadj = 1.085$
等価VCM力定数	$kf = 1.55 \text{ N/A}$		
等価質量	$mass = 2.43 \text{ g}$		

各パラメータを(2.16)式の係数にあてはめる。

$$G_p(s) = \frac{K\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \frac{1 - 0.5Ls}{1 + 0.5Ls} \quad (2.16')$$

ここで、

$$\begin{aligned}\omega &= 2\pi 25.0 & \zeta &= 0.1 \\ k_{c1} &= k_{gainf} * k_{dac} & posgain &= 1/(k_{ad} * k_p * t_w) \\ k_{c2} &= k_p * k_{ad} * posgain & K &= k_a * k_f * k_{c1} * k_{adj}\end{aligned}$$

演算時間遅れ $L_1 = 46.0 \times 10^{-6}$ sec.

パリアンフ $\omega = 2\pi 4700.0$ $\zeta = 0.25$ $L_2 = 2\zeta/\omega$

ノッチフィルタ $\omega = 2\pi 3700.0$ $\zeta = 0.55$ $L_3 = 2\zeta/\omega$

補正むだ時間遅れ $L_4 = 5.0 \times 10^{-6}$ sec.

ここで, $L = L_1 + L_2 + L_3 + L_4$

次に, コントローラの特性を下記に示す. コントローラは, 2 次の位相進み遅れ補償, すなわち 1 次の位相進み補償要素と 1 次の近似積分補償要素からなる 2 次系とし, 連続時間での折れ点周波数は, 0.2, 60, 64, 5000 Hz である. これを双一次変換して離散時間領域での係数を求めている.

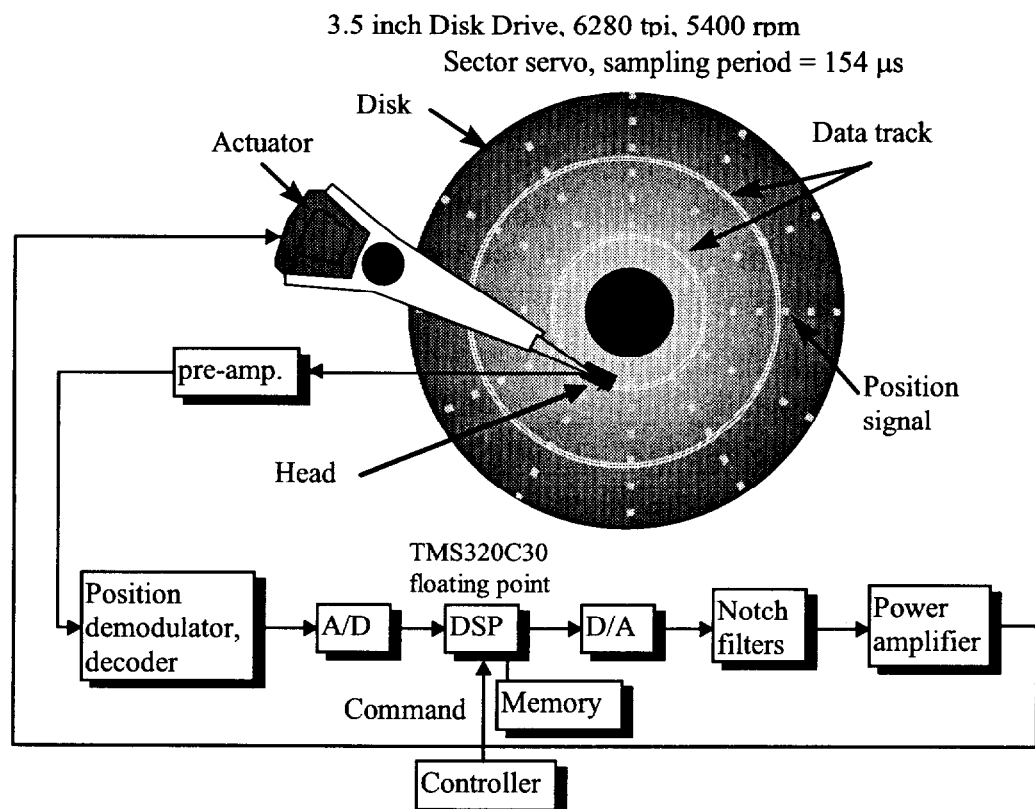


図2.7 実験装置の構成

$$G_c(z) = k_{c2} \frac{h_2 z^2 + h_1 z + h_0}{z^2 + g_1 z + g_0} \quad (2.17)$$

状態空間表現では次式となる．

$$A = \begin{bmatrix} -g_1 & 1 \\ -g_0 & 0 \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} h_1 - h_2 \cdot g_1 \\ h_0 - h_2 \cdot g_0 \end{bmatrix} \quad c = [k_{c2} \cdot h_2 \quad 0] \quad d = [k_{c2} \cdot h_2] \quad (2.18)$$

ここで，

$$\begin{array}{lll} h_2=1.0 & h_1=-1.883278218 & h_0=0.886680871 \\ & g_1=-0.583906540 & g_0=-0.415818907 \end{array}$$

である．

ヘッドをあるトラックに位置決めした状態で，パワーアンプの前に外乱入力端子を設けてこれに正弦波信号を加え，端子の前後の信号の比を求めることによって制御系の一巡伝達特性を測定することができる．磁気ディスク装置位置決め系では，ヘッドがオントラックして位置信号が検出できないと特性の評価ができないので，このような測定と評価を行う．得られた一巡伝達特性について，制御対象を上記3次のモデルとしたシミュレーション結果と実験結果とを図2.8にBode線図で示す．クロスオーバー周波数は570Hz，位相余裕は約32度であり，両者はよく一致しており制御対象モデルの妥当性が示された．また，感度特性の周波数特性を図2.9に，相補感度特性（閉ループ特性）を図2.10に示す．これらも，実験とよい一致をみていることがわかる．

2.5 まとめ

本章では，本研究の対象である磁気ディスク装置ヘッド位置決め系の構成について述べた．まず，制御対象の機構系は2次系の特性と高次の共振特性とからなり，またVCMとパワーアンプの特性は，入力電圧が飽和しない範囲ではゲイン特性とみなせる．また，位置信号の検出方法は，ディスクに専用のパターンを書き込み，これを検出する方法である．これには専用のディスク面を設け，ほぼ連続的に位置信号を検出できるようにするDedicated servo方式や，すべてのディスク面にデータの間に位置信号をある間隔で書き込むEmbedded servo方式などがあり，最近では後者の1方式であるセクタサーボ方式が位置決め精度を向上できる理由により主流になっている．セクタサーボ方式は，位置信号の構造からサンプル値系であってディジタル制御に適している．

次にコントローラの演算時間遅れと，機構共振を補償するためのノッチフィルタの位相特性を，1次のむだ時間要素のパデ近似でモデル化する方法を示し，これに機構系の2次

の特性を加え（高域の機構共振のゲイン特性はノッチフィルタによって相殺されるとする），制御対象を3次でモデル化した．このモデルを用いたシミュレーションと実験結果とを比較し，その妥当性を確認した．

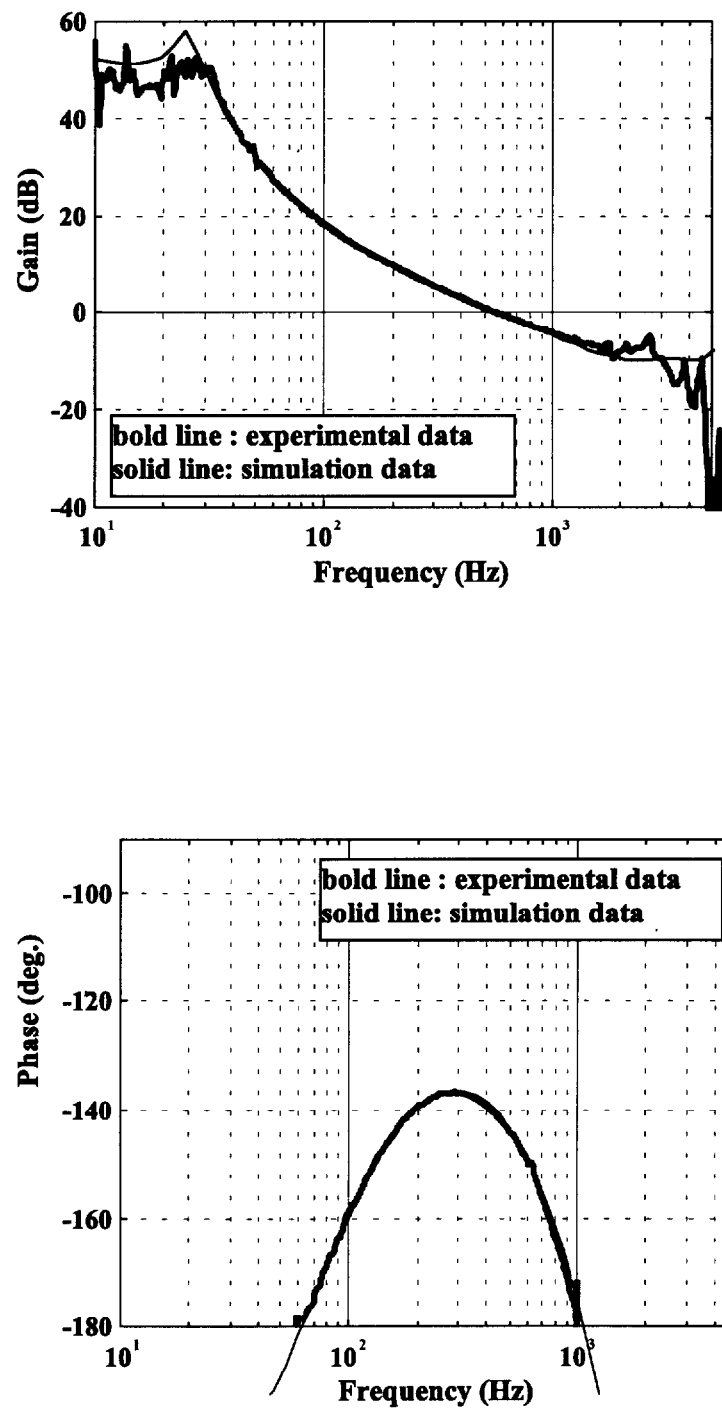


図2.8 一巡伝達特性の比較

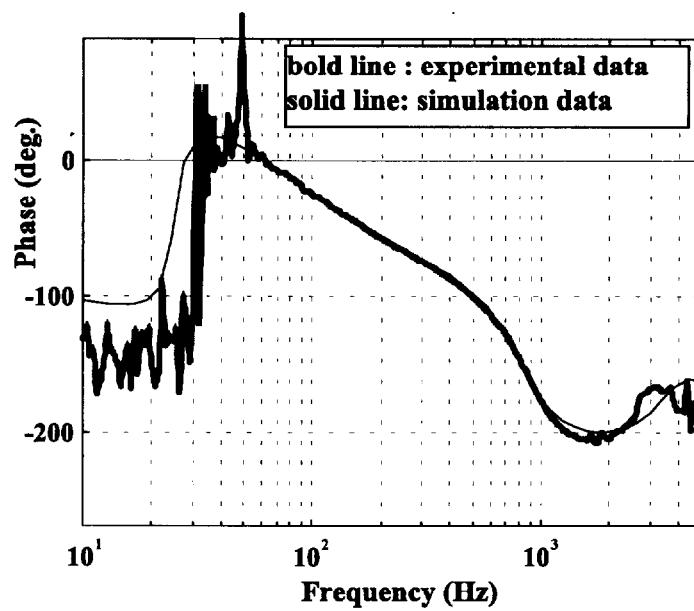
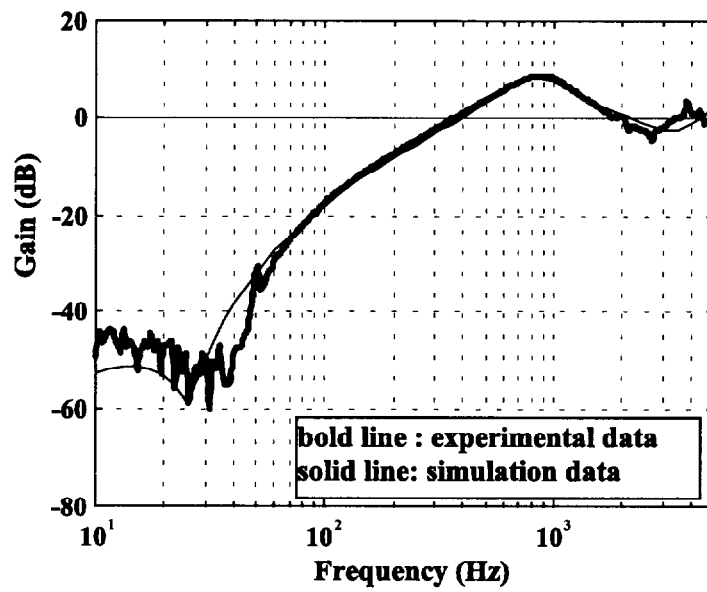


図2.9 感度特性の比較

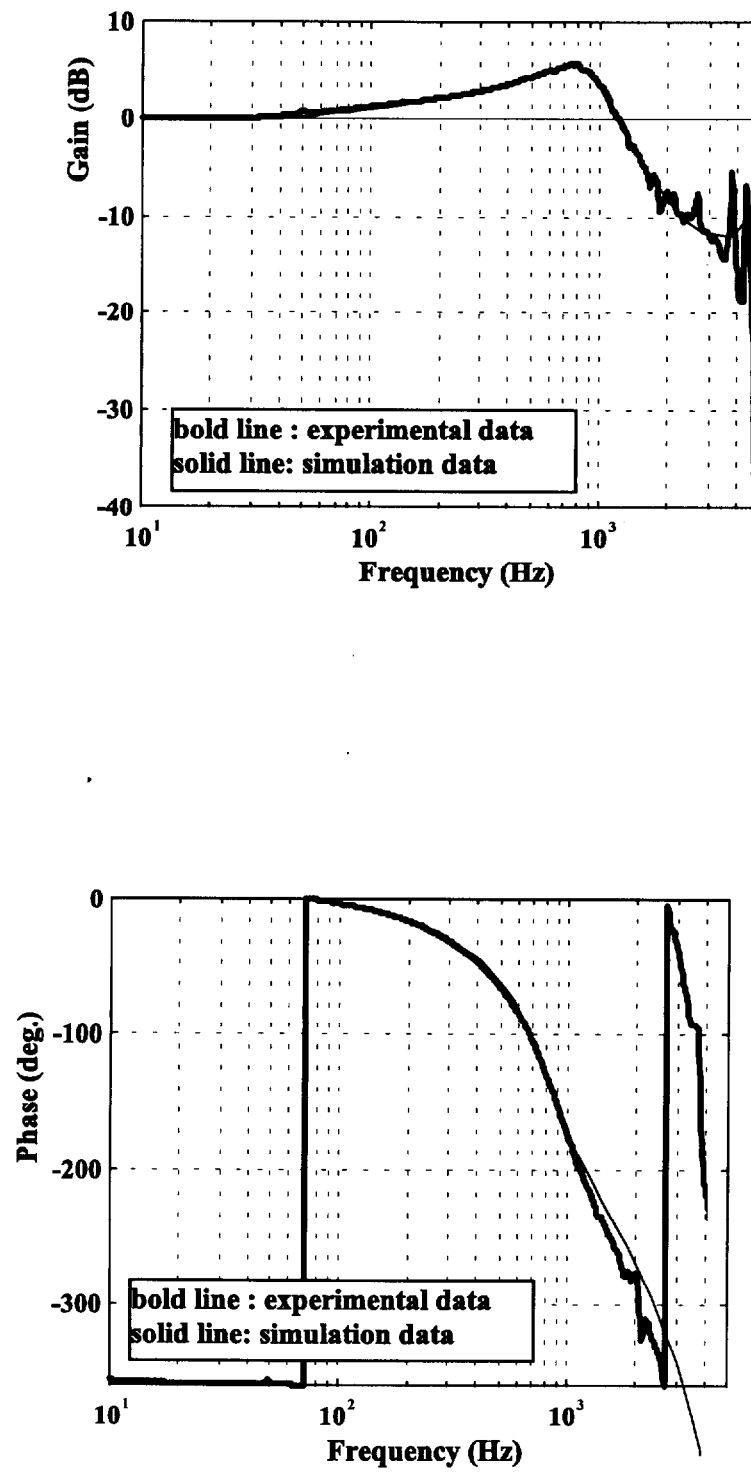


図2.10 相補感度特性の比較

第3章

高速・高精度位置決め制御方式

3.1 はじめに

本章では、磁気ディスク装置などのメカトロニクス機器のサーボ制御系に用いられているモード切り換え型制御系について、その構成、各モードの設計手法、及びモード切り換えの設計手法について述べる。

まずシークモードとフォロイングモードについて、筆者がかかわってきたシークモードの高速化手法、フォロイングモードの設計手法のひとつである H_∞ 制御理論に基づく方法、及びループゲインの同定と補正手法について述べる。磁気ディスク装置における高速化は、移動用のシークモードの高速化設計と位置決めモードへの切り換え時の過渡応答の短縮の2点が課題である。本研究の中心は後者の課題の解決にあるが、本章ではシークモードの高速化に関する研究成果についても言及する。次に、フォロイングモードにおけるコントローラの設計手法の1つとして H_∞ 制御理論に基づく方法を取り上げる。また、実際の製品では、製品毎のばらつきや経時的な特性変動が必ず存在し、これらに対して低感度でなければならない。そのために製品毎や一定時間毎に、制御系のループゲインを測定して、ノミナルのゲインになるようにコントローラのゲインを補正するような機能や、時間的にゆっくりと変化する外力に対してはこれを推定してキャンセルする操作量を発生させる機能などが追加されている。これらはすなわち同定機能や外乱推定機能であるが、プロセッサの能力や閉ループ特性、特に過渡特性との整合性の観点から、オフラインで同定または推定し、ルックアップテーブルを作成してこれを参照する方式が現在では広く実用化されている。その手法としてループゲインの同定と補正手法について述べる。

最後に、モード切り換え型制御系について従来の研究経緯を紹介し、本研究の中心である初期値補償を用いたモード切り換え制御の設計手法の基本的な考え方について述べる。

3.2 磁気ディスク装置におけるモード切り換え型制御系の構造

図3.1は、モード切り換え型制御系の基本構成を表わすブロック線図である。ヘッドを目標位置まで移動させるためのシークモード、ヘッドを目標位置に位置決め、追従させるためのフォロイングモード、及びこれをおある条件で切り換える機能からなる。シークモードとフォロイングモードの間に、ヘッドを目標位置に整定させるためのセトリングモードをもたせることもある。シークモードの具体的な設計手法は3.3節で、フォロイングモードについては3.4節で、またモード切り換えについては3.5節で述べる。またセトリングモードはフォロイングモードと類似した構成であるが、目標位置に追従する能力よりも目標位置に位置決めする速応性がより重視されたコントローラ的设计になっている点異なる。

図3.2は、制御動作時のヘッドの変位、速度、加速度の変化の様子と各制御モードとの関係の概略をシーク開始時刻から表わしたものである。

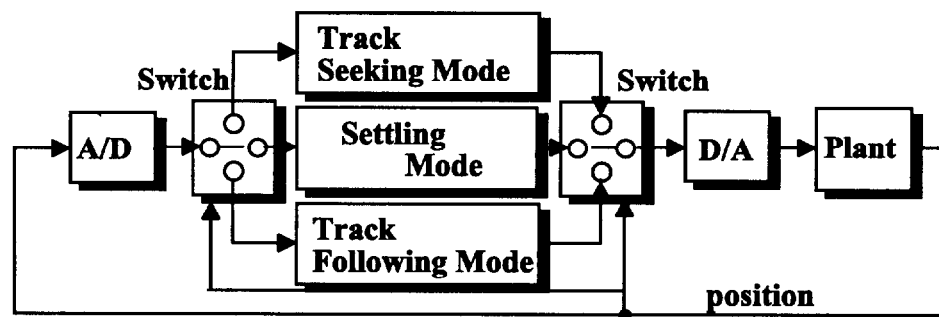


図3.1 モード切り換え型制御系の基本ブロック線図

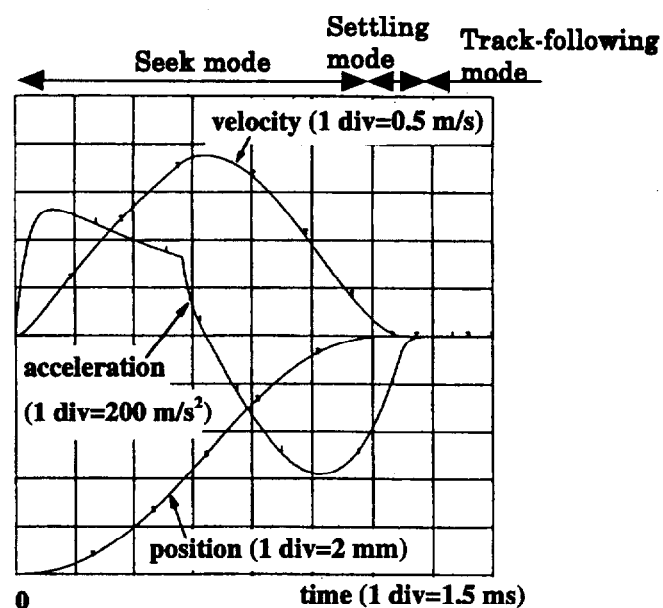


図3.2 モード切り換え型制御系の応答例

3.3 高速移動のためのシークモードの設計

3.3.1 速度制御系による設計

図3.3は速度制御系によるシークモードの基本ブロック線図である。シーク制御系の目的は、既に述べてきたようにできるだけ短時間にヘッドを目標トラックに移動させることである。そのためには、アンプ、モータの出力を最大限に活用することが必要である。理想的には最大加速、最大減速が望ましいが、機構系の多くの振動モードをループ内に含んでいるため、これらを励振しないように減速時には速度、加速度の連続的な0への減少が必要である。そこでそのような目標軌道を予め作っておき、これに追従させるように移動、位置決めを行う。また、移動距離は1トラック分の距離（たとえば3 μm ）からフルトラック分の距離（たとえば22 mm）まで非常に幅広い。そのため、位置で目標軌道を作ろうとすると幾通りもの軌道を考えねばならない。これに対し、速度で目標軌道を作る場合は、終端条件が全て0であるため基本的には1つの軌道を作っておけばよい。そのためシークモードは、速度軌道を目標とする速度制御系として設計する場合が多い。

以上の基本的な考え方に従って、シーク制御系の設計方法について述べる。シーク制御系は内部に速度制御系のマイナーループを含む構成で、目標位置（トラック）と現在位置との偏差に従った目標速度軌道を指令値としてマイナーループの速度制御系へ与える。速度制御系の閉ループ系の特性は、制御対象を慣性体と仮定し、理想的に速度を検出、フィードバックできるとすれば次式のような一次遅れ特性となる。ここで、 K_s はループゲイン、 r は目標速度軌道、 v は速度である。

$$v = \frac{K_s}{s + K_s} r \quad (3.1)$$

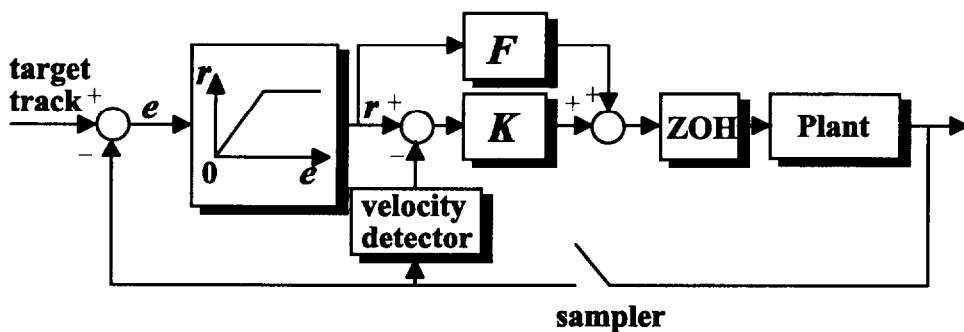


図3.3 シークモード（速度制御系）のブロック線図

K_s は一巡伝達特性の目標ゲイン交差角周波数から与えればよい。この速度制御系は1型であるため、ランプ入力に対し定常偏差を生じる。そこで、目標速度軌道の微分に相当する

加速度カーブを計算し、これを速度制御系のループに加えるフィードフォワード補償を行う。これはフィードフォワード型の2自由度制御系の構造である。2自由度制御系とは、目標値と制御量の両方の情報を利用して制御入力を定める構成であり、偏差値情報だけを利用する1自由度制御系に比べ、速応性や応答波形などの目標値応答特性と、外乱抑制、パラメータ変動に対する感度特性、及びロバスト安定などのフィードバック特性とを独立に設定できるといった優れた特長をもっている。このフィードフォワード補償を行うと、目標速度 r と速度 v の関係は次式のようになる。

$$v = \frac{F + K_s}{s + K_s} r \quad (3.2)$$

ここで、 F を $F=s$ (s : ラプラス演算子) のようにプラントの逆伝達特性とすれば、

$$v=r \quad (3.3)$$

となる。図3.4に目標速度、加速度軌道の波形の例を示す。目標位置までの残り距離がある値になるまで速度の目標値は最大速度を出す。また、減速部分は一定速度減速部と指数関数状の減速部に分けられ、目標位置近傍ではよりなめらかな減速となるような目標速度軌道が与えられる。またフィードフォワードの加速度目標軌道は、減速部から速度制御系に加えられ、これは速度軌道の微分に相当する軌道である。

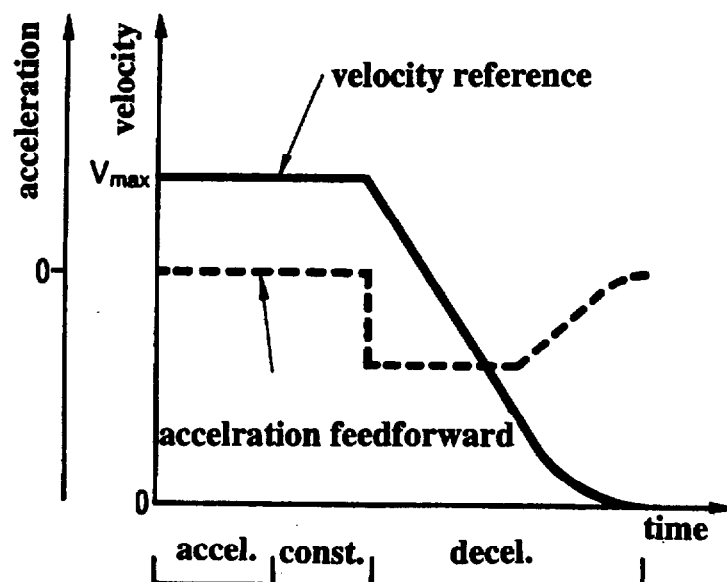


図3.4 シークモードにおける目標速度、目標加速度軌道波形

なお、速度制御系の一巡伝達特性のクロスオーバー周波数は、サーボ面サーボ方式の場合は十分高く1 kHz近くに設定しうるが、セクタサーボ方式の場合はサンプリング周期の影響を受けて、正確な速度検出が困難となっている。そこで以下では、セクタサーボ方式における速度検出法についてやや詳細に述べる。

本制御系は速度制御系であるから、正確な速度を求めることが重要なことは当然である。電流が検出できる場合は、状態オブザーバや、電流の近似積分と位置の近似微分を加算する手法が用いられるが、ここでは位置信号しか検出できない場合を検討する。また、シーク制御系では加速時はアンプへの印加電圧を飽和させた状態で使用するため、コントローラの出力と位置信号とから線形な状態オブザーバにより速度を推定することは誤差を伴う。またアンプの飽和電圧は、装置への供給電圧変動に影響されるため、飽和を考慮したオブザーバを構成することはアルゴリズムが複雑になる。そこで、ここでは離散時間系における速度検出手法として、位置信号のみを利用した場合の後退差分法と、予測手法を取り入れた方法について検討する。

サンプルされた位置信号から速度を算出する方法で最もよく知られているものは後退差分方式である。サンプリング時刻 k での速度を $v(k)$ とすると、後退差分は次式で表わされる。

$$v(k) = \frac{1}{t_s} (x(k) - x(k-1)) \quad (3.4)$$

ここで、 t_s はサンプリング周期、 $x(k)$ 、 $x(k-1)$ はそれぞれサンプル時点 k と $k-1$ における位置である。この方式は、サンプリング周期の半分の時間だけ検出遅れが生じるという問題がある。

次に、連続時間系から離散時間系への変換手法として最もよく用いられているTustinの公式を用いた速度検出方式を示す。Tustinの式より、

$$\begin{aligned} v(k) &= \frac{2}{t_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} x(k) \\ \therefore v(k) &= \frac{2}{t_s} (x(k) - x(k-1)) - v(k-1) \end{aligned} \quad (3.5)$$

この方式は、安定限界の極を有しているため、実用上は望ましくない。そこで、次に後退差分方式に予測項を付加した次式を考える。

$$v(k) = \frac{1}{t_s} (x(k) - x(k-1)) + \frac{1}{2} \alpha \cdot t_s \quad (3.6)$$

ここで、 α は加速度であり、ここでは以下のように定義する。

$$\begin{aligned}
\alpha &= \frac{1}{t_s} (v(k) - v(k-1)) \\
&= \frac{1}{t_s} \left\{ \frac{1}{t_s} (x(k) - x(k-1)) - \frac{1}{t_s} (x(k-1) - x(k-2)) \right\} \\
&= \frac{1}{t_s^2} \{x(k) - 2x(k-1) + x(k-2)\}
\end{aligned} \tag{3.7}$$

これを(3.6)式に代入すると、

$$v(k) = \frac{1}{t_s} \left\{ \frac{3}{2} x(k) - 2x(k-1) + \frac{1}{2} x(k-2) \right\} \tag{3.8}$$

となる。2 サンプル前までの情報を用いて速度を計算することにより、検出遅れの影響が低減される。以上の各方式を z の伝達関数で表現すると、次式のようになる。

$$\text{後退差分} : \frac{z-1}{z} \tag{3.9}$$

$$\text{Tustin} : \frac{0.5(z-1)}{z+1} \tag{3.10}$$

$$\text{予測} : \frac{1.5z^2 - 2z + 0.5}{z^2} \tag{3.11}$$

各速度検出法の周波数特性を図3.5に示す。このシミュレーションではサンプリング周期は154 μs とした。本予測手法は、後退差分に比べて一巡伝達特性のクロスオーバー周波数付近 (300 - 500 Hz) での位相遅れが少なく、また、Tustinのようにナイキスト周波数でのゲインの増大もあまり見られず、有用な手法であることがわかる。

以上の予測型の速度検出法の効果を実験によって示す。実験装置の概要を図3.6に示す。実験対象の磁気ディスク装置は5.25インチであり、サンプリング周期は400 μs である。図3.7は、アナログ回路で構成された基準速度検出信号（この信号を制御系のフィードバック信号としている）と後退差分方式と予測方式を比較したものである。図は十分長い距離をシークしているときの基準速度信号及び各検出方法の波形を示す。後退差分でみられるサンプリング周期の1/2の遅れが予測手法では見られないことがわかる。図3.8は、2つの方式で実際にフィードバックをかけたときのシーク波形であり、位置信号と速度信号波形を示す。速度信号はアナログの基準速度信号と重ね合わされている。後退差分手法では減速部分での速度信号にうねりのような振動がみられるが、予測手法ではみられない。これは予測手法により速度検出部の遅れ時間が短縮され、速度制御系の応答特性が良好になったためと考えられる。これにより速度検出方法の変更だけでシーク時間が約2 ms短縮できていることがわかる。

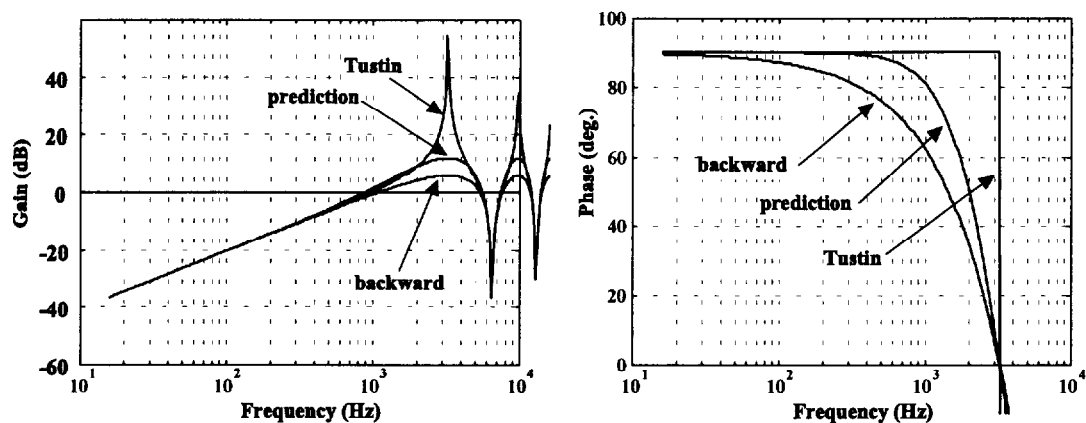


図3.5 各種速度検出方式の周波数特性による特性比較

5.25 inch Disk Drive, 1660 tpi, 3600 rpm (Dedicated servo)

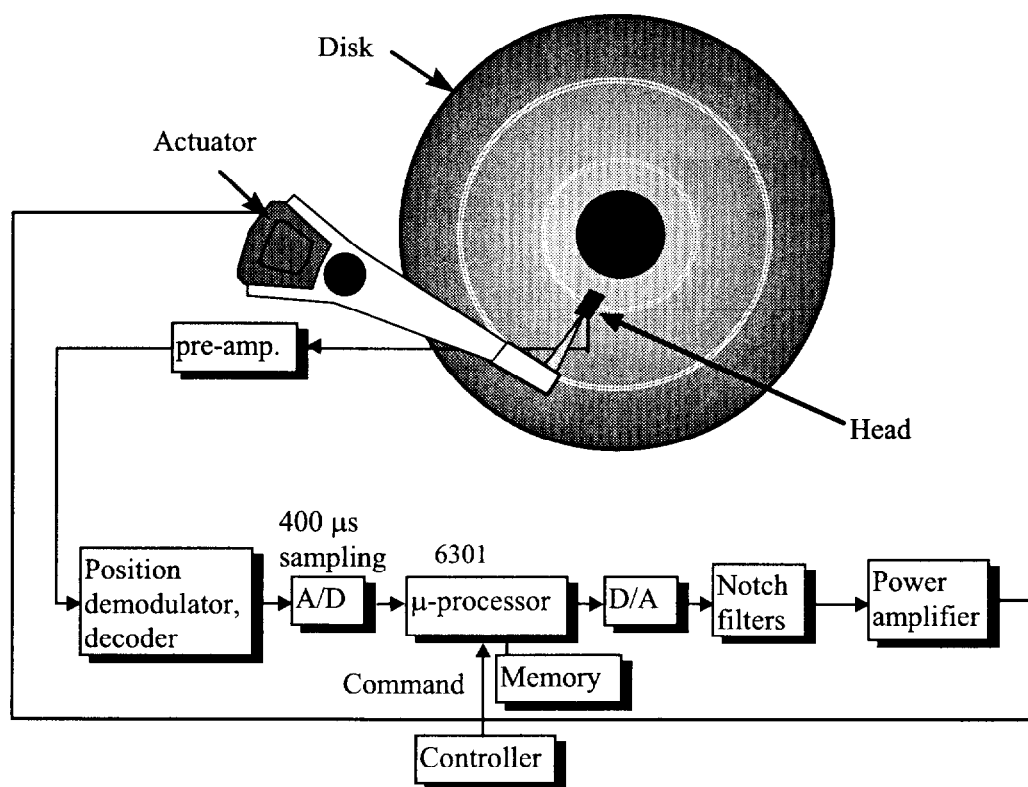
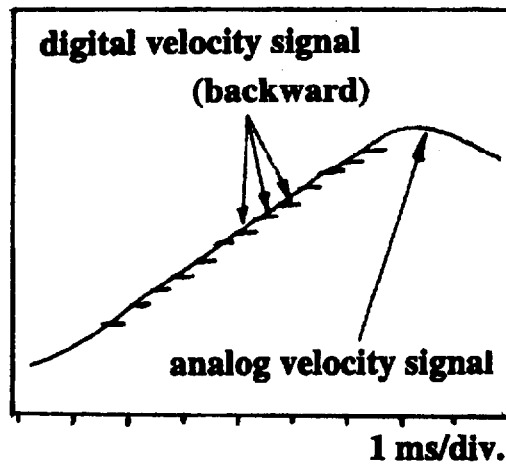
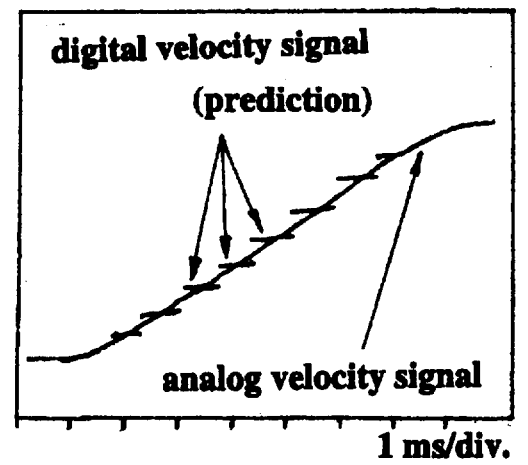


図3.6 実験装置の構成

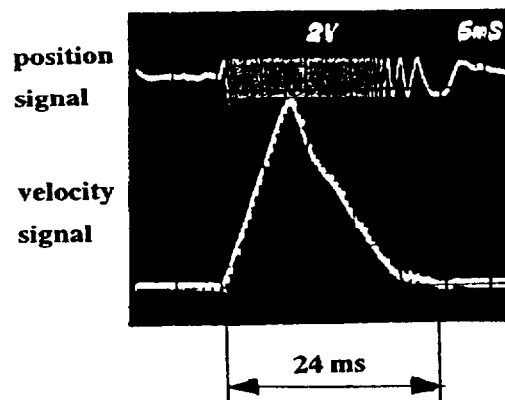


(a) 後退差分法

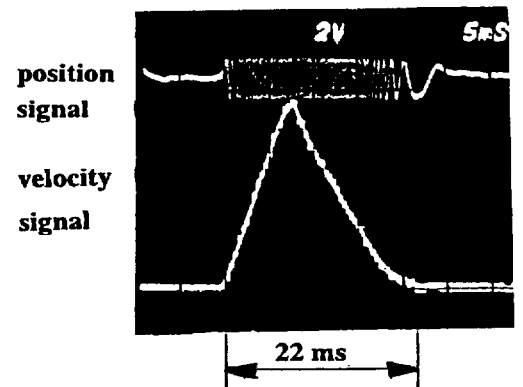


(b) 予測手法

図3.7 速度検出法の比較実験
(アナログ速度信号フィードバック状態での速度検出比較)



(a) 後退差分法



(b) 予測手法

図3.8 速度検出法の比較実験
(速度制御系を構成したときの応答比較)

3.3.2 位置制御系による設計

シークモードを位置制御系で実現する例が近年行われてきている。これは位置そのものを目標軌道とするので、パワーアンプが飽和しない短いシーク距離の制御にはシーク時間の短縮が期待できるためである。ここでは2自由度位置制御系による設計手法について述べる。構成を図3.9にブロック線図で示す。ここで P_{real} と P_{model} はそれぞれ実制御対象とノミナルモデルを表わし、 $K(s)$ はフィードバックコントローラである。 P_{real} と P_{model} の出力が異なっていたときのみ $K(s)$ が働き、理想的に $P_{\text{real}}=P_{\text{model}}$ である場合はコントローラは何も出力せず目標入力 u_m が直接に制御対象を駆動することになる。

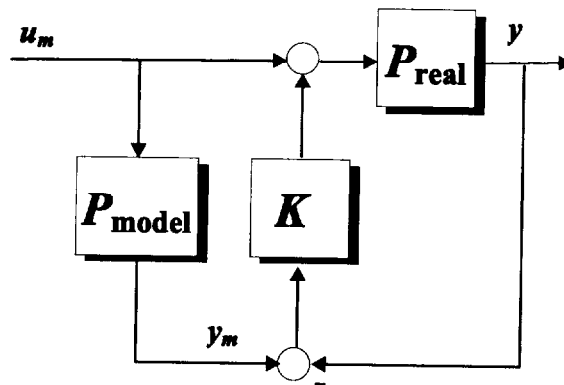


図3.9 シークモード（2自由度位置制御系）のブロック線図

したがって、制御系のフィードバック特性は $K(s)$ に依存し、系の過渡特性は u_m で決定できる。そこで $K(s)$ を希望の外乱抑圧特性とロバスト安定性を満たすように後述する H_∞ 制御理論を用いて設計し、 u_m は制御対象の高域共振を励振しない滑らかな目標入力を使うこととする。また、 $u_m=0$ とするとこの2自由度制御系は1自由度制御系と等価になるので、シークモードとフォロイングモードを切り換える必要はなくなる。

ここでの参照入力は、機構系の共振モードを励振させないような軌道を用いる。従来、シークモードの軌道設計は、最短時間制御もしくはそれに準じた制御方式がとられてきた。これらは基本的にアクチュエータに対し、最大加速と最大減速を行うことで達成される方式である。しかしこの場合の操作量は方形波状の形をしているため、広い周波数帯域において大きなスペクトルをもっている。そのため高域の共振モードを加振してしまい最終的な整定時間を長くしてしまうおそれがある。そこで、ここではそれらを加振しないように入力の時間変化が最小となるような滑らかな入力を使用する。このような入力は加速度の1階微分の2乗積分値を評価関数としたときの最適化問題を解くことで求められる(Cooper(1988)²⁶⁾、溝下(1991)³⁰⁾。

この問題を解くために仮想的な入力 u' を導入し図3.10のように制御対象を拡大し初期値及び終端条件を(3.12)式、評価関数を同式の J としたときの最適化問題を解けばよいことが

知られている。

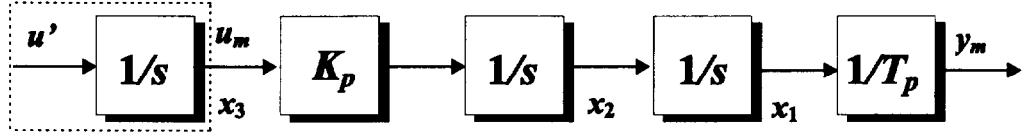


図3.10 拡大系のブロック線図

$$J = \int_0^{T_s} \left(\frac{du_m}{dt} \right)^2 dt = \int_0^{T_s} u'^2 dt \quad (3.12)$$

$$x(0) = [0 \ 0 \ 0]^t, \quad x(T_s) = [T_r \ T_p \ 0 \ 0]^t$$

ここで T_s は移動時間, T_r は移動トラック数, T_p はトラックピッチである. 図3.10の拡大システムは状態空間表現を用いて,

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & K_p \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} u' \\ &\equiv A_o x + B_o u' \end{aligned} \quad (3.13)$$

と表現できるから, 随伴ベクトルを λ , ハミルトニアンを H で定義すれば,

$$\begin{aligned} H &= \lambda^t (A_o x + B_o u') + u'^2 \\ \frac{d}{dt} \lambda &= -\frac{\partial}{\partial x} (A_o x + B_o u') \end{aligned} \quad (3.14)$$

から λ を求めることができる. このとき最適入力 u_m は, $\partial H / \partial u' = 0$ より,

$$u_m = -\frac{1}{2} \lambda^t B_o \quad (3.15)$$

となる. 簡単な計算より以下の結果を得る.

$$\begin{aligned} y_m &= \frac{x_1}{T_p} \\ &= 60 T_r \left\{ \frac{1}{10} \left(\frac{t}{T_s} \right)^5 - \frac{1}{4} \left(\frac{t}{T_s} \right)^4 + \frac{1}{6} \left(\frac{t}{T_s} \right)^3 \right\} \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$u_m = x_3$$

$$= 60 \frac{T_r T_p}{K_p T_s^2} \left\{ 2 \left(\frac{t}{T_s} \right)^3 - 3 \left(\frac{t}{T_s} \right)^2 + \left(\frac{t}{T_s} \right) \right\} \quad (3.17)$$

図3.11に $T_s=13$ ms, $T_r=800$ trk ($T_p=12.7\mu\text{m}$) の場合の参照入力 u_m 及び参照軌道 y_m を示す.

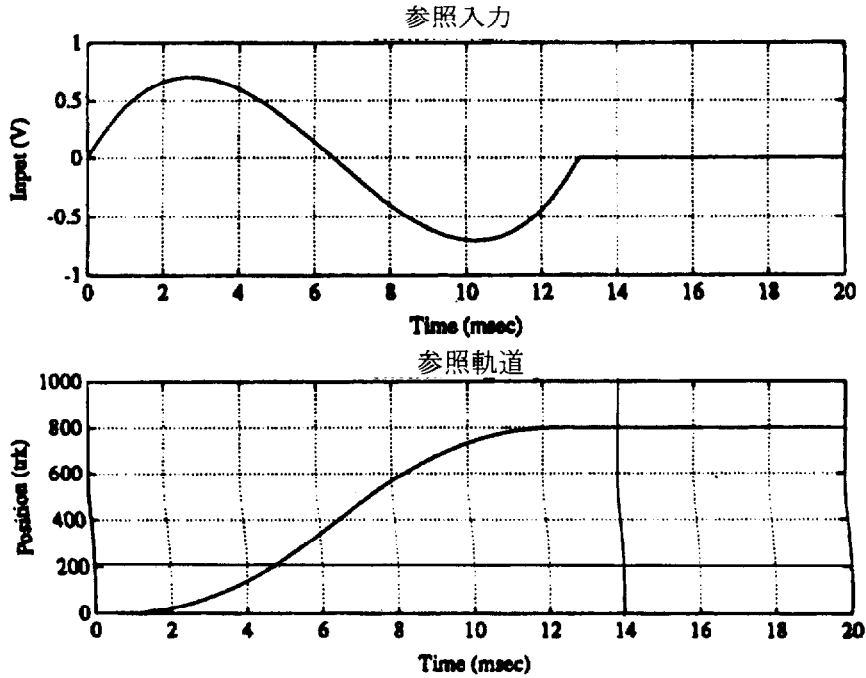


図3.11 参照入力と参照軌道

得られたコントローラをサンプリング時間50 μs で双一次変換を用いて離散化し、ディジタル制御装置により実現した. このときの実験装置と主な諸元を図3.12に示す. 磁気ディスク装置は5.25インチでトラックピッチは12.7 μm , トラック数は2400である. コントローラはTI社のDSPであるTMS320C30を用いている. 制御対象のモデルは慣性体とし, アンプ定数, モータの力定数, 質量を乗じた印加電圧から加速度までの定数は, $K_p=6.33\text{e-}2$ である. したがって, 制御対象のモデルは,

$$G_{\text{model}} = \frac{K_p}{T_p} \frac{1}{s^2} \quad (3.18)$$

となる.

また, コントローラ $K(s)$ は次節で述べる H_∞ 混合感度問題を用いて設計し, 結果として8次のコントローラとなった. なお, 目標入力及び目標軌道はサンプリング周期内でオンラインで計算している.

図3.13に, 参照入力をシーク距離 T_r が1トラック, シーク時間 T_s が0.8 msとして与えたときの出力応答波形を示す. これから, 1トラックシークがシーク時間0.9 msでオーバシュート

なく達成できていることがわかる。

5.25 inch Disk Drive, 2000 tpi, 3600 rpm (Dedicated servo)

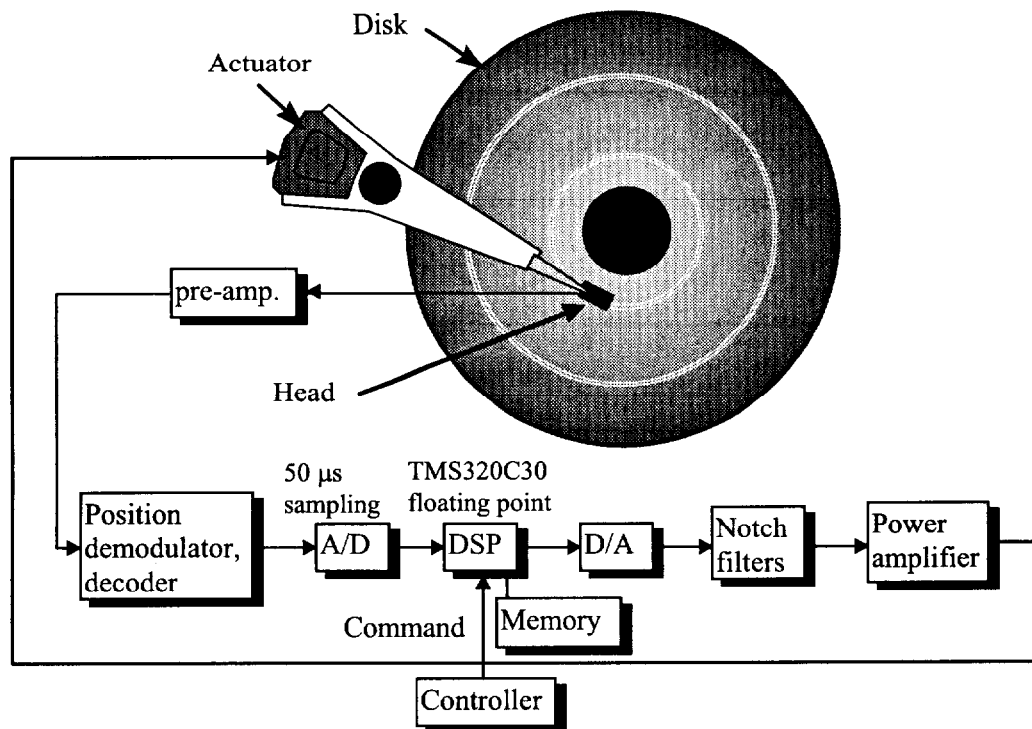


図3.12 実験装置の構成

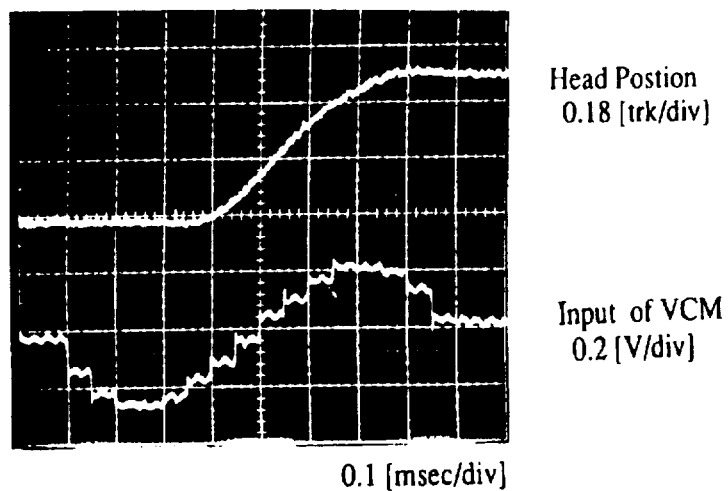
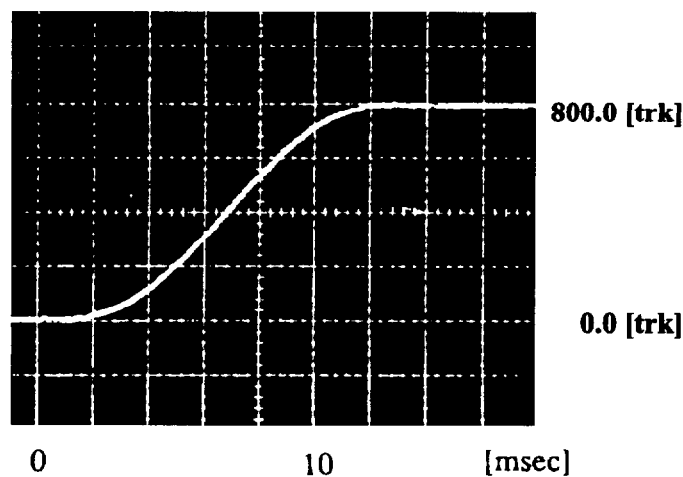


図3.13 1トラックシークの応答波形

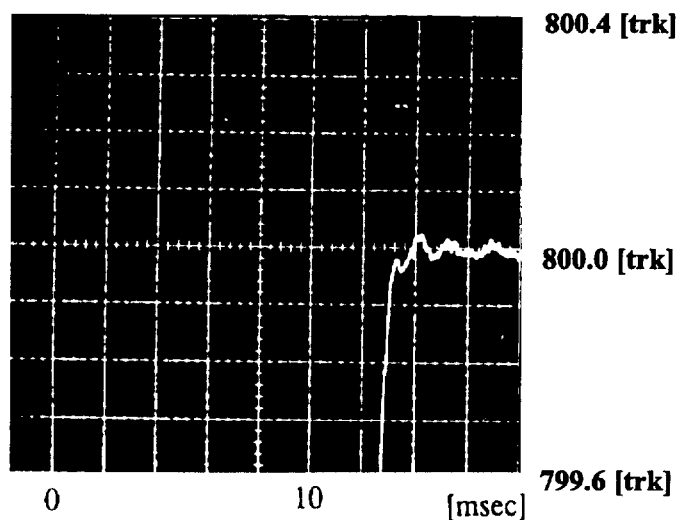
また図3.14(a)(b)(c)は、参照入力をシーク距離 T_r が800トラック、シーク時間 T_s が13 msとして与えたときの出力応答波形を示す。図3.14(b)は図3.14(a)の目標トラック付近を拡大した図である。これらの図からシーク時間14 msが達成できているのが確認できる。

1, 52, 800, 1600, 2000の各トラックにおけるシーク時間を、従来のモード切り換え型制御方式（後述する初期値補償制御は用いていない）でのシーク時間を比較してみると表3.1のようになる。これから、従来方式と同等もしくは短いシーク時間が達成できていることがわかる。

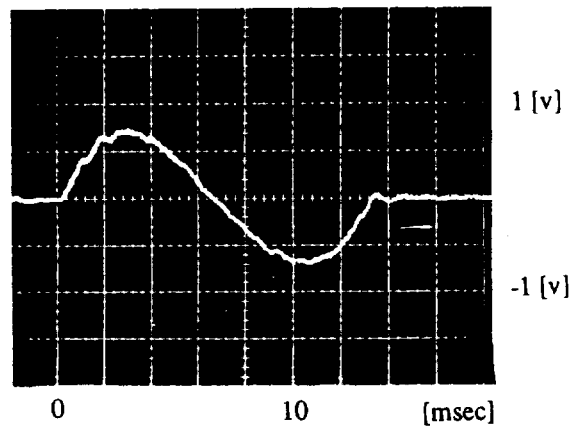
更に、制御対象の変動に対するロバスト性を調べる。図3.15及び図3.16に位置検出ゲイン $1/T_p$ が $\pm 10\%$ 変動した場合の過渡応答波形を示す。これらの結果から図3.14に比べ、ほとんど過渡応答が悪化していないことがわかる。



(a) ヘッド変位



(b) ヘッド変位(目標トラック近傍)



(c) VCMへの入力波形

図3.14 800トラックシークの応答波形

表3.1 シーク時間の比較

Seek tracks	existing method (ms)	proposed method (ms)
1	1.6	0.8
52	5.0	4.5
800	15.0	14.0
1600	21.0	20.0
2000	24.5	24.0

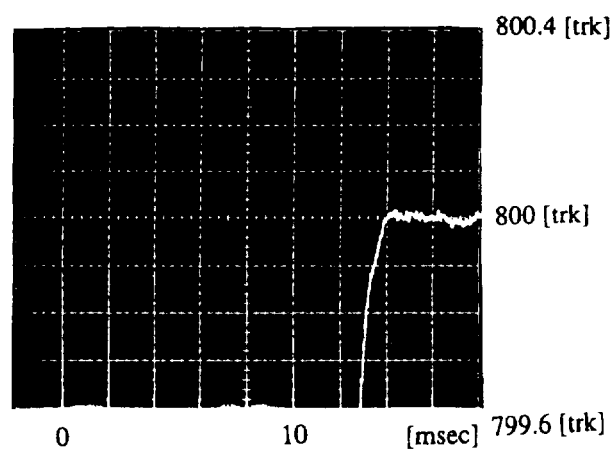


図3.15 ゲイン+10%変動時の800トラックシークの応答波形

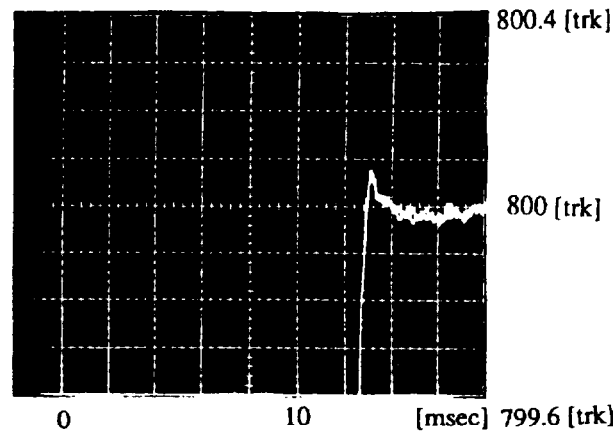


図3.16 ゲイン-10%変動時の800トラックシークの応答波形

3.4 高精度位置決めのためのフォロイングモードの設計

フォロイングモードはシークモードから切り換えられ、ヘッドを目標トラック中心に位置決めし、更にトラックの変動に追従するための位置制御系である。フォロイングモードは位置制御系であり、その構成は前向きに位相補償要素を含む単ループ系、PID制御系、I-PD制御系、状態オブザーバ付きフィードバック系など種々の方法が考えられる。ここでは、 H_∞ 制御理論によるコントローラの設計法について述べる。

3.4.1 H_∞ 制御の概要と磁気ディスク装置への適用の意義

H_∞ 制御の言葉のもととなる H_∞ (H-infinity)ノルムとは、 $\text{Re } s > 0$ で解析的かつ有界な関数 $G(s)$ に対して存在し、次式で定義される(荒木(1991)⁹⁶⁾, 美多(1994)⁹⁷⁾, Chiang(1992)⁹⁸⁾, 原(1991)⁹⁹⁾, 細江(1994)¹⁰⁰⁾ほか)。

$$\|G(s)\|_\infty = \sup_{0 \leq \omega < \infty} \sigma\{G(j\omega)\} \quad (3.19)$$

ここで $G(s)$ がスカラーの場合、 H_∞ ノルムは安定な伝達関数のゲインの最大値である。

制御系の設計指標は大きく5つに分類され、目標値への追従性を評価する目標値追従特性、制御対象の特性変動の出力への影響を評価する感度特性、制御対象の特性変動の安定性への影響を評価するロバスト安定性、外乱の出力への影響を評価する外乱抑圧特性(追従誤差特性とも言う)、及び検出系に加わるノイズの出力への影響を評価する耐雑音特性

がある。目標値追従特性は2自由度制御系の構成によって他の指標とは独立に設計できる。残りの感度特性と外乱抑圧特性は感度関数(S)によって表現され、ロバスト安定性と耐雑音特性とは相補感度関数(T)で表現される。これらはいずれもその大きさが小さいほど特性が良好であるといえるが、 $S+T=1$ の関係があるため、両者を同時に小さくすることができない。これは、ループゲインを大きくすれば追従性は向上するが安定性をそこないやすくなり、逆にループゲインを小さくすれば安定性は高まるが追従性が悪くなるというよく見られる現象に対応している。このように制御系設計では、制御対象の特性変動や外乱の影響を出力に現われにくくする低感度化と、特性変動があっても安定性を維持するロバスト安定化という相反する特性を満足させる必要がある。そのためには特性変動を定量化して各目標仕様を満たすような制御系を設計する手法—ロバスト設計—が必要であり、その解法の1つとして H_∞ 制御の適用が進められている。以下で示すように特性変動を陽に与えて設計することが、従来の設計法例えば状態フィードバック制御などと大きく異なる点である。次に H_∞ 制御の考え方を示す。

①ロバスト安定問題：制御対象は、さまざまな要因によって特性の変動や個体差（ばらつき）をもつ。その変動の範囲がわかっていて、その範囲内であれば安定となる制御系はロバスト安定であるといわれる。非構造的な乗法変動 Δ に対してロバスト安定であるための必要十分条件は、スモールゲイン定理によって次式で与えられている。

$$\|(1+PC)^{-1}PC\Delta\|_\infty < 1 \quad (3.20)$$

ここで、 P は制御対象、 C はコントローラの伝達特性を表わす。特性変動の上限を関数 W_2 で与えれば

$$\|(1+PC)^{-1}PCW_2\|_\infty < 1 \quad (3.21)$$

となる。(3.21)式を満たすようなコントローラを求めることがロバスト安定問題である。

②感度低減、外乱抑圧問題：閉ループ系において感度関数がある大きさ γ 以下にしたいとする。このとき、出力に重み関数を設けて次式のようにすると、重み関数を大きくとった周波数領域で感度関数をより小さくなるように周波数特性を整形できる。

$$\|(1+PC)^{-1}W_1\|_\infty < \gamma \quad (3.22)$$

(3.22)式を満たすようなコントローラを求めることが感度低減、外乱抑圧問題である。

③混合感度問題：以上の二つの問題を同時に考慮するのが混合感度問題である。(3.21), (3.22)式をまとめると、

$$\left\| \frac{SW_1 / \gamma}{TW_2} \right\|_{\infty} < 1 \quad (3.23)$$

と表現できる．ここで， $S = (1 + PC)^{-1}$ ， $T = (1 + PC)^{-1} PC$ である．

この設計問題に対し， H_{∞} 制御では，入力（外乱） w と制御量 z の間の閉ループ伝達関数がある大きさとし（混合感度問題では(3.23)式を満たし），かつ閉ループ系を安定にするコントローラを求めることができる．(3.23)式のような入出力の関係は，たとえば図3.17のような一般化プラントで表わされる．この一般化プラントの作成と求解の条件を満足できれば，市販パッケージソフト（ここではMATLAB）によってコントローラが計算できる．ここで設計者が十分検討しなければならないことは，制御対象の変動モデルを求めること，重み関数の選び方（装置仕様を反映する），一般化プラントの構成法（外乱の入力ポイントなど），そして得られたコントローラの低次元化などのインプリメンテーション上の課題の解決，である．

磁気ディスク装置では，ビットエラーレートと呼ばれるデータの読み誤り率が装置仕様として与えられる．これを決める要因の一つにヘッドとデータトラックとの位置ずれがある．これは，機械的な振動や制御系の追従特性に従ってある統計的な位置の分布をもっている．この位置ずれ分布は多くの位置決め誤差要因からなっており，これを式で表わせば次式のように表現される．

$$Pe(s) = \frac{1}{1+PC} \cdot d(s) + \frac{P}{1+PC} f(s) + \frac{PC}{1+PC} n(s) + \frac{PC}{1+PC} r(s) \quad (3.24)$$

ここで， $Pe(s)$ は位置誤差信号(制御量)， $d(s)$ は位置外乱(ディスク振動など)， $f(s)$ は力外乱， $n(s)$ は信号ノイズ， $r(s)$ は目標値， C はコントローラの伝達関数， P は制御対象の伝達関数，である．図3.18に対応するブロック線図を示す．(3.24)式より位置決め精度は，ノイズ，外乱などの特性と閉ループ制御系の特性を乗じたものと考えられるため，制御対象の特性ばらつきや変動分を求めておいてこれに対するロバスト安定性を確保し，外乱に対して最も適当な感度関数を求める必要がある．このための設計手法として H_{∞} 制御の混合感度問題が適用できる．以下では5.25インチの磁気ディスク装置を対象として設計を行う．

3.4.2 混合感度問題を用いた設計

(1) 制御対象のモデル化

同定方法は，正弦波を外乱入力として印加し周波数をスイープさせて各周波数でのゲインと位相をサーボアナライザにより測定し，制御対象のモデルを周波数領域で求める．得られたノミナルモデル P の周波数特性を図3.19に示す．これは低域に固有周波数をもつばね-剛体系に，アクチュエータ支持部とヘッド支持系の共振周波数が加わった6次の機構系

モデル（分子と分母の相対次数は4）である。

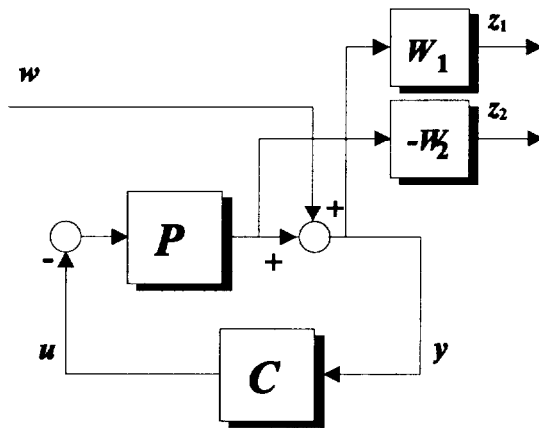


図 3.17 一般化プラントの
ブロック線図

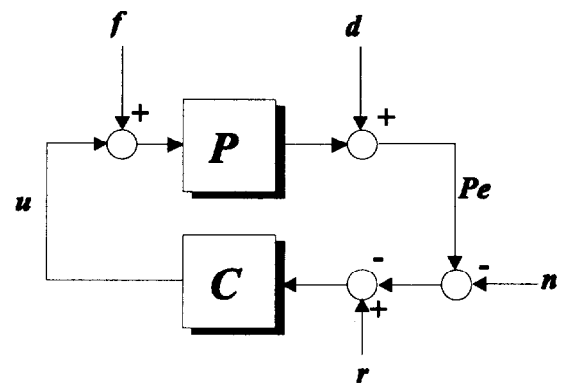


図 3.18 磁気ディスク装置
位置決め系のブロック線図

次に変動モデルを求める。30台の磁気ディスク装置の機構系の周波数特性から、2つの共振周波数のばらつきとゲイン変動に着目して変動の最大値を囲むような変動モデル P_t を求める。図3.19に P_t の周波数特性をあわせて示す。これより、図3.20のように乗法変動モデル Δ が求められる。ここで Δ は次式で定義される。

$$P_t = P(1 + \Delta) \quad (3.25)$$

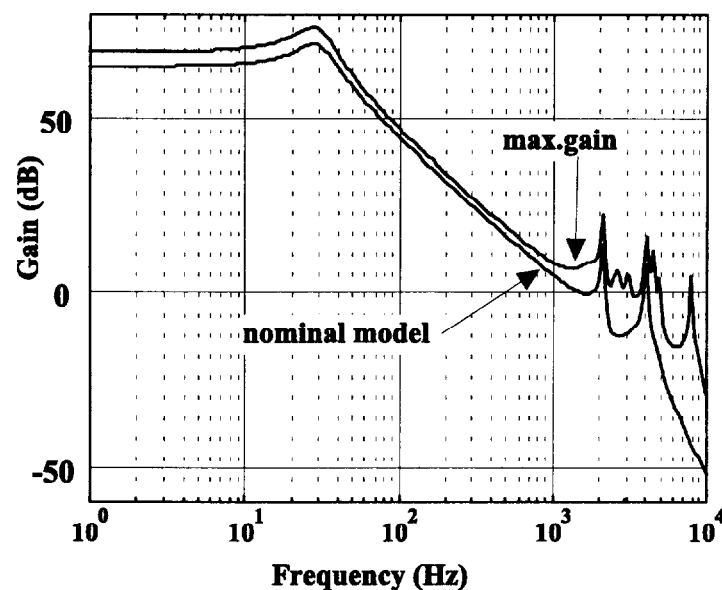


図3.19 制御対象のノミナルモデル及び変動最大値の周波数特性

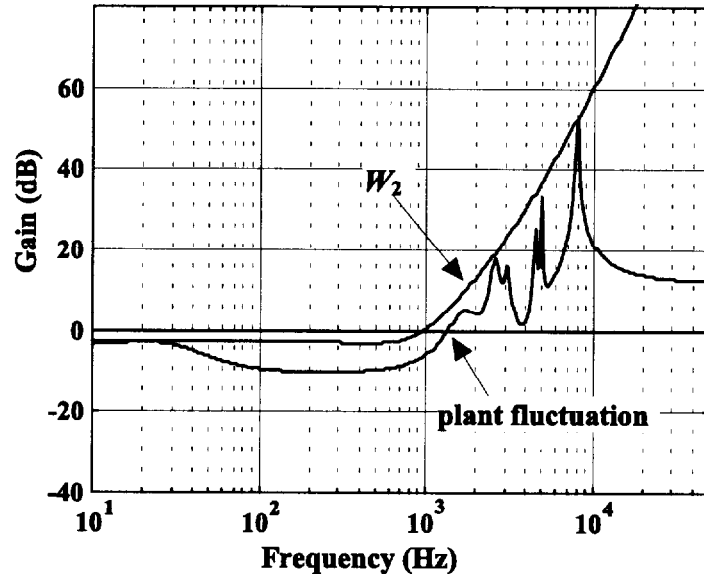


図 3.20 制御対象の変動モデルと重み関数 w_2 の周波数特性

(2) 入力外乱のモデル化

ここでは、ディスク回転(3600rpm)に同期した周波数をもつ位置外乱に着目し、この基本周波数を少なくとも-25dB以上圧縮することを仕様とする。すなわち、(1)の変動に対してロバスト安定であり、かつ位置外乱に対して目標の抑圧率を達成することが本設計の目標となる。

(3) 重み関数の設計

一般化プラントとして、(2)の外乱が w として表現されている図3.17のモデルを用いる。相補感度関数に対する重み関数 W_2 は、図3.20に示すように乗法変動モデルの上限を囲むような関数とする。また PW_2 がプロパとなるように W_2 は、分子がたかだか P の相対次数の4次の多項式となるように与える。

また感度関数に対する重み関数 W_1 は、低域で感度特性が小さくなるように、擬似積分特性を付加した制御対象モデル（低域の2次のモデルのみ）とし、3次で表わす。

(4) 一般化制御対象の構成方法

一般化プラントは図3.17を用いると次式で表わされる。

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_1 & -W_1 P \\ 0 & W_2 P \\ 1 & -P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} = G_{zw} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

一方、 P 、 $W_2 P$ 、 W_1 の状態空間表現は次式で表わせる。

$$P(s) = \begin{bmatrix} A_p & b_p \\ c_p & d_p \end{bmatrix}, \quad W_2(s)P(s) = \begin{bmatrix} A_p & b_p \\ c_2 & d_2 \end{bmatrix}, \quad W_1(s) = \begin{bmatrix} A_1 & b_1 \\ c_1 & d_1 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

ここで、(3.27)式の表現は次式を意味する。

$$H(s) = \begin{bmatrix} A & b \\ c & d \end{bmatrix} \Leftrightarrow H(s) = c(sI - A)^{-1}b + d \quad (3.28)$$

これらを用いると、図3.17の一般化プラントの状態空間表現は次式のようにになる。

$$G_{zw} = \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 & -b_p \\ b_1 c_p & A_1 & b_1 & 0 \\ d_1 c_p & c_1 & d_1 & 0 \\ -c_2 & 0 & 0 & d_2 \\ c_p & 0 & I & 0 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

ここで $d_p=0$ 。なお、以上の一般化プラントの構成と重み関数の選択は、混合感度問題の計算条件を満足するように決められる。

(5) 混合感度問題の計算

混合感度問題ではよく知られている γ -iterationを行いコントローラを求める（ここではMATLABを用いた）。これによりロバスト安定を確保し、最も低感度なコントローラを探索した。なお、状態方程式の $ABCD$ 各行列に対して平衡化を行って計算条件をよくしている。

(6) デジタル制御系の設計

実際には離散時間のコントローラを求める必要があるので、まず連続時間系のノミナルプラントモデル $P(s)$ 、重み関数 $W_1(s)$ 、 $W_2(s)$ を0次ホールダ付きの z 変換を行って伝達関数 $P(z)$ 、 $W_1(z)$ 、 $W_2(z)$ を求める。次に、 $P(z)$ 、 $W_1(z)$ 、 $W_2(z)$ を次式により双一次変換し、仮想領域の伝達関数 $P(w)$ 、 $W_1(w)$ 、 $W_2(w)$ を求める。

$$z = \frac{(2/T) + w}{(2/T) - w} \quad (3.30)$$

これらに対して連続時間系の混合感度問題を適用して、仮想領域でのコントローラ $C(w)$ を求める。最後に $C(w)$ を次式により双一次変換し、コントローラを離散時間系に戻す。

$$w = \frac{2}{T} \frac{z-1}{z+1} \quad (3.31)$$

得られたコントローラの周波数特性を図3.21に示す。コントローラの次数は7である。クロスオーバー周波数付近での位相進み特性、機構共振部分でのノッチフィルタといった古典制御理論における補償要素と対応していることがわかる。なおコントローラの状態方程式のA行列は、この計算がマイクロプロセッサ上で容易にできるように対角標準形に変換し、さらにB行列の各要素が1になるように規格化した。

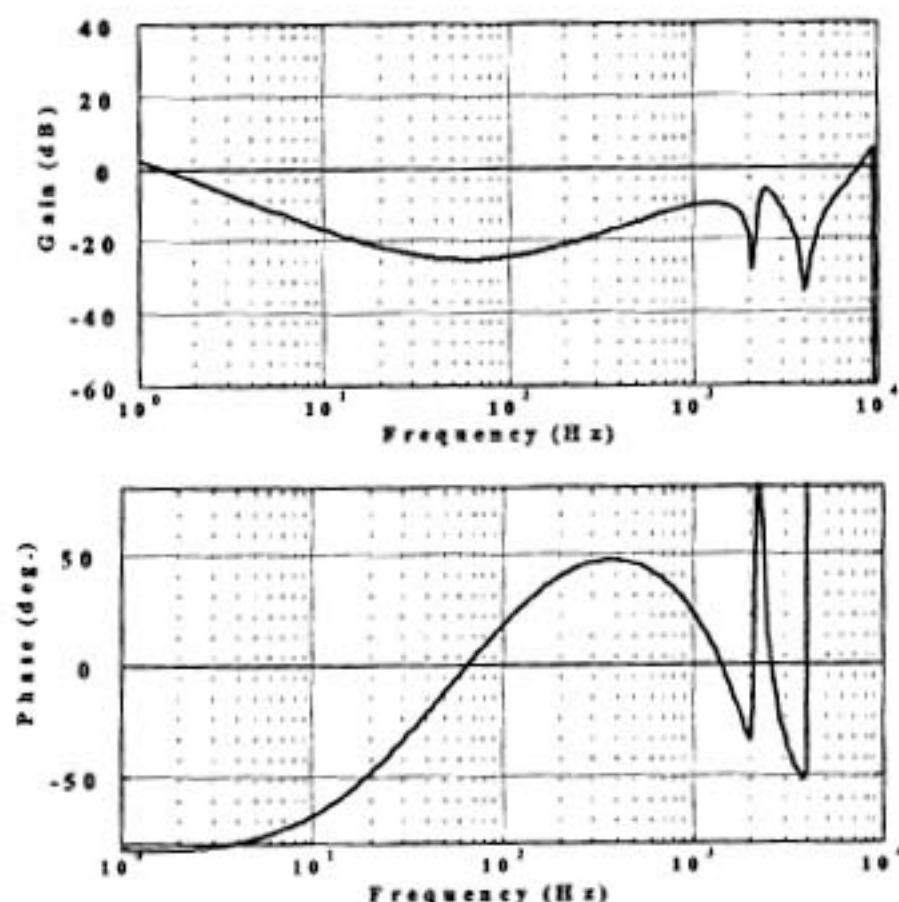


図 3.21 コントローラの周波数特性 (シミュレーション)

(7) シミュレーション

閉ループ系の感度特性と相補感度特性及び重み関数の逆特性を図3.22に示す。得られた感度関数、相補感度関数共、重み関数の逆特性より小さくなっており、目的とした特性が実現されていることがわかる。

(8) 実験結果

実際に磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系のフォロイング制御系に組み込んだとき

のコントローラの周波数特性を図3.23に、一巡伝達特性を図3.24に、相補感度特性を図3.25に、感度特性を図3.26に示す。いずれも上段に位相特性、下段にゲイン特性を示す。なお実験装置は3.3.2節で用いたものと同一である。得られた系は、ノミナルで一巡伝達特性のクロスオーバー周波数が570Hz、位相余裕が33度、60Hzでの外乱抑圧特性が-30dBとなり、仕様を満たすことができた。

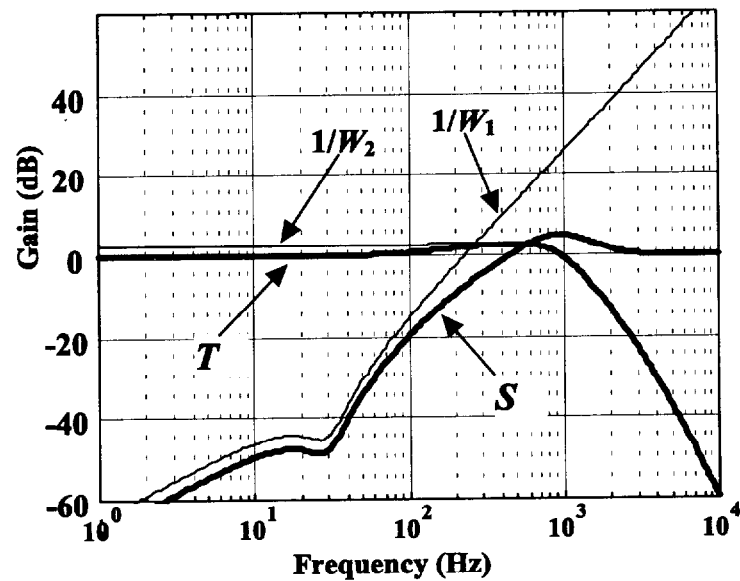


図 3.22 フォロイングモードの感度特性、相補感度特性及び重み関数の逆特性の周波数特性

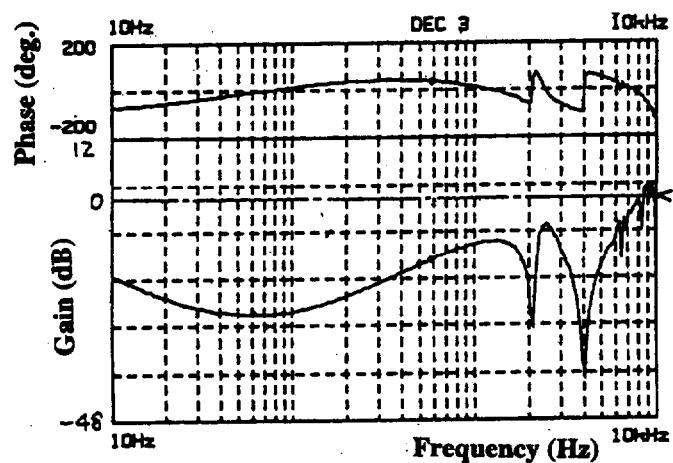


図 3.23 コントローラの周波数特性（実験結果）

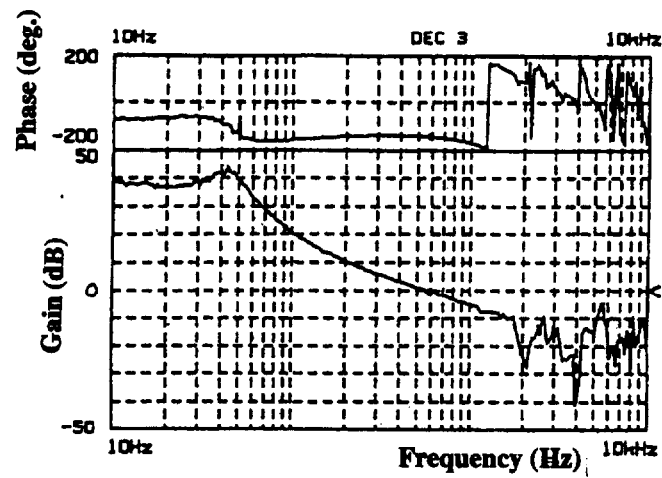


図 3.24 一巡伝達特性の周波数特性 (実験結果)

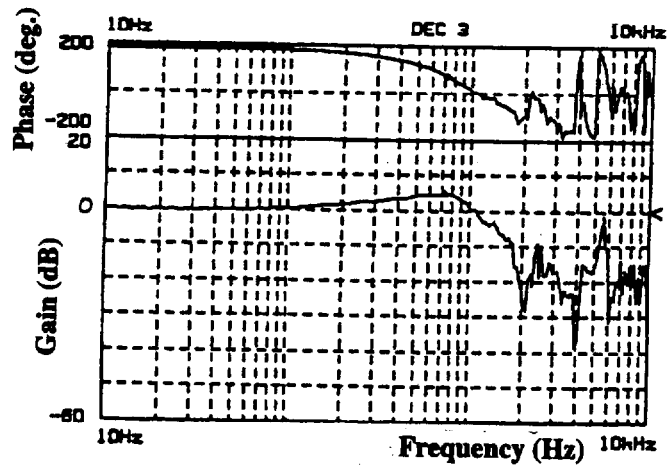


図 3.25 相補感度特性の周波数特性 (実験結果)

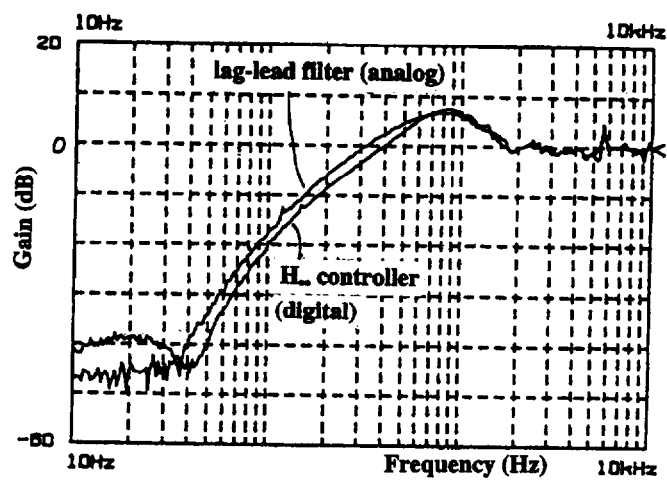


図 3.26 感度特性の周波数特性 (実験結果)

3.5 ゲイン同定と補正方式

VCMのトルク定数，ポジション感度はばらつきがある．従って機構系のゲインは半径位置，ヘッド毎，装置毎に異なり，図3.27に示すように20～30%の変動がある．図は半径を横軸にとり，各ヘッドに対していくつかの半径位置でのループゲインを測定したものである．半径位置に対してゲインが変化するのはVCMの力定数の影響であり，ヘッド毎にばらつくのは位置信号の検出感度がヘッドによって異なるためである．これらは制御系にとって特性のばらつきになったり，安定余裕がばらついたりする要因となる．そこでこれを補正する必要がある．本研究では，コントローラの内部に制御対象のモデルを持ち，加振信号を制御対象とモデルとに与え，両者の出力，つまり変位が一致するようにモデルのゲインを逐次型最小2乗法によって計算する方法を提案する．そして，このゲインから，コントローラのループゲインを一巡伝達関数のクロスオーバー周波数が設計値になるように調整する．このような調整方法は，制御系のループ特性を改善する上で非常に重要な機能である．

制御対象の入力 $u(k)$ からヘッド位置 $y(k)$ までの伝達関数は次式で表わされる．

$$\begin{aligned}
 y(k) &= Z\left[\frac{k_D}{s^2} e^{-T_p s} \frac{1-e^{-T_D s}}{s}\right] u(k) \\
 &\approx Z\left[\frac{k_D}{s^2} \frac{1-0.5T_p s}{1+0.5T_p s} \frac{1-e^{-T_D s}}{s}\right] u(k) \\
 &\equiv \frac{k_D T_D^2}{2} \frac{b_2 z^{-1} + b_1 z^{-2} + b_0 z^{-3}}{1 + a_2 z^{-1} + a_1 z^{-2} + a_0 z^{-3}} u(k)
 \end{aligned} \tag{3.32}$$

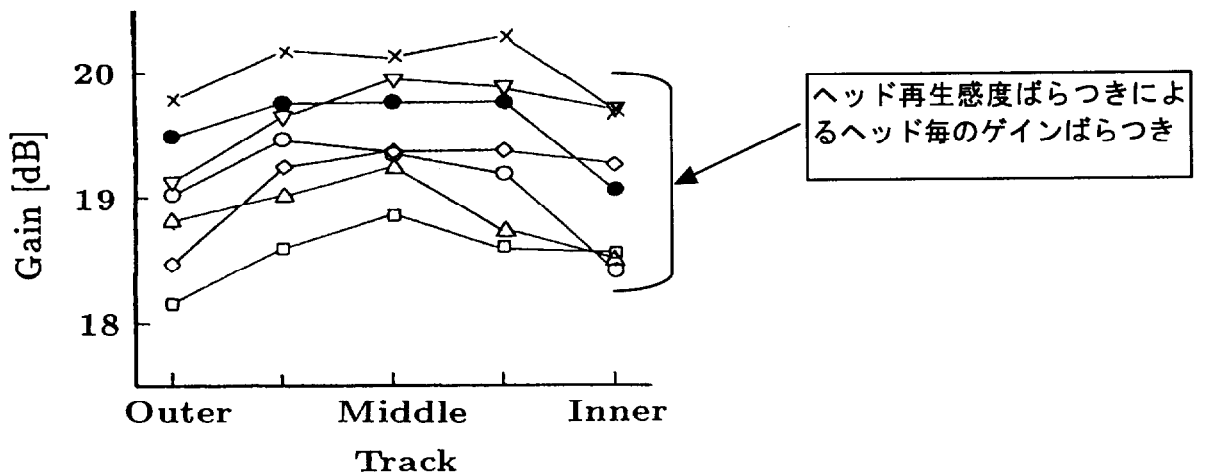


図 3.27 磁気ディスク装置フォロイング制御系のゲインのばらつき

ただし

$$\begin{aligned}
k_D &\equiv k_{DA} \cdot k_A \cdot k_F \cdot k_{PD} \cdot k_{AD} / M \\
T_P &\equiv \frac{\zeta_N}{\pi f_N} + \frac{\zeta_L}{\pi f_L} + T_c \\
n &\equiv e^{-2T_D/T_P}
\end{aligned} \tag{3.33}$$

において

$$\begin{aligned}
b_2 &\equiv \frac{2}{T_D^2} \left\{ \frac{T_D^2}{2} - T_D T_P + \frac{T_P^2}{2} - \frac{T_P^2 n}{2} \right\} \\
b_1 &\equiv \frac{2}{T_D^2} \left\{ \left(\frac{T_D^2}{2} + T_D T_P - T_P^2 \right) - \left(\frac{T_P^2}{2} - T_D T_P - T_P^2 \right) n \right\} \\
b_0 &\equiv \frac{2}{T_D^2} \left\{ \frac{T_P^2}{2} - \left(\frac{T_D^2}{2} + T_D T_P + \frac{T_P^2}{2} \right) n \right\} \\
a_2 &\equiv -(2+n), \quad a_1 \equiv 1+2n, \quad a_0 \equiv -n
\end{aligned} \tag{3.34}$$

である．ここで、 k_{DA} はDA変換器のゲイン、 k_A はパワーアンプのゲイン、 k_F はVCMの推力定数、 k_{PD} は検出ゲイン、 k_{AD} はAD変換器のゲイン、 M は等価質量、 ζ_N はノッチフィルタの減衰係数、 f_N はノッチフィルタの固有周波数、 ζ_L はローパスフィルタの減衰係数、 f_L はローパスフィルタの固有周波数、 T_c はコントローラの演算時間遅れ、 T_D はサンプリング周期、 s はラプラス演算子である．上式は次式の同定表現に書き表わせる．

$$\begin{aligned}
y(k) &= \theta(b_2 \cdot u(k-1) + b_1 \cdot u(k-2) + b_0 \cdot u(k-3)) \\
&\quad + (-a_2 \cdot y(k-1) - a_1 \cdot y(k-2) - a_0 \cdot y(k-3)) \\
&\equiv \theta \cdot \varsigma(k) + \eta(k)
\end{aligned} \tag{3.35}$$

ただし、

$$\begin{aligned}
\theta &= \frac{k_D \cdot T_D^2}{2} \\
\varsigma(k) &\equiv b_2 \cdot u(k-1) + b_1 \cdot u(k-2) + b_0 \cdot u(k-3) \\
\eta(k) &\equiv -a_2 \cdot y(k-1) - a_1 \cdot y(k-2) - a_0 \cdot y(k-3)
\end{aligned} \tag{3.36}$$

ここでは、雑音を積極的に除去するために入出力信号にローパスフィルタを挿入する．すなわち、(3.35)式に対して次式の同定モデルを構成する．

$$\hat{y}_F(k) = \hat{\theta}(k-1) \cdot \varsigma_F(k) + \eta_F(k) \tag{3.37}$$

ただし、 $f(z)$ を1次のローパスフィルタとすると、

$$\begin{aligned}\zeta_F(k) &\equiv b_2 \cdot u_F(k-1) + b_1 \cdot u_F(k-2) + b_0 \cdot u_F(k-3) \\ \eta_F(k) &\equiv -a_2 \cdot y_F(k-1) - a_1 \cdot y_F(k-2) - a_0 \cdot y_F(k-3) \\ u_{F(k)} &\equiv f(z) \cdot u(k) \\ y_{F(k)} &\equiv f(z) \cdot y(k)\end{aligned}\tag{3.38}$$

である。次に、同定誤差 $\varepsilon(k)$ を定める。

$$\varepsilon(k) = y_F(k) - \hat{y}_F(k)\tag{3.39}$$

ここでは、次式の逐次型最小二乗法適応アルゴリズムでパラメータ θ を推定する。

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \frac{\gamma(k-1)\zeta(k)}{1 + \gamma(k-1)\zeta^2(k)} \varepsilon(k)\tag{3.40}$$

$$\gamma(k) = \frac{\gamma(k-1)}{1 + \gamma(k-1)\zeta^2(k)}\tag{3.41}$$

ただし、推定値 $\hat{\theta}$ の初期値と学習ゲイン γ の初期値は

$$\hat{\theta}(0) = \text{任意}$$

$$\gamma(0) > 0$$

である。図3.28にブロック線図を示す。一定周波数で加振した状態で、操作量と制御量をフィルタを介して推定器に取り込み、上記の式にしたがってゲインを推定する。この推定ゲインに基づいて閉ループ系の特性が一定となるようにコントローラのゲインを調節する。

提案した手法の実験結果を示す。図3.29は、学習ゲイン $\gamma(0)=25$ 、目標位置信号 $\pm 3\mu\text{m} \times \sin(450\text{Hz})$ のときの制御対象のループゲインの推定値 $\hat{\theta}$ と位置信号 y を多重露光した図である。推定時間は33 msとした。推定値 $\hat{\theta}$ は一定値に収束していることがわかる。図3.30は、図3.28で33 msにおける推定値を1000回測定し、これを度数分布で表現した結果である。推定値はほぼ正規分布の形をなし、推定ばらつきは3%弱である。

図3.31は、本手法を用いたヘッド切り換え時間の度数分布の一例を示している。トラックの中周において、1000回ヘッドを順に切り換えその応答時間を測定し、度数分布の形でプロットした。横軸はヘッド切り換えに要した応答時間、縦軸はその度数を対数で表わしている。ゲイン補正を行わない場合は、平均0.8 ms、補正ありの場合は0.64 msとなり、応答時間のばらつきが抑えられ、本手法が有効に作用していることがわかる。

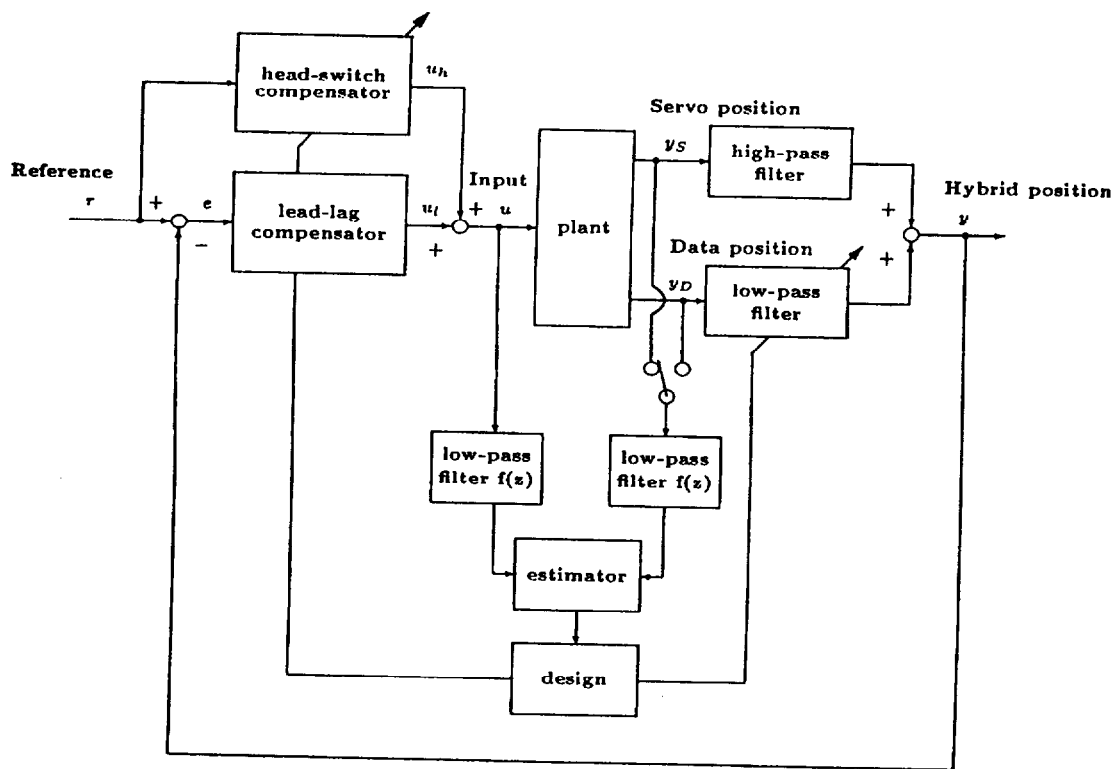


図 3.28 ゲイン同定・補正手法のブロック線図

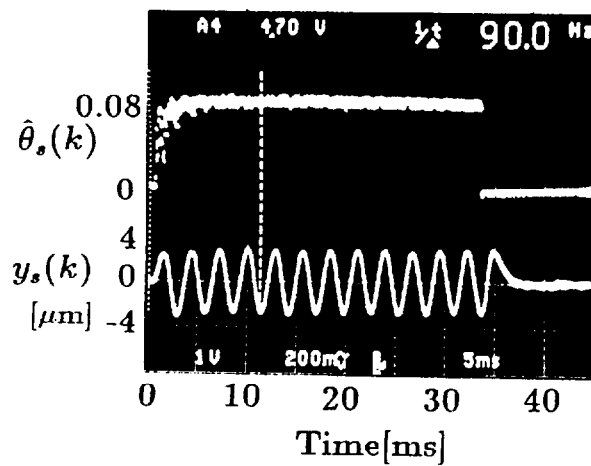


図 3.29 ゲイン推定の応答波形

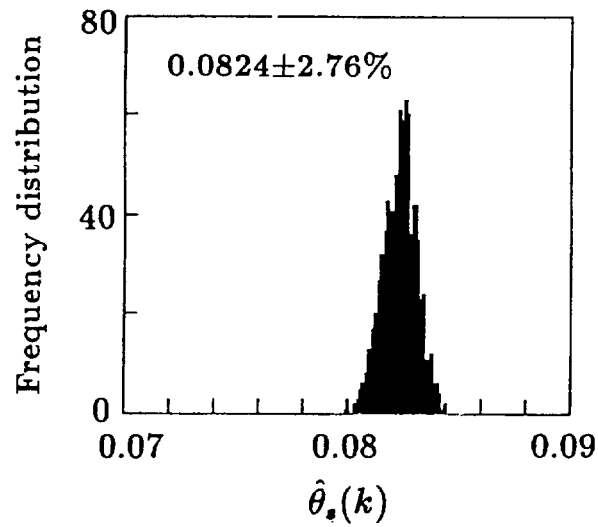


図 3.30 推定ゲインの度数分布

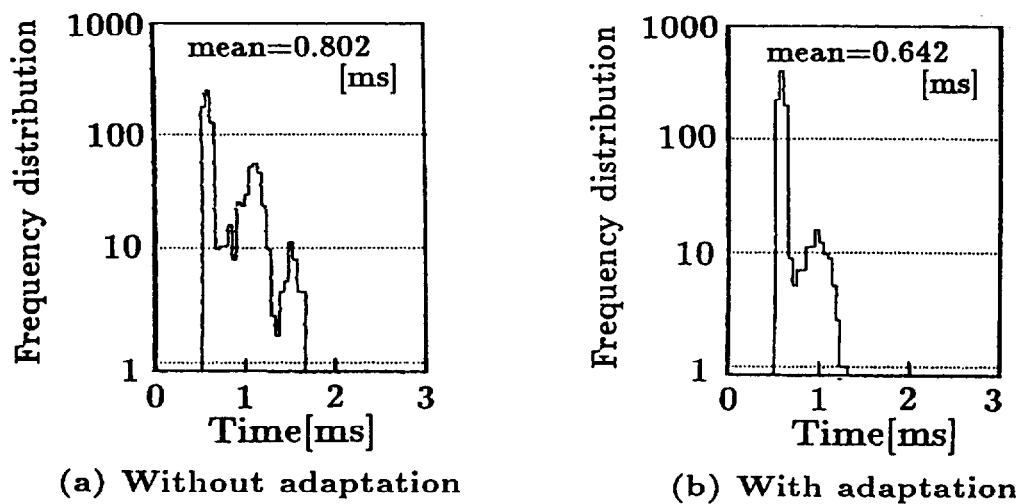


図 3.31 ゲイン同定・補正方式によるヘッド切り換え時間の短縮効果

3.6 モード切り換えの設計と初期値補償制御方式

3.6.1 モード切り換え型制御系の従来の研究

モード切り換え型制御系は、構造を切り換えるという点で可変構造制御系とみなせる。そこでまず可変構造制御系の定義について検討する。

まずItkis(1976)¹⁰¹⁾は、「過渡過程の間でシステムの構造に変化が生じる。VSSの構造は、

予め決められたアルゴリズムや構造変化の法則にしたがって意図的に変えられる。これらの変化が生じる時刻は、固定されたプログラムによって決まるのではなく、偏差信号とその微分の現在値に伴って決められる。」と定義している。しかし、「原理的に、システムの構造の変化を支配する多くの異なった可能な制御則が存在する。主フィードバックループを、またはローカルフィードバックループ、付加された2次的な接続、クロスカップリングなどを接続、切断することができる。しかし、歴史的に言って、このほとんど制限のない手段の供給の中から、1つの特定された制御則はVSSの理論の中で大部分の興味を引いた。つまりすべり面として知られるシステムの中で生成される法則、そこではシステムの構造は無限大の周波数で切り換えられる。」のようにすべり面を有するスライディングモード制御が主流となっていることを示している。

橋本(1993)¹⁰²⁾は、「可変構造系とは、スライディングモードを含む広い概念である。自分自身のシステム構造を変えることのできる系であり、状況に応じて制御構造を変えるシステムをいう」と定義している。

安田(1988)⁷⁰⁾は、「可変構造制御は、制御構造や設計パラメータを制御中に変化させる制御」と位置付けている。

以上の文献から、モード切り換え型制御は、広義の可変構造制御系の一種として位置付けられる。一般的に用いられている可変構造制御系は、狭義の意味でスライディングモード制御と同一に扱われているが、本来はもっと広い概念を差す言葉である。第1章に述べたようにスライディングモード制御ではない可変構造制御に関する理論的研究はきわめて少ない。この中で本研究に関連するものは安田(1988)⁷⁰⁾の可変構造制御による多変数サーボ系の速応性の改善に関する検討がある程度である。そこで、この論文の考え方及び結果を紹介する。

「この論文では、多変数積分型最適サーボ系を対象に、制御出力偏差の2乗積分の意味で速応性を改善するような可変構造制御法を提案している。ここでは、与えられた最適サーボ系に対し、積分補償器を含むパスの切断・接続および積分器の状態変数の再設定という簡単な切り換えを考え、新たなゲイン設定などはしないものとしている。したがって、制御の考え方自体は可変構造PI制御のそれと基本的に同じであるが、積分器の状態を可調整としているところが異なり、これが速応性改善に重要な働きをする。」この考えの背景には、池田(1988)⁷³⁾らが指摘した最適サーボ系における積分器の初期値の役割に関する検討がある。すなわち、状態変数の初期値を非零として最適レギュレータ問題を解くと、制御則に未定であるこれら初期値が含まれる。そこで、更に最適制御則を施した最適サーボ系の状態変数の2乗積分を評価関数としてこれを最小にする条件を求めると、状態変数の初期値の関係式が導かれ、これより制御則に含まれる積分器の初期値が制御対象の初期値の関数として表わされる。この値をモード切り換え時に積分器に設定すればよい。

次に、可変構造サーボ系におけるモード切り換えの条件であるが、モード切り換えを行わないときの状態変数の2乗積分からある時刻で切り換えたときの2乗積分を引いた差を

求め、切り換えたときの2乗積分が小さくなる時刻を切り換え時刻とする手法を提案している。しかし、これはリアルタイムでモード切り換えを行う条件としては現実的でないため、上記評価関数の差の変化率を監視して、これが正かつ単調増加になる時刻でモード切り換えを行い、変化率が0になった時点で再びモード切り換えを行う、という方法を提案している。この場合、保守的であるがモード切り換えを行った方が評価関数を小さくするという意味ではよりよい。

速応性そのものがどの程度改善されるかはシミュレーションによって判断するしかないとして、制御対象を2次系とした例によって、本方式の効果を説明している。本方法では、積分器を含む系と含まない系の2つのモードを行き来する可変構造サーボ系であるため、切り換え条件の設計などが複雑になっている。以上のように、切り換えが1方向のみであるモード切り換え型制御系そのものに対応した研究ではないが、積分器の状態変数の再設定に関し、評価関数最小の観点から再設定する値を設計する方法は注目される。

磁気ディスク装置の制御系に関しては、第1章でも述べたように非常に多くの文献があり、その多くがモード切り換え型制御系を対象としている。しかしモード切り換えそのものに言及した文献は少ない。ここでは文献調査から拾い出したモード切り換えの設計手法について述べる。

(A) 三矢(1977)⁴⁾は、シーク制御からトラック追従制御（本論文におけるフォロ잉モード）に切り換えたときの過渡特性、及び整定時間が最小になる切り換え条件について検討している。トラック追従制御系のコントローラをPD制御、制御対象を剛体とモデル化している。切り換え位置を固定したとき切り換え速度によってリードライト可能領域に収まる条件を探索している。この場合、系は2次であるから変位と速度の初期値応答を評価し、リードライト可能領域として与えられたある変位の範囲内に最も速く収まる初期速度を求めている。シーク制御系における規準速度発生器にこの速度を足しこむことによって、モード切り換え時の速度を最適な値としている。

(B) 中西(1979)⁷⁹⁾は、筆者の文献調査の範囲で唯一、モード切り換え型制御系に初期値補償の考えを提案した学会発表を行っている。これ以降、筆者のデジタル制御系を対象とした本研究まで、関連した技術はいくつかの特許公開公報に散見されるが学会発表、論文いずれも見当らない。ここでは、2次の位相補償要素をコントローラとし、これを回路で実現したときの1次遅れ要素のコンデンサに切り換え時に初期電圧を与えている。この初期電圧は、応答の遅い極を相殺するような値としている。これにより初期速度に対するオーバシュートの量が大幅に低減したとしている。

(C) 高波(1982)³³⁾は、初期変位、初期速度を0の状態でもード切り換えを行う方式を採用している。

(D) Gardner(1980)⁸⁰⁾は、まず検出精度の問題で変位、速度を0の状態でも切り換えことは現実的でないとしている。またフォロ잉モードには定常特性をもたせるために積分器が

必要であるが、この存在が整定時間を遅らせる。積分器をシークモードからオンにしておくで誤った値を内部に獲得してしまうので望ましくない。そこで、積分器の活性化（オン）のタイミングをいつにすべきかを実験的に検討している。この結果、目標トラックの0.25トラック手前で切り換える際、切り換え時に積分器をオンする場合と少し遅れてからオンする場合では、後者の方が応答に優れていることが示されている。また、積分器と位相補償器の回路の接続の順序も過渡応答に影響のあることを述べている。

(E) Sri-Jayantha(1991)⁸³⁾は、ディジタル制御系を対象とし、フォロイングモードでは状態推定器をコントローラとして採用している。シークモードにも推定器をもっており、モード切り換え時に、速度はシークモードの推定値を初期値として与え、積分器は初期化し、外力の状態は0にしている。根拠は示されていないが、コントローラの内部変数をクリアしてモード切り換えを行う方法と考えられる。

(F) Weerasooriya(1993)¹⁰⁾は、シークモードにProximate Time Optimal Servoを、フォロイングモードにスライディングモード制御を適用した方式を紹介しているが、モード切り換え直後はスライディングモード制御の操作量には設計値を与えず、ある時定数を決めてその間で徐々に本来の設計値に操作量を増加させていく、という方式を提案している。これもad hocな方式であるが、切り換え直後にいわゆる「滑空時間」を設ける手法の例である。

(G) 山浦(1994)⁸⁵⁾は、振動モードの変位を0にした状態でモード切り換えを行うような制振制御方式を提案している。

以上の文献調査から、モード切り換え型制御系のモード切り換え方式は以下のように分類できる。

1. モード切り換え時にコントローラに初期値を与える。
2. 初期値応答を予め求めておき、その条件でモード切り換えが行われるようにシークモードの設計を行う。
3. 制御対象の状態変数、すなわち位置、速度を0の状態にして切り換える。または、このときコントローラの状態変数も0の状態にする。
4. モード切り換えの直後に、操作量をあまり出さないような領域を設ける。
5. 機構系の振動モードを考慮したときに、この振動モードの変位を0にしてモード切り換えを行う。

以上より、5. の振動成分に着目した研究は別にして、モード切り換え型制御系の設計手法として整備可能な方式は、モード切り換え時にコントローラに初期値を与える方式である。しかし文献、特許いずれも十分な設計手法まで確立されていない。その他の提案は経験的、試行錯誤的な事前の評価を伴う方法であり、設計手法として確立することは困難であると考えられる。

3.6.2 モード切り換え型制御系の設計と初期値補償制御

以上の従来技術及び研究から、モード切り換え型制御系における課題は以下のように整理される。

1. 切り換え後の過渡応答の保証
2. 切り換え条件の設定

モード切り換え型制御系では、切り換え後の過渡応答を保証する設計手法が非常に少ない。多くの文献では経験的なアプローチが行われている。また切り換え条件の設定は、本研究対象のような構造の異なる制御系を切り換えるモード切り換え型制御系においてはほとんど研究されていない。これらの背景には、より広い意味での可変構造制御系とモード切り換え型制御系とを区別せずに、モード切り換え型制御系もスイッチを有する非線形制御系として扱おうとしているためであると考えられる。

しかし、モード切り換え型制御系は、第1章で定義したようにモードの切り換えは1方向にしか行なわれない可変構造制御系である。このような場合、全系をひとつの制御則で設計することは大変困難であるが、モード別に分けて設計することは可能である。つまり切り換え後のモードの応答は、切り換え前のモードの特性には依存せず、ただ切り換え時の状態変数の値に依存する。したがって切り換え後の制御系の設計は、非零の初期値付き線形制御問題として扱える。非零の初期値がある場合の設計問題として、この初期値を設計パラメータとして初期値補償が考えられている。これはコントローラの初期値に、制御対象の初期値を用いて計算された値を代入するというものである。これは最適サーボ系の設計問題として扱われており、これをモード切り換え型制御系に応用することが可能である。

一方、このような文献的考察以外に、実際の製品開発においてモード切り換え後のコントローラの出力方程式の最初の計算時に初期値を与えなければならないため、こういった初期値を設定すべきか、という課題も背景として存在している。

さて、上記のような背景のもとに開発されたモード切り換え型制御系における初期値補償制御は第4章以下にて詳述するが、ここでは全体を概観し、各方式間の関係を明確にする。モード切り換え後の過渡応答は、切り換え時の状態変数の初期値の大きさと、これら初期値と制御量との関係式、とによって決定される。そこで、本研究ではこの両者について評価関数または評価指標を導入して最適化を行う設計手法を開発した。

1. 初期値と制御量との関係式の最適化
- A. 線形2次形式を評価関数とした設計

最適サーボ系の設計や安田らの最適可変構造サーボ系に見られる評価指標と同一である。考え方はすっきりしているが、実際の過渡応答を整形するには直接的でない。この指標で得られた初期値と制御量との伝達特性を解析してみると、制御対象の初期値と制御量との関係式の零点が移動して過渡応答を改善していることがわかった。そこで、この零点の移動を直接設計する手法として極・零点相殺を評価指標にした設計手法の開発を行った。

B. 極・零点相殺を評価指標とした設計

切り換え後の過渡応答の整定性の向上を図る直接的な評価指標である。この極・零点相殺は、制御対象の初期値と制御量との関係式の極の中で過渡応答にのぞましくない極、たとえば遅い応答を支配する極、を相殺するように零点を移動させる設計手法である。また、残った極に支配される応答も十分でない場合は、過渡応答用の制御モードを更に付加してこれに対し初期値補償制御を行う方法を提案している。

この方法を更に推し進めて、制御対象の初期値と制御量との関係式の極のすべてを相殺し、新たに望ましい極を付加するという最も設計自由度の高い初期値補償方式を次に提案した。これはコントローラの状態変数に初期値を与えるのではなく、コントローラの出力にインパルス応答列を印加する方法である。この手法により切り換え後の各初期値から制御量までの関係式はノミナル状態においては自由に整形することが可能となった。

2. 切り換え時の初期値の大きさの設計

初期値補償制御では、切り換え時の制御対象の初期値と制御量との関係式を上記の設計指標に基づいてのぞましいように変更することが可能であるが、実際の過渡応答は、各初期値からの応答の和になって現れる。そこで、モード切り換え時の制御対象の状態変数すなわち初期値がどのような大きさであればよいか、言い換えれば制御対象の初期値の組み合わせをどのようにすれば過渡応答がより望ましくなるか、を解析し、最適なモード切り換え条件を設計しなければならない。本研究では H_2 ノルムを評価関数にして、これが最小となるような切り換え時の初期値の組み合わせを探索する手法を開発した。

3.7 まとめ

本章では、モード切り換え型制御系及び各モードの設計手法と、本研究の中心であるモード切り換え型制御系における初期値補償制御の基本的な考え方について述べた。

まず、モード切り換え型制御系における代表的な構成として、シークモードは2自由度制御系、フォロイングモードは H_∞ 制御理論に基づく方法を述べた。なお、磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系に H_∞ 制御を適用する効果は、合理的な仕様配分にもとづく設計が行えることである。特に、周波数領域で定量的に機構系の仕様と制御系の仕様とがつきあわされ、性能限界が予め把握できることが装置設計上非常に重要であり、この点で H_∞ 制御が制御技術者の設計効率向上だけでなく、より広い範囲の効率向上に有用であると考えられる。

さらにフォロイング系のゲインをノミナルゲインに近づけるための手法として逐次型最小二乗法を用いたループゲインの同定と補正方式を述べた。

次に磁気ディスク装置におけるモード切り換え型制御系の従来の研究を文献調査し、多くの磁気ディスク装置がモード切り換え型制御系を採用しているにもかかわらず、モード

切り換えそのものの設計手法を提案している例はほとんどないことを示した。また、モード切り換え型制御系全般の理論的背景について文献調査を行った。構造の異なる制御モードを1方向に順送りに切り換えていくモード切り換え型制御系も、広義の可変構造制御系に含まれる制御方式である。しかし、この方法に関する理論的検討はほとんどなされていない。可変構造PI制御という積分器を接続、切断する方法が多少類似した方式でありこの研究を検討した。ここではモード切り換え時に積分器の状態変数の値を再設定するということと、モード切り換のタイミングをモード切り換のない方式の過渡応答の評価関数との比較において行うという2点が提案されている。ここで、積分器の状態変数を再設定する考えは、磁気ディスク装置モード切り換え型制御系の従来研究の中でも見られた方法であり注目した。

以上の関連分野の文献調査と考察をおこなった結果、モード切り換え型制御系の設計手法として、モード切り換え時にコントローラの状態変数に初期値を設定する初期値補償制御方式の設計手法の確立と、モード切り換の最適条件の探索手法の確立が必要であると結論付けた。次章以下では、この立場にたって、モード切り換え型制御系における初期値補償制御の設計手法を提案する。

第4章

評価関数最小化手法を用いた初期値補償制御方式

4.1 はじめに

本章より5つの章にわたり、モード切り換え型制御系における初期値補償制御ならびに切り換え条件の設計手法について述べる。まず本章では、モード切り換え時のコントローラの初期値の設計法として、切り換え後の状態変数の2乗積分値を評価関数としてこれを最小にする手法を提案する。本手法は前章で述べた安田(1988)⁷⁰⁾の可変構造サーボ系における積分器の状態変数の再設定の手法と式の上では同じになる。しかし、コントローラとして位相補償器や H_∞ コントローラを用いていること、離散時間領域での設計を行っていること、及び3.5インチの磁気ディスク装置を用いて実験を行い、その上で本方式の評価を行っていることが本研究における特徴である。

以下では、線形2次形式の評価関数を用いた初期値補償制御の設計手法、ならびにシミュレーションと実験による評価の順で述べる。

4.2 基本設計

切り換え後の過渡特性を保証する設計法とは、モードの切り換え時点では、変位や速度などの状態変数は定常状態ではないため、これらを考慮した初期値補償設計を行うことである。つまり初期値補償設計は、着目する制御動作の開始時刻において、コントローラの状態変数に初期値を設定して過渡特性などの制御性能の向上を図る方式である。

以下、ここでは磁気ディスク装置ヘッド位置決めサーボ系を対象としているので、次の前提をおく。系は安定な1入力1出力系で、制御対象及びコントローラは、プロパーな伝達関数である。またデジタルサーボで実現するため、離散時間領域で定式化する。第2章で述べた制御対象及びコントローラを離散時間の状態方程式で表現すると一般的に次式となる。

$$\begin{aligned} X_p(k+1) &= A_p \cdot X_p(k) + B_p \cdot u(k) \\ y(k) &= C_p \cdot X_p(k) \end{aligned} \quad (4.1)$$

$$\begin{aligned} X_c(k+1) &= A_c \cdot X_c(k) + B_c(r(k) - y(k)) \\ u(k) &= C_c \cdot X_c(k) + D_c(r(k) - y(k)) \end{aligned} \quad (4.2)$$

ここで、 X_p は m 次の制御対象の状態ベクトル、 X_c は n 次のコントローラの状態ベクトル、 u は制御対象への操作量、 r は目標値、 y は制御量、 $A_p, B_p, C_p, A_c, B_c, C_c, D_c$ はそれぞれ $m \times m, m \times 1, 1 \times m, n \times n, n \times 1, 1 \times n, 1 \times 1$ の実数行列である。ただし、目標値は磁気ディスク装置のフォロイングモードの場合トラック中心であり、第2章に詳述したように $r=0$ となる。また過渡応答に比べディスクの位置信号の振れは十分小さいので、制御量はヘッドの変位とみなせる。

(4.1)(4.2)式を結合して閉ループ系を構成する。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} X_c(k+1) \\ X_p(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_c & -B_c C_p \\ B_p C_c & A_p - B_p D_c C_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_c(k) \\ X_p(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_c \\ B_p D_c \end{bmatrix} r(k) \\ &\equiv A \cdot X(k) + B \cdot r(k) \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} y(k) &= \begin{bmatrix} 0 & C_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_c(k) \\ X_p(k) \end{bmatrix} \\ &\equiv C \cdot X(k) \end{aligned} \quad (4.4)$$

ここで、 $X = \begin{bmatrix} X_c^t & X_p^t \end{bmatrix}^t$ 。

次に、評価関数 J を次のように定義する。

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} X(k)^t \cdot Q \cdot X(k) \quad (4.5)$$

ここで Q は全ての要素が非負の重み行列で、特に、

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} \begin{bmatrix} X_c(k)^t & X_p(k)^t \end{bmatrix}^t \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_c(k) \\ X_p(k) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

と与えれば、これは制御対象の変位や速度などの状態量の2乗積分値となる。この評価関数を最小にするような補償を行うことにより、切り換え後の過渡特性を改善することができる。この評価関数は、離散時間リアプノフ方程式(4.7)式を用いれば、(4.8)式のように変

形できる。 ¹⁰³⁾

$$A^t \cdot P \cdot A - P = -Q \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} J &= X(0)^t \cdot P \cdot X(0) \\ &= \begin{bmatrix} X_c(0)^t & X_p(0)^t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{12}^t & p_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_c(0) \\ X_p(0) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.8)$$

ここで P は(4.7)式を満たす正定対称行列であり、 p_{11} 、 p_{22} はそれぞれ $n \times n$ 、 $m \times m$ 正方行列である。したがって $J > 0$ である。また、 J はコントローラの状態変数 $X_c(0)$ の2次の関数であるから、 $X_c(0)$ に関して J は極小値が存在し、これは最小値となる。そこで、この最小値を求めるために、 J を $X_c(0)$ で偏微分する。

$$\frac{\partial J}{\partial X_c(0)} = 2p_{11}X_c(0) + 2p_{12}X_p(0) = 0 \quad (4.9)$$

これより、

$$X_c(0) = -p_{11}^{-1} \cdot p_{12} \cdot X_p(0) \quad (4.10)$$

となる。なお、 P は正定対称行列であるから正であり、このとき先頭主座小行列式は常に正になるというシルベスタの定理より要素 p_{11} は0にならないから、(4.10)式は計算できる。

以上より、コントローラの初期値が求まった。制御系切り換え時に、 $X_p(0)$ を測定し、(4.10)式を用いてコントローラの状態変数に初期値 $X_c(0)$ を与えれば、評価関数を最小にでき、この意味において切り換え後の過渡特性を最適化できる。

4.3 シミュレーション

ここでは、制御対象を(4.11)式のような理想的な剛体モデルとし、これに1次の位相進み要素のコントローラを加えただけのフィードバック系のモデルを用い、理想的な状態での初期値補償の効果を検討する。ブロック線図を図4.1に示す。またシミュレーションに用いた定数を以下に示す。

$$G_p(s) = \frac{K_a K_f}{m s^2} \quad (4.11)$$

$$G_c(s) = \frac{T_2 s + 1}{T_1 s + 1} \quad (4.12)$$

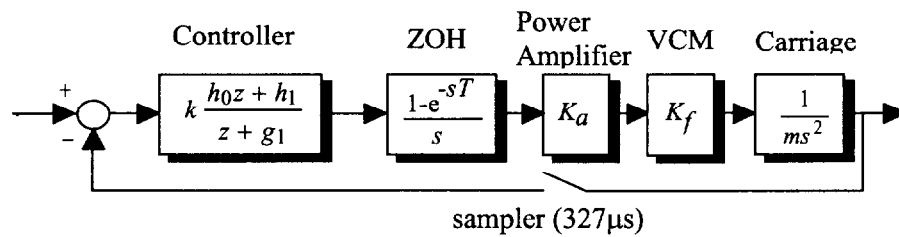


図4.1 シミュレーション用フォロイングモードのブロック線図

等価慣性質量： $m=10.3$ g，モータの等価力定数： $K_f=1.71$ N/A，アンプ定数： $K_a=0.437$ A/V，位相進み要素における折れ点周波数の比=30，サンプリング周期=327 μ s，一巡伝達特性のクロスオーバー周波数：250 Hz.

得られた閉ループ系の一巡伝達特性を図4.2に示す.

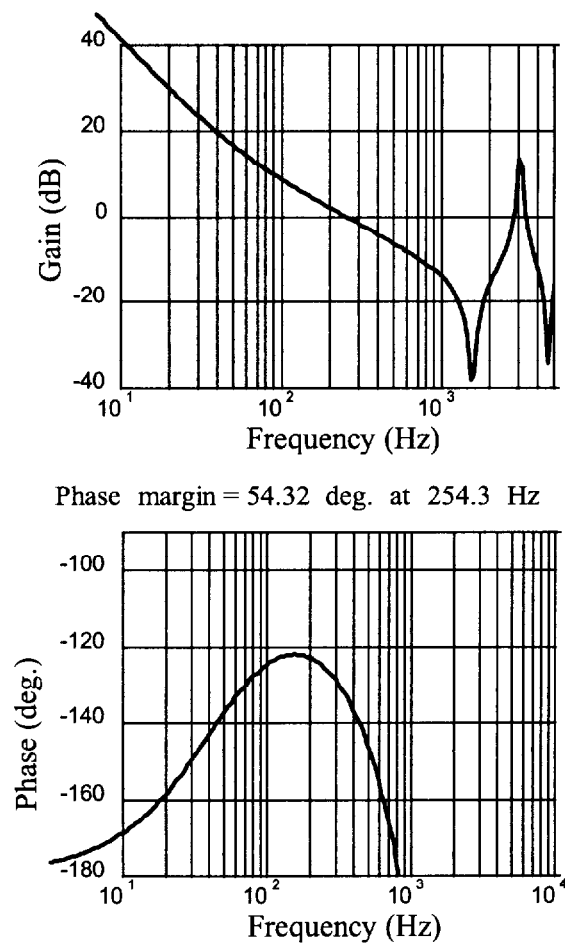


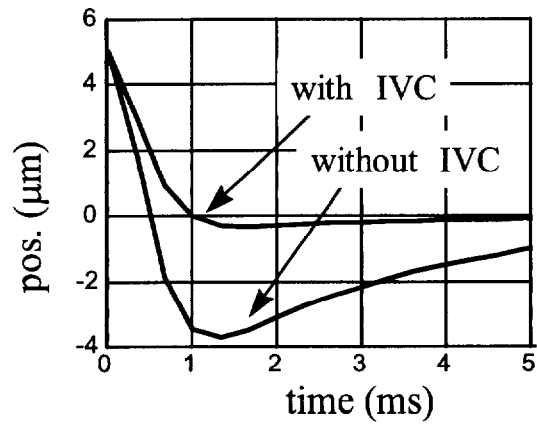
図4.2 一巡伝達特性の周波数特性

シミュレーションは、シークモードからフォロイングモードへ切り換える時刻を0とし、このときの制御対象の初期状態変数を種々変更したときの自由応答を初期値補償の有無で比較している。なお、フォロイングモードは、位置信号が線形な1トラックの中で動作するので、目標値がトラック中心すなわち0へのレギュレーション問題となる。また、切り換え時の変位、速度は正しく求められるとする。

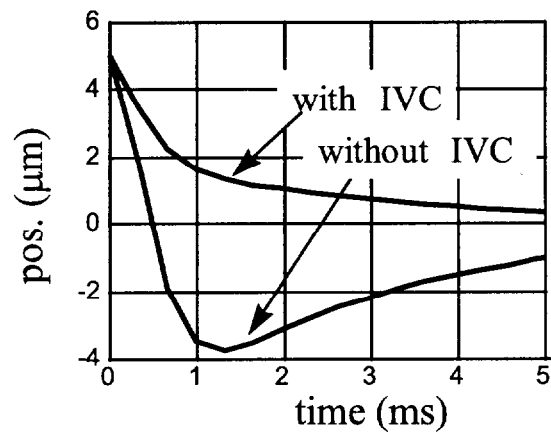
図4.3は評価関数最小化による初期値補償を行った場合とそうでない場合の応答波形であり、初期位置5 μm 、初期速度-5 mm/sである。図中のIVCは、Initial Value Compensationの略である。また、このときの重み行列 q は、変位にかかる重み1に対し、速度にかかる重みをそれぞれ0.0, 1.0e-6, 1.55e-7と選んでいる（図には、速度にかかる重み／変位にかかる重みの比を γ としている）。重みを大きくするとオーバシュート気味であった応答がオーバシュートしなくなり、代わりに応答が遅くなっていくことがわかる。磁気ディスク装置などの位置決め装置においては過渡応答には、目標位置近傍への到達の速さと到達後の整定の速さが要求されている。このため図4.3の応答は目標位置への到達後、遅い応答が残っており望ましくない。これより、重み q の選定が重要であることがわかる。

そこで、次にどのような重み係数を与えるべきかについて検討する。図4.4(a), 4.5(a), 4.6(a)は、初期位置5 μm 、初期速度0 mm/sとした場合、及び初期位置0 μm 、初期速度-5 mm/sとした場合の初期値補償有無の時間応答のシミュレーション結果を示している。図よりわかるように、目標位置への到達後の遅い応答は、初期位置のみの場合は、重み関数の与え方によって大きく変わる。一方、初期速度のみの場合は、ほぼ一定の応答がみられる。そこで、初期位置から変位までの伝達特性と、初期速度から変位までの伝達特性を求め、応答を支配する極と零点の関係を解析する。図4.4(b), 4.5(b), 4.6(b)は、対応する各応答における初期変位と制御量、および初期速度と制御量までの関係式における極と零点の関係を複素平面上で表わしている。図より重み q の大きさによって零点が移動していることがわかる。そして、図4.6の場合のように、応答の遅い極を相殺するときが過渡応答をもっとも望ましくしていることがわかる。このように、初期値補償は、制御対象の初期値と制御量である変位との伝達特性の零点を移動させて、過渡応答を整形する働きをしていることがわかる。したがって、極・零点相殺を生じさせる重み q を選べばよい。一方、図4.6より、初期速度と変位との伝達特性の零点と極の関係は、このときの重み q では相殺されていないことがわかる。そこで、ここでは初期速度にかかる係数に、ある修正係数 C を乗じて極・零点相殺を生じさせることとした。図4.7は上記の補正を行ったときの過渡応答波形と極・零点の配置図である。応答がより改善されたことがわかる。

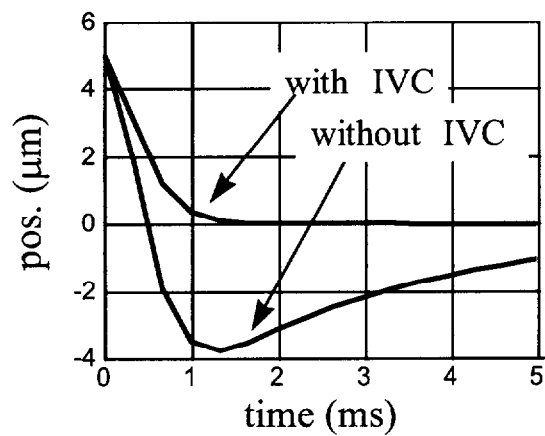
以上のもっとも単純なシミュレーションから、評価関数の重みの選び方に応じて過渡応答を整形できることがわかった。また初期値補償は初期値と制御量との関係式の零点を移動させる働きをしているため、零点を応答の望ましくない（応答の遅い）極を相殺するように移動させれば過渡応答が改善されることが明らかになった。



(a) $\gamma=0$

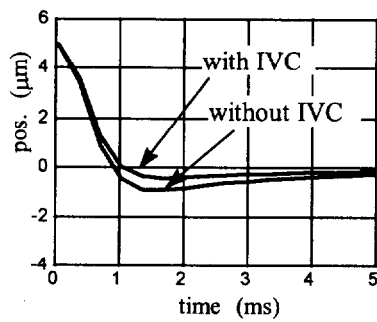


(b) $\gamma=1.0\text{e-}6$

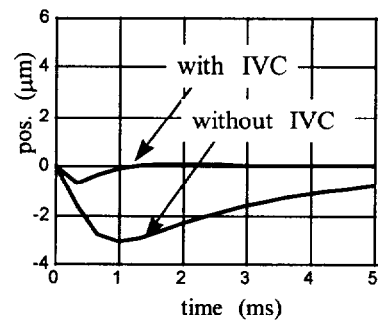


(c) $\gamma=1.55\text{e-}7$

図4.3 初期値補償有無の過渡応答比較 (シミュレーション)
($\text{pos}(0)=5 \mu\text{m}$, $\text{vel}(0)=-5 \text{ mm/s}$)

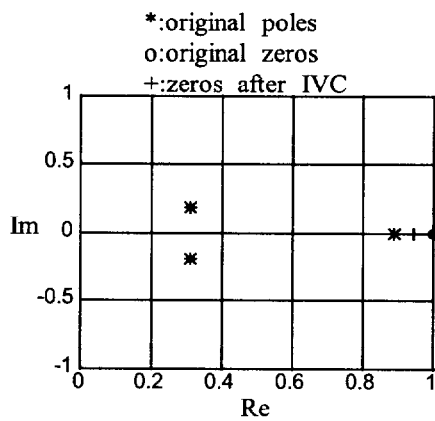


pos(0)=5 μ m
vel(0)=0mm/s

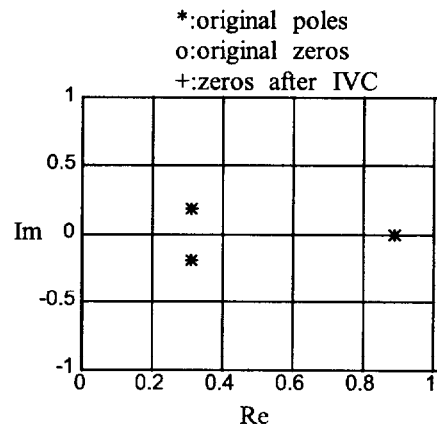


pos(0)=0 μ m
vel(0)=-5mm/s

(a) 時間応答波形



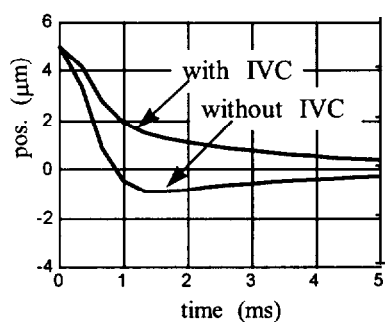
初期位置と変位との関係式
における極と零点



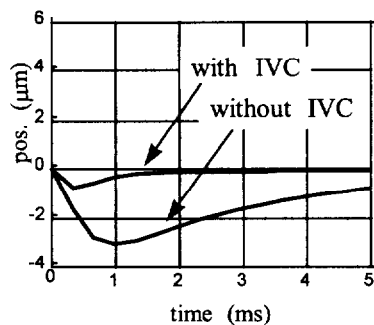
初期速度と変位との関係式
における極と零点

(b) 複素平面における極と零点との関係

図4.4 重み係数比 $\gamma=0$ のときの時間応答と極・零点の関係
(シミュレーション)

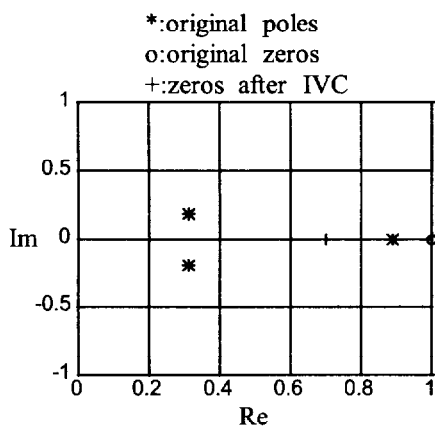


pos(0)=5μm
vel(0)=0mm/s

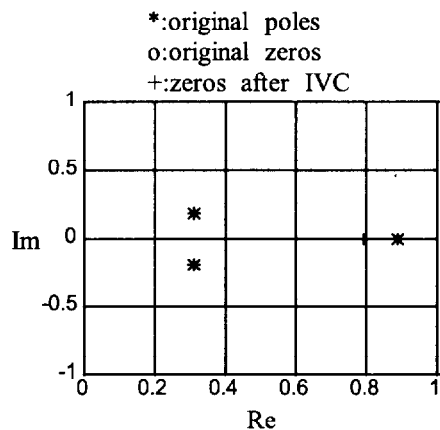


pos(0)=0μm
vel(0)=-5mm/s

(a) 時間応答波形



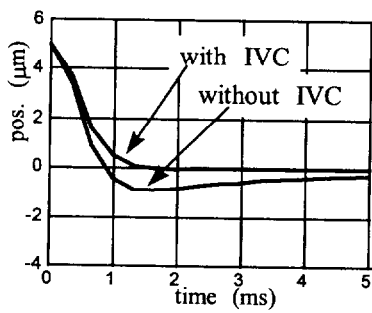
初期位置と変位との関係式
における極と零点



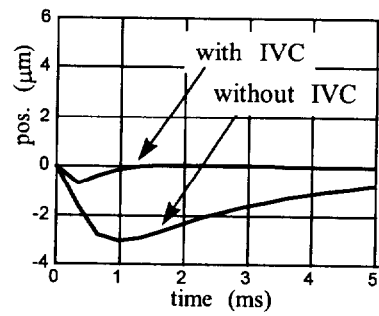
初期速度と変位との関係式
における極と零点

(b) 複素平面における極と零点との関係

図4.5 重み係数比 $\gamma=1.0e-6$ のときの時間応答と極・零点の関係
(シミュレーション)

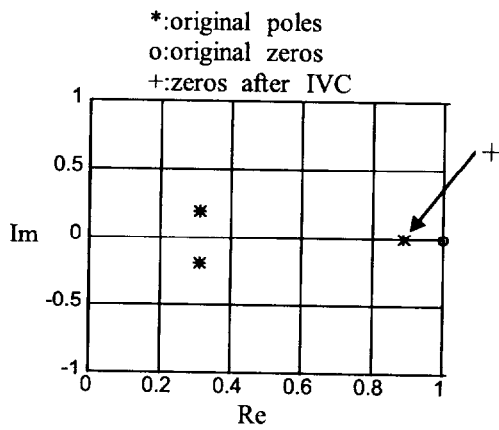


pos(0)=5 μ m
vel(0)=0mm/s

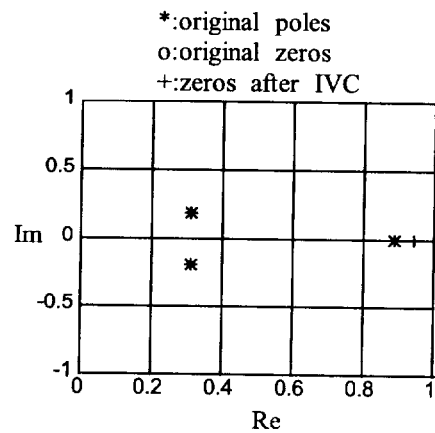


pos(0)=0 μ m
vel(0)=-5mm/s

(a) 時間応答波形



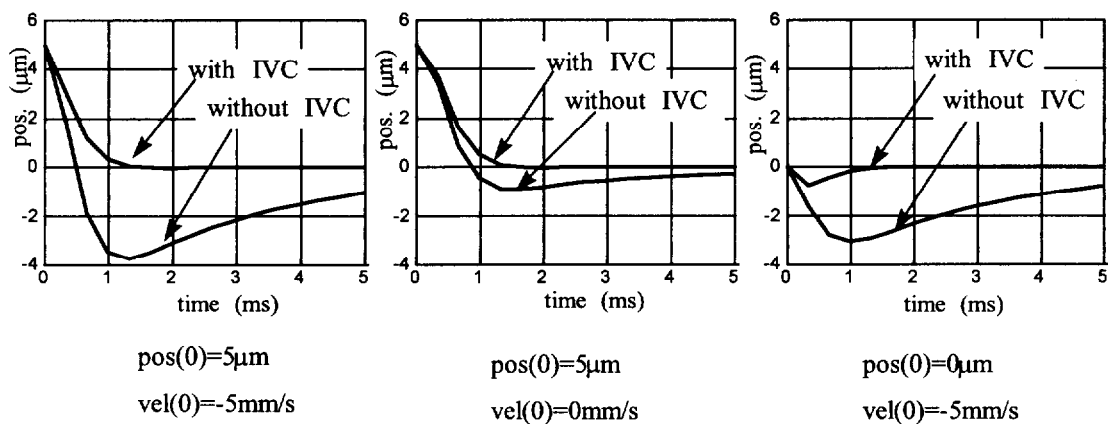
初期位置と変位との関係式
における極と零点



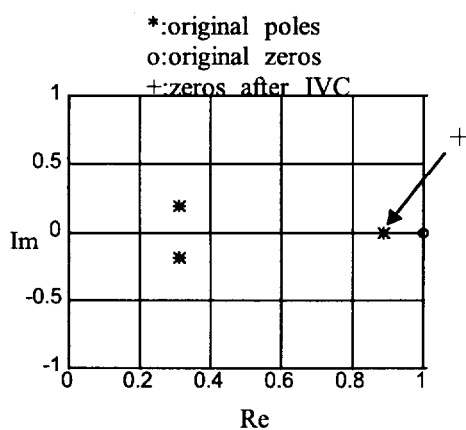
初期速度と変位との関係式
における極と零点

(b) 複素平面における極と零点との関係

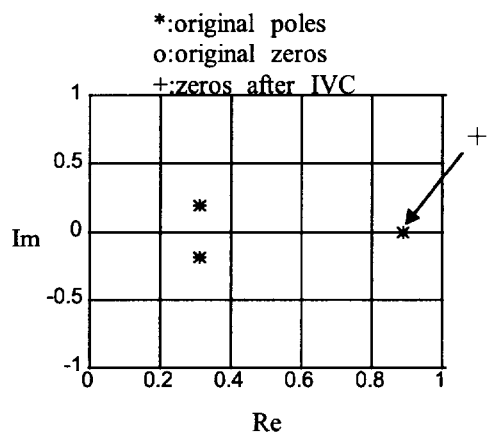
図4.6 重み係数比 $\gamma=1.55e-7$ のときの時間応答と極・零点の関係
(シミュレーション)



(a) 時間応答波形



初期位置と変位との関係式
における極と零点



初期速度と変位との関係式
における極と零点

(b) 複素平面における極と零点との関係

図4.7 修正後の時間応答と極・零点の関係

$$\gamma=1.55e-7, C=0.9779$$

(シミュレーション)

4.4 実験結果

以上の検討結果をもとに、3.5インチ磁気ディスク装置にて実験を行う。実験装置の外観と主な諸元を図4.8に示す。実験装置では、シークモード、セトリングモード、及びフォロイングモードの3つのモードを有する制御系を用い、シークモードからセトリングモードへ切り換える際に、ここで提案した初期値補償を用いている。セトリングモードからフォロイングモードへの切り換えは、十分整定したあとに行うため、ここでは考慮しない。図4.9に初期値補償を行うセトリングモードのコントローラの周波数特性を示す。実験では2次の位相進み遅れ補償要素を用いた。このためコントローラの状態変数は2つになるため、2つの初期値を計算する必要がある。なお、制御対象はここでも剛体モデルとした。

本方式の効果を検討するために一定速度でシークを行い、目標位置の12.3 μm 手前で切り換える実験を行った。実験では修正係数は0.85、重みは $5.0\text{e-}6$ としている。図4.10に3種類の速度でモード切り換えを行ったときの応答を比較する。左の図は、10.5mm/sの速度で切り換えたときの過渡応答をみながら実験的にある定数を決め、これを初期値として与えたときの応答である。右の図は初期値補償を行ったときの応答である。図は両方とも、2つの目標トラックを往復させるオルタネートシークと呼ばれる動作を繰り返し行い、それぞれの目標位置への整定の最後の1トラック分の位置信号を多重露光して得たデータである。したがって、時刻0が1トラック手前のトラック中心位置であり、そこから図2.6(b)のN-posの形に対応した波形が得られている。また位置信号は目標トラック中心では0となるので、2つの目標トラックへの整定の様子が同時に示されている。切り換え時の速度を変化させたときの過渡応答の変化が初期値補償をおこなった場合とそうでない場合とで大きく異なり、初期値補償の効果が明らかである。図4.10(c)では初期値補償を行わない場合はオーバーシュートしている。

以上より本実験装置では、2次のコントローラに対して初期値補償を行い、セトリングモードへの切り換え条件は、目標位置より12.3 μm 、速度-10mm/sとする。また初期値補償の係数は、変位の重みに対して速度の重みを $5.0\text{e-}6$ とし、さらに修正係数を与えた。図4.11は、この条件での1/3フルトラックシーク時の位置信号の波形の一例を示す。位置信号はサンプルされた信号であるので離散的にしか得られない。またアリアス効果によりシークモードのところでは意味をもたない波形となっているが、目標トラックから1トラック手前あたりから図2.6(b)のN-posの形に対応した波形が得られている。整定がうまくいっていることがわかる。

3.5 inch Disk Drive, 1800 tpi, 3600 rpm

Sector servo, sampling period = 327 μ s

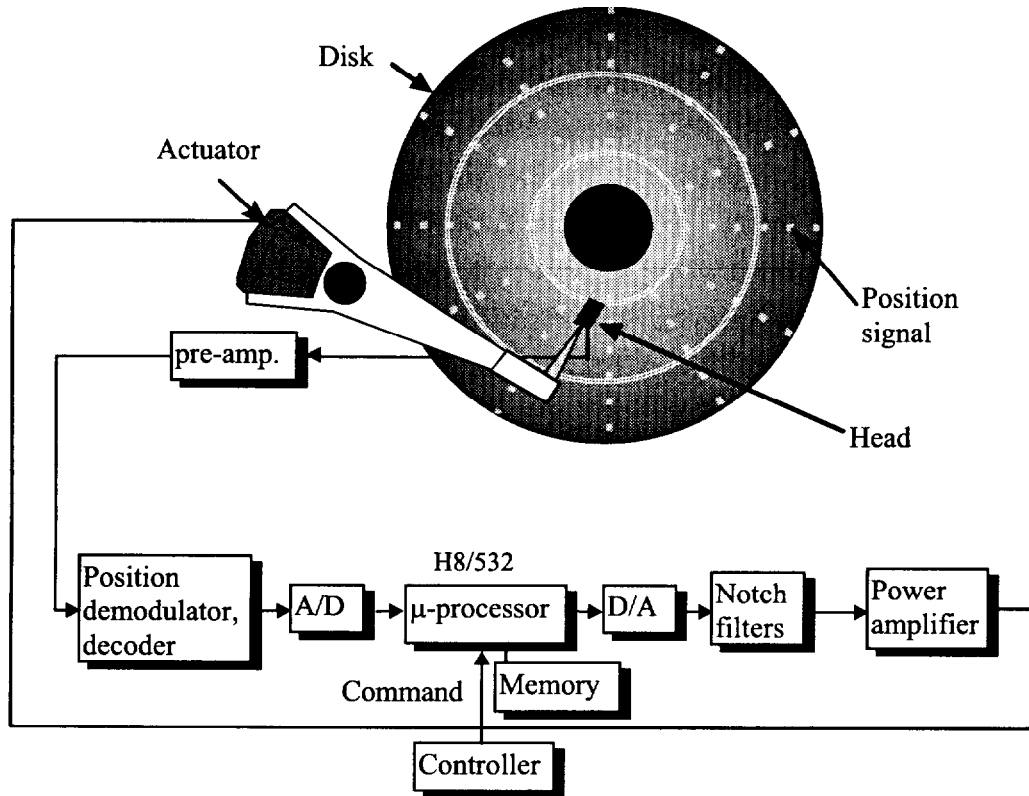


図4.8 実験装置の構成

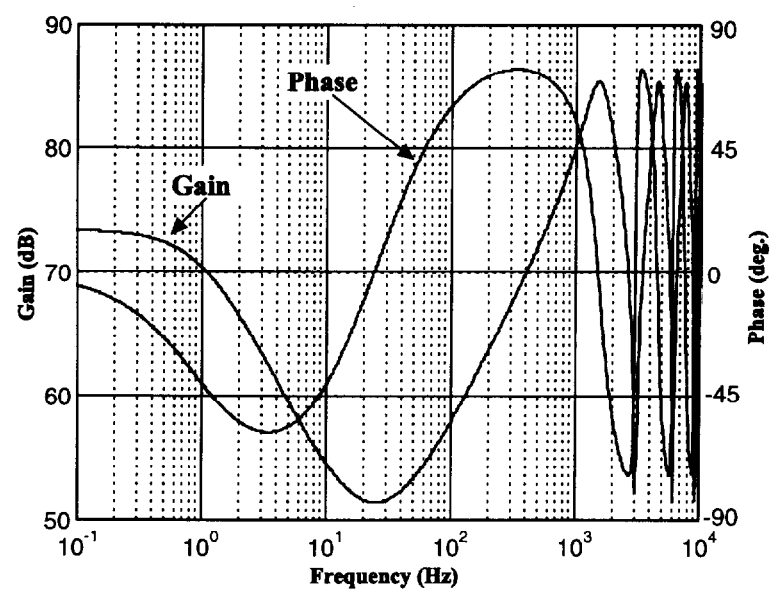


図4.9 コントローラの周波数特性

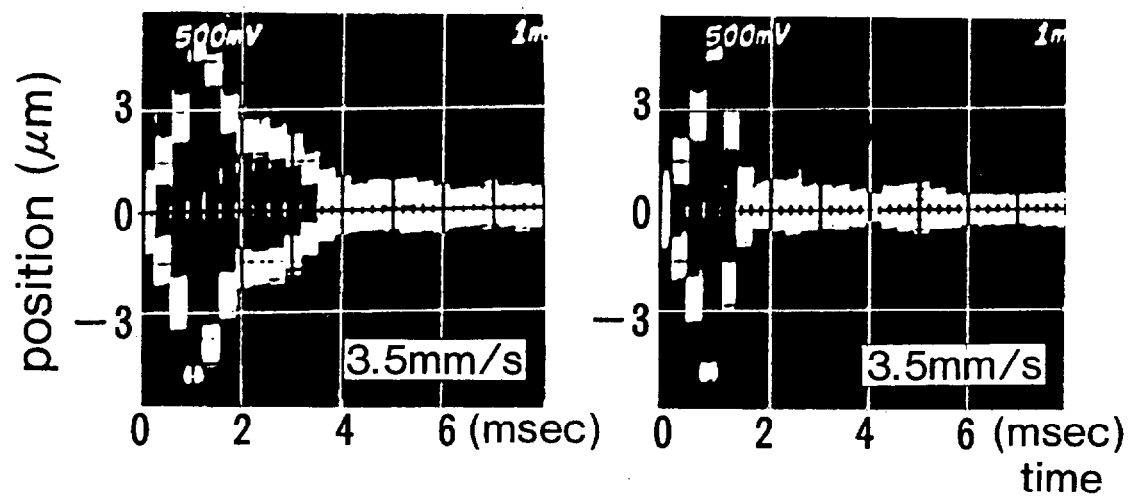


図4. 10(a) 初期値補償有無の応答波形（実験結果）

初期速度：-3.5 mm/s

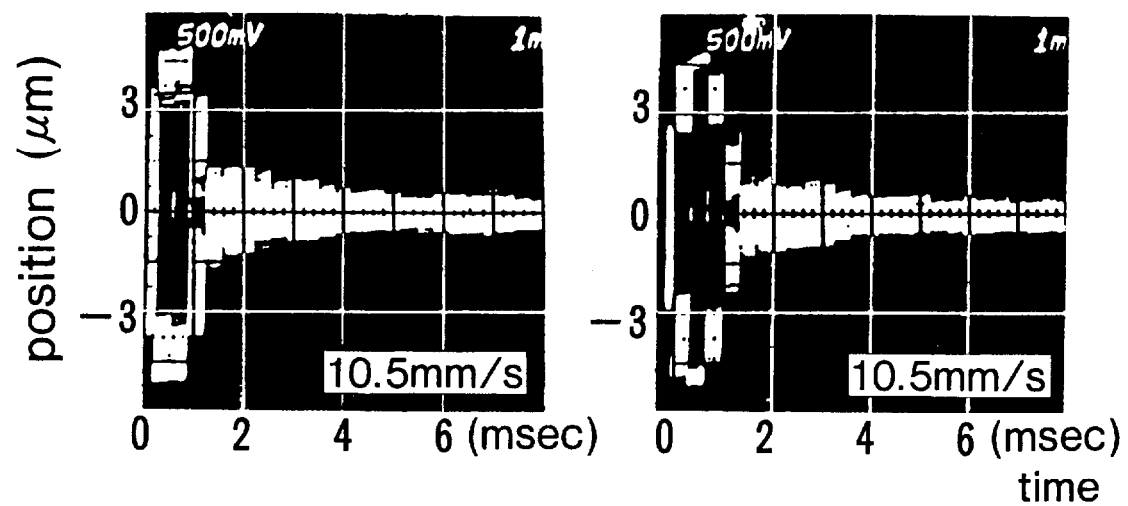


図4. 10(b) 初期値補償有無の応答波形（実験結果）

初期速度：-10.5 mm/s

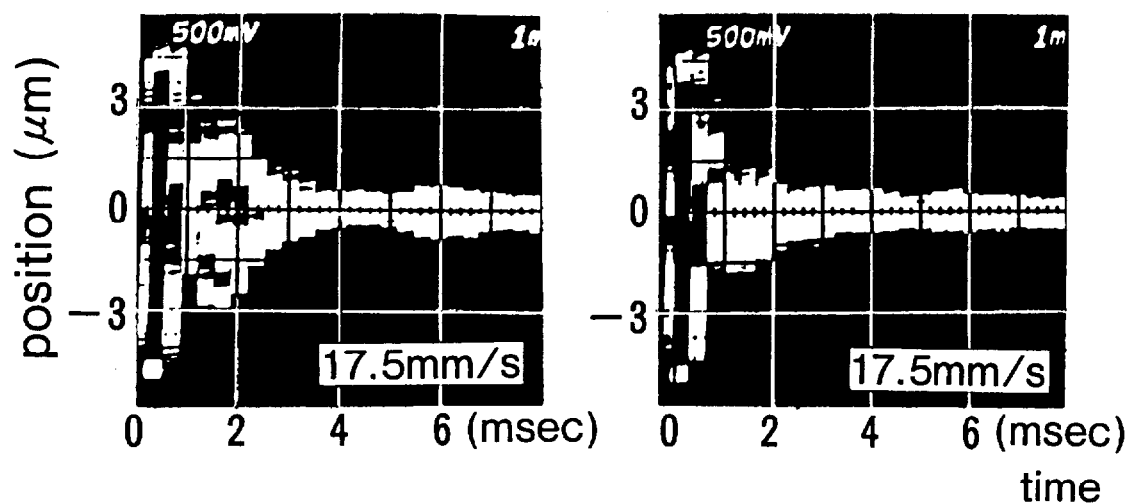


図4.10(c) 初期値補償有無の応答波形（実験結果）

初期速度：-17.5 mm/s

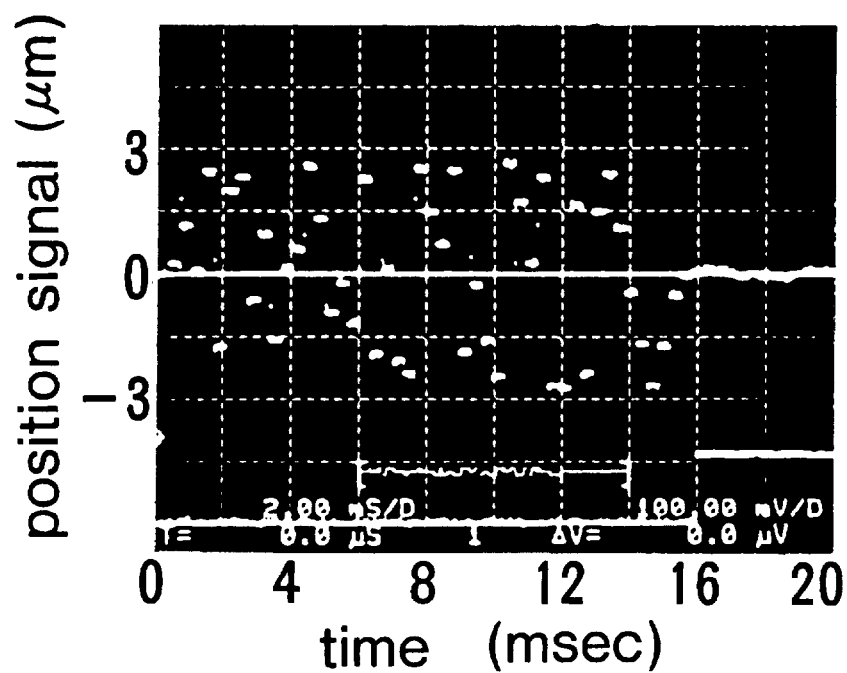


図4.11 1/3フルトラックシーク時の応答波形（実験結果）

4.5 まとめ

本章では、モード切り換え型制御系における初期値補償制御のひとつとして、モード切り換え時にコントローラの状態変数に、2次形式の評価関数を設計指標として求めた初期値を与える方式を提案した。また、過渡応答と評価関数の中に現われる重み係数は、初期値と変位との伝達特性の極と零点の位置関係から最適な値を求めた。具体的には応答の遅い極を相殺するように零点を移動させるように重み係数を決めた。3.5インチ磁気ディスク装置を用いた実験により、本方式が過渡応答特性を向上させるのに有効であることを示した。

本章より、モード切り換え後の過渡応答を改善するには、初期値と制御量との伝達特性において、応答の望ましくない極を相殺するように零点を移動させることが有効であることがわかった。そこで、次章では極・零点相殺を直接設計できる手法を提案する。

第5章

極・零点相殺手法を用いた初期値補償制御方式

5.1 はじめに

前章では、線形2次形式の評価関数を用いた初期値補償でモード切り換え後の過渡応答を改善する設計手法を提案したが、その重み係数は、初期値と制御量との伝達特性において、応答の望ましくない極を相殺するように零点を移動させるように与えることが有効であることがわかった。そこで、本章ではこの極・零点相殺を直接設計できる手法を提案し、シミュレーション、及び実験によりその効果を示す。

5.2 基本設計

第2章で述べた制御対象及びコントローラを離散時間の状態方程式で表現すると一般的に次式となる。

$$\begin{aligned} X_p(k+1) &= A_p \cdot X_p(k) + B_p \cdot u(k) \\ y(k) &= C_p \cdot X_p(k) \end{aligned} \quad (5.1)$$

$$\begin{aligned} X_c(k+1) &= A_c \cdot X_c(k) + B_c(r(k) - y(k)) \\ u(k) &= C_c \cdot X_c(k) + D_c(r(k) - y(k)) \end{aligned} \quad (5.2)$$

ここで、 X_p は m 次の制御対象の状態ベクトル、 X_c は n 次のコントローラの状態ベクトル、 u は制御対象への操作量、 r は目標値、 y は制御量、 A_p , B_p , C_p , A_c , B_c , C_c , D_c はそれぞれ $m \times m$, $m \times 1$, $1 \times m$, $n \times n$, $n \times 1$, $1 \times n$, 1×1 の実数行列である。ただし、目標値は磁気ディスク装置のフォロイングモードの場合トラック中心であり、第2章に詳述したように $r=0$ となる。またセtringに比べディスクの位置信号の振れは十分小さいので、制御量はヘッドの変位とみなせる。(5.1)(5.2)式をパルス伝達関数で表現して、各状態変数の初期値から制御量までの伝達関数を求めると(5.3)式のようなになる。

$$y(z) = \frac{N_p(z)}{D(z)} X_p(0) + \frac{N_c(z)}{D(z)} X_c(0) \quad (5.3)$$

ここで $D(z)$ は

$$D(z) = \det[zI - A] \quad (5.4)$$

ただし, $A = \begin{bmatrix} A_p - B_p D_c C_p & B_p C_c \\ -B_c C_p & A_c \end{bmatrix}$ であり, また, $N_p(z)$, $N_c(z)$ はそれぞれ $1 \times m$, $1 \times n$ の高次多項式行列で,

$$\begin{bmatrix} N_p(z) & N_c(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_p & 0 \end{bmatrix} \cdot \text{adj}(zI - A) \cdot z \quad (5.5)$$

となる.

いま, $x_{pi}(0) (i=1, m)$ が測定できるとすれば, $n \times m$ の実係数行列 K を用いて $X_c(0) = K \cdot X_p(0)$ とおき, (5.3) 式に代入する.

$$y(z) = \frac{N_p(z) + N_c(z) \cdot K}{D(z)} X_p(0) \quad (5.6)$$

(5.6) 式より, $X_p(0)$ から $y(z)$ までの伝達関数の零点の位置を移動できることがわかる. コントローラをマイクロプロセッサで組む場合, 切り換え時のコントローラの初期値を, $X_c(0) = K \cdot X_p(0)$ のように設定することは容易であり, 極を変化させずに零点の移動による初期値応答の過渡特性の改善が可能となる.

さて, (5.6) 式を要素ごとに表現すると,

$$\begin{aligned} y(z) = D(z)^{-1} \cdot & [(k_{11}N_1 + k_{21}N_2 + \dots + k_{n1}N_n + N_{n+1})x_{p1}(0) \\ & + (k_{12}N_1 + k_{22}N_2 + \dots + k_{n2}N_n + N_{n+2})x_{p2}(0) \\ & \vdots \\ & + (k_{1m}N_1 + k_{2m}N_2 + \dots + k_{nm}N_n + N_{n+m})x_{pm}(0)] \end{aligned} \quad (5.7)$$

となる. ここで $N_c = [N_1 \ N_2 \ \dots \ N_n]$, $N_p = [N_{n+1} \ N_{n+2} \ \dots \ N_{n+m}]$, k_{ij} は K の要素である. (5.7) 式の $x_{pj}(0) (j=1, m)$ の分子多項式にはそれぞれ n 個の未定係数 k_{ij} が含まれている.

次に, 応答の望ましくない閉ループ系の極 $\lambda_k (k=1, r)$ を決め, 零点を指定する. (5.7) 式の各 $x_{pj}(0)$ の分子多項式に $z = \lambda_k$ を代入し r 個の連立方程式を立てる. これを行列で表現する

と $x_{pj}(0)$ については次式となり、行列計算により k_{ij} が求められる。

$$\begin{bmatrix} N_1(\lambda_1) & N_2(\lambda_1) & \cdots & N_n(\lambda_1) \\ N_1(\lambda_2) & N_2(\lambda_2) & \cdots & N_n(\lambda_2) \\ & \vdots & & \\ N_1(\lambda_r) & N_2(\lambda_r) & \cdots & N_n(\lambda_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_{11} \\ k_{21} \\ \vdots \\ k_{n1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -N_{n+1}(\lambda_1) \\ -N_{n+1}(\lambda_2) \\ \vdots \\ -N_{n+1}(\lambda_r) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

他の状態変数 $x_{pj}(0)$ ($j=2, m$)に対しても、同一の手順により(5.8)式に相当した行列が求められる。ここで、(5.8)式から係数 k_{ij} を求めるためには、(5.8)式左辺の (r, n) 行列の逆行列を求めればよい。そのための条件を以下に示す。

条件1： k_{ij} が任意の $-N_{n+1}(\lambda_i)$ に対して解をもつためには、 $(k_{ij}$ の次元 $n) \geq (-N_{n+1}(\lambda_i)$ の次元 $r)$ ，すなわち設定する零点の数 r が高々コントローラの次数 n で、 (r, n) 行列が行フルランクであること。

ただし、条件1だけでは解が一意に定まらないので、実用上は唯一に定まるような条件、つまり (r, n) 行列を正方向行列とする条件2を与えることが便利である。

条件2：設定する零点の数 r をコントローラの次数 n に等しくする。または、設定する零点の数 r が、コントローラの次数 n より少ない場合、初期値の設定を行うコントローラの状態変数の数 n を r に減じ、残りの状態変数には0の初期値を与える。

さて、得られた正方向行列が逆行列をもつためには、正則でなければならないが、これは列ベクトルまたは行ベクトルが互いに線形独立であることがわかれば十分である。ここでは行ベクトルの線形独立性を示す。

行ベクトルの線形独立性：線形独立でないとすると、相異なる λ_i, λ_j に対して、 $N_c(\lambda_i) = c \cdot N_c(\lambda_j)$ ，すなわち

$$[N_1(\lambda_i) \ N_2(\lambda_i) \ \cdots \ N_n(\lambda_i)] = c[N_1(\lambda_j) \ N_2(\lambda_j) \ \cdots \ N_n(\lambda_j)] \quad (5.9)$$

(c は実係数)が存在する。このためには $N_c(z)$ が共通因子 $(z-\lambda_i)(z-\lambda_j)$ を持たなければならない。しかし、初期値補償は応答の望ましくない極を相殺するように零点を設計することが目的であるから、 $N_c(z)$ の各要素に共通な零点を λ として指定することはおこなわれない。従って線形独立である。

以上より本設計の範囲内では、条件2を満たすように指定する零点の数と初期値補償を行うコントローラの状態変数の数を決めてやればよい。

各状態変数 $x_{pj}(0)$ に対応した(5.8)式から求めた k_{ij} を(5.6)式に代入すれば、 $x_{pj}(0)$ から $y(z)$ までの伝達関数の極-零点の相殺が行われる。

次にこの初期値補償では、モデル誤差や状態変数 $x_p(0)$ の検出誤差のある場合は完全な相殺が行われない。制御対象のパラメータ変動やモデリングの低次元化による誤差は、閉ル

ープ系の実際の極とモデルの極のずれとして現われるので、明らかに応答の望ましくないモードが過渡応答に現われる。一方、検出誤差は次式のようになる。

$$\Delta_i = k_{i1} \cdot \Delta x_{p1}(0) + k_{i2} \cdot \Delta x_{p2}(0) + \cdots + k_{im} \cdot \Delta x_{pm}(0) \quad (5.10)$$

ここで、 $\Delta x_{pj}(0)$ は各状態変数の初期値の検出誤差を表わす。従って、(5.7)式は、

$$\begin{aligned} y(z) = D(z)^{-1} \cdot z[& (k_{11}N_1 + k_{21}N_2 + \cdots + k_{n1}N_n + N_{n+1})x_{p1}(0) \\ & + (k_{12}N_1 + k_{22}N_2 + \cdots + k_{n2}N_n + N_{n+2})x_{p2}(0) \\ & \vdots \\ & + (k_{1m}N_1 + k_{2m}N_2 + \cdots + k_{nm}N_n + N_{n+m})x_{pm}(0) \\ & + \Delta_1N_1 + \Delta_2N_2 + \cdots + \Delta_nN_n] \end{aligned} \quad (5.11)$$

となり、極零相殺となるように係数 k_{ij} を与えても、誤差の項の存在によりやはり応答の望ましくないモードが残ってしまうことがわかる。

実用的に誤差の影響を低減するためには、誤差そのものを別の手段によって抑制するか、誤差が生じてその影響が小さくなるような閉ループ系設計を行うことが考えられる。

5.3 シミュレーション

5.3.1 理想状態でのシミュレーション

ここでは制御対象を2次系とし、これに(5.12)式で示される2次のコントローラを加えたフィードバック系のモデルを用い、初期値補償の効果を検討する。ブロック線図を図5.1に示す。またシミュレーションに用いた定数を以下に示す。

$$G_c(z) = \frac{h_2 z^2 + h_1 z + h_0}{z^2 + g_1 z + g_0} \quad (5.12)$$

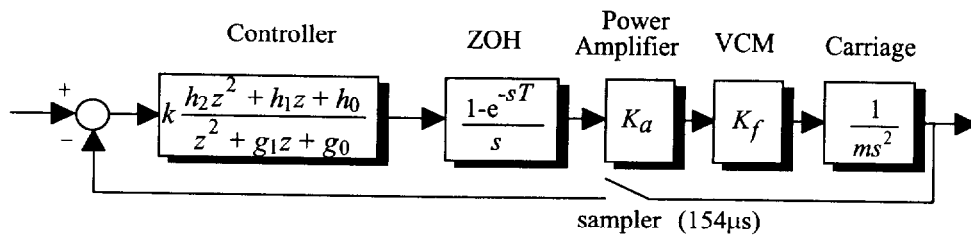


図5.1 フォロイングモードのブロック線図

ここで、 $h_2=1.0$, $h_1=-1.883$, $h_0=0.887$, $g_1=-0.584$, $g_0=-0.416$ である。また、等価慣性質量： $m=2.3$ g, モータの等価力定数： $K_f=1.74$ N/A, アンプ定数： $K_a=1.95$ A/V, サンプル周期： 154 μ sであり、一巡伝達特性のクロスオーバー周波数を 480 Hzとして設計した。コントローラの周波数特性を図5.2に、得られたフォロイングモードの一巡伝達特性を図5.3に示す。

シミュレーションは、シークモードからフォロイングモードへ切り換える時刻を0とし、このときの制御対象の初期状態変数を種々変更したときの自由応答を初期値補償の有無で比較している。得られた閉ループ系の極、初期値補償を行ったあとの初期位置と変位までの関係式の零点、及び初期速度からの関係式の零点を以下に示す。

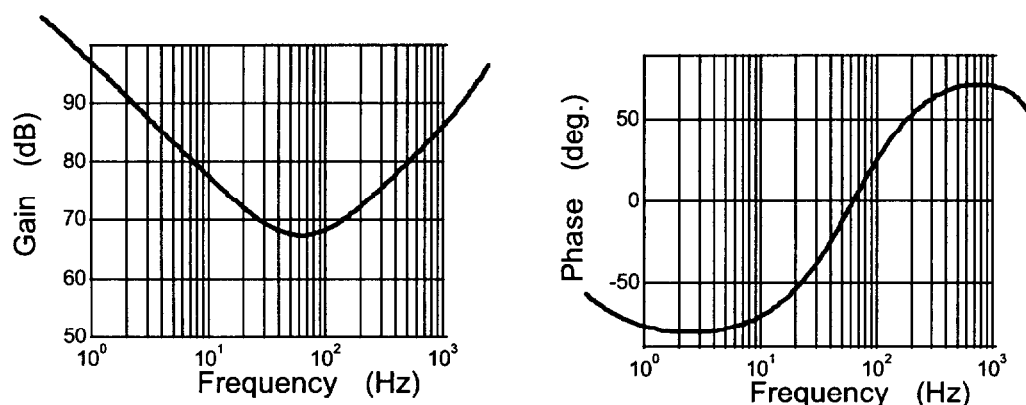


図5.2 コントローラの周波数特性

phase margin = 58.827 deg. at 486.94Hz

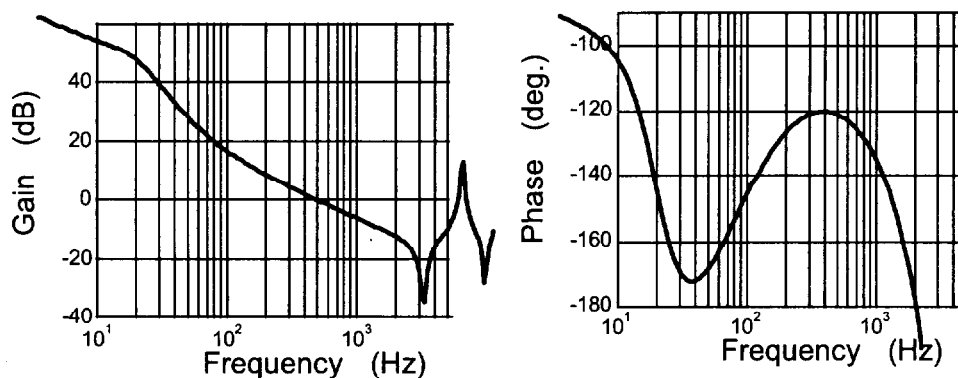


図5.3 一巡伝達特性の周波数特性

極

-2.103830e-001

5.744660e-001

9.012963e-001

9.539667e-001

初期位置と変位までの関係式の零点

9.539667e-001

9.012963e-001

-3.775551e-001

初期速度と変位までの関係式の零点

9.539667e-001

9.012963e-001

図5.4に初期値補償を行った場合と行わない場合の応答波形を示す。切り換え時の初期変位は6 μm とし、初期速度は図中に示すように変化させた。初期値補償を行うことにより、初期速度の影響を受けにくい良好な過渡特性となっていることがわかる。

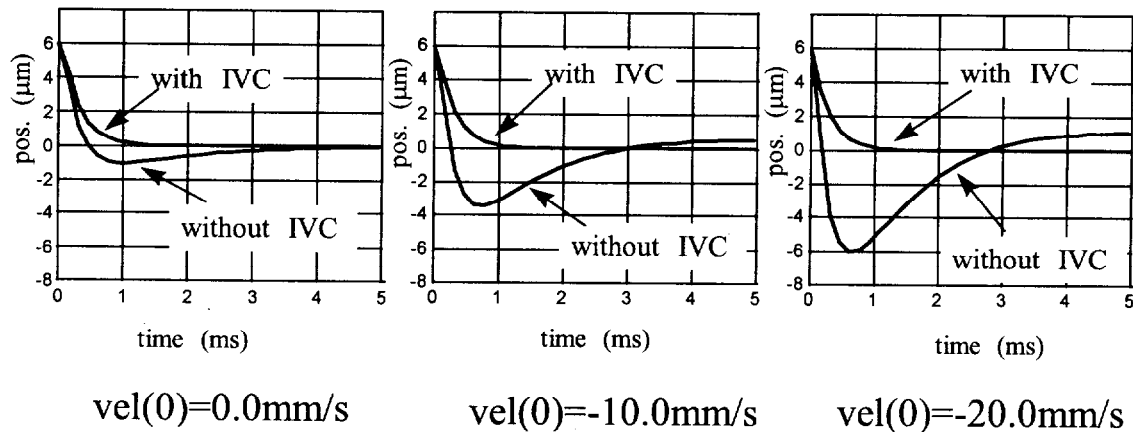


図5.4 極・零点相殺手法による応答波形（シミュレーション）

5.3.2 モデル誤差の影響と近似モデルによる設計

第2章で示したように、制御対象である機構系は複数の機構共振を有している。また、実際のコントローラは位相進み遅れ補償の他に、ノッチフィルタ、ローパスフィルタから

構成される。また、コントローラの演算時間遅れもある。実際に即した制御系のブロック線図を図5.5に示す。ここではこれらを考慮した現実に近いモデルに対して初期値補償の効果を検討する。シミュレーションでは、4 kHzに機構共振をもたせこれに対応したノッチフィルタを考慮し、さらに演算時間遅れとパワーアンプの位相特性を考慮する。ノッチフィルタの伝達関数は(5.13)式で表わされる。

$$\frac{s^2 + \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta_N \omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.13)$$

ここで、 $\omega_0=2\pi\times 3900$ 、 $\zeta_N=0.8$ である。またここでは演算時間遅れは53 μs とし、パワーアンプの特性は固有振動数が8.2 kHzで $\zeta=0.3$ の2次のローパスフィルタとした。このような位相遅れ要素やむだ時間要素は、制御対象に必ず存在するものであり、以下ではこの影響を評価する。なお、位相特性とむだ時間特性を両方別に扱うのは複雑であるので、第2章で示した近似手法を用いる。

得られたむだ時間要素のPade近似式を再度示す。

$$G_d = \frac{-0.5Ls + 1}{0.5Ls + 1} \quad (5.14)$$

ここで L は位相遅れを近似したむだ時間及び演算時間遅れの合計である。

これより機構系の2次のモデルと(5.14)式によって制御対象を3次のモデルとして近似的に表現できる。そこで、このような制御対象に5.3.1節と同じ2次の位相補償器をコントローラとして与えて、以下のシミュレーションを行った。図5.6に一巡伝達特性を示す。

同様に、得られた閉ループ系の極、初期値補償を行ったあとの初期位置と変位までの関係式の零点、及び初期速度からの関係式の零点を以下に示す。

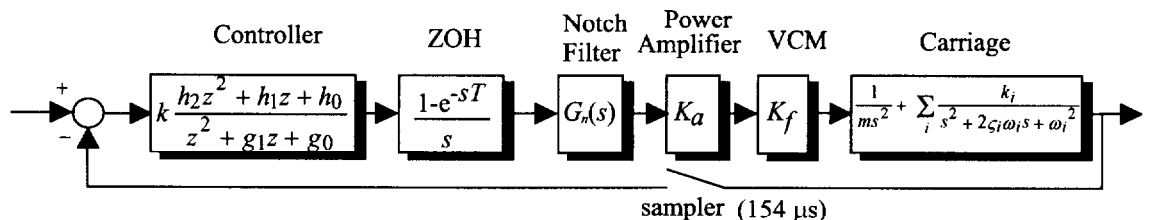


図5.5 現実に近いフォロイングモードのブロック線図

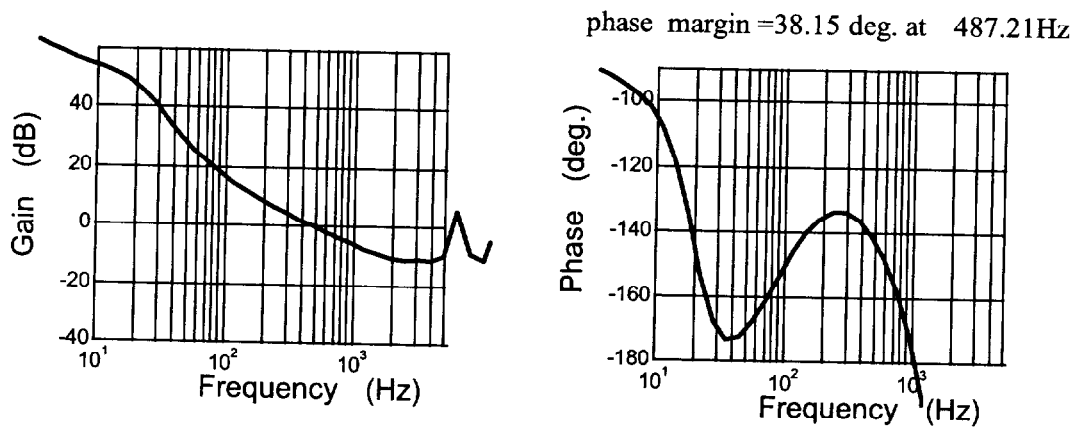


図5.6 一巡伝達特性の周波数特性

極

-3.347741e-001
 5.551077e-001, -4.155032310677882e-001i
 5.551077e-001, +4.155032310677882e-001i
 9.051421e-001
 9.538115e-001

初期位置と変位までの関係式の零点

9.538115e-001
 9.051421e-001
 -3.898678e-001
 1.685233e-001

初期速度と変位までの関係式の零点

9.538115e-001
 9.051421e-001
 -2.911742e-001

なお、制御対象は3次であるが、むだ時間近似の要素の状態変数は現実には存在しないので、以下のシミュレーションでは制御対象の変位と速度の初期値を用いて初期値補償を行い、そのときの特性を評価する。図5.7に初期値補償を行った場合と行わない場合の応答波形を示す。切り換え時の初期変位は6 μm とし、初期速度は図中に示すように変化させた。初期値補償を行うことにより過渡応答は改善されているが、応答波形にはオーバシュート

が生じていることがわかる。

ところで、磁気ディスク装置では、シーク時の移動距離が1トラック（約3 μm ）から全トラック（3.5インチ磁気ディスク装置では約22 mm）までさまざまであり、フォロイングモードへの突入速度の変動が大きい。また、残留振動時間は、シーク時間のなかでかなりの比率を占めており（平均シーク時間が8 msのとき、2 msの残留振動時間は全体の25%もの時間となる）、振動的でなくても遅いモードの存在はデータ読み書きのパフォーマンスを低下させる。このことより、本シミュレーションで得られた一定時間経過後（この場合は1.5 ms）の安定性の良さと、初期速度の変動に対する低感度性（この意味においてロバストである）は、性能向上に有用である。

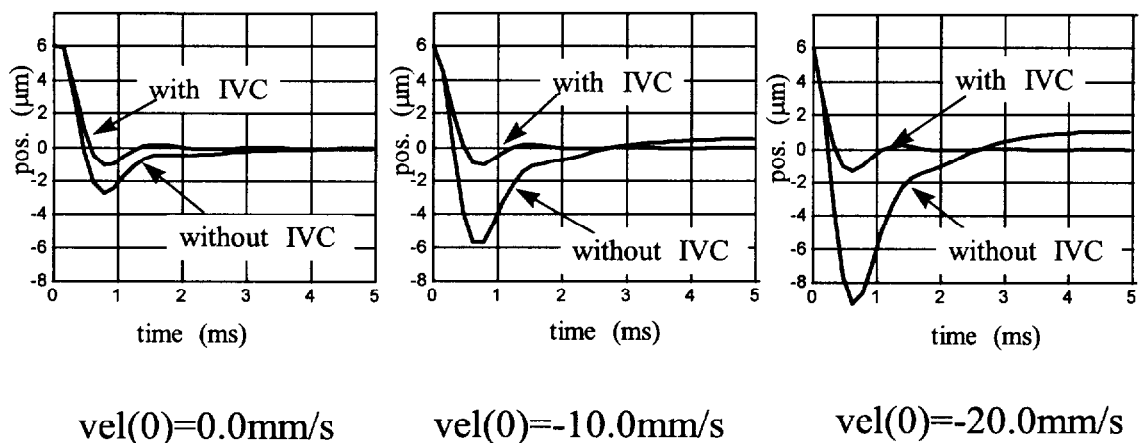


図5.7 極・零点相殺手法による応答波形（シミュレーション）

5.4 実験結果

5.4.1 詳細設計

ここでは、初期値補償によって過渡応答に望ましくない極を相殺できることを実験的に示す。図5.8に実験装置である5.25インチ磁気ディスク装置の外観及び諸元を示す。またコントローラはDSP（TMS320C30）を用い制御系のサンプリング周期は50 μs である。本実験ではコントローラが高速であるため、コントローラは1次の低域補償要素、1次の位相補償要素、高域でのゲイン補償のための2つの2次のノッチフィルタ及び2次のローパスフィルタからなる8次のコントローラとしている。この制御系をフォロイングモードとし、シークモードから切り換えたときの初期値応答を初期値補償の有無で比較する。まず、離散化されたコントローラを次式とする。

5.25 inch Disk Drive, 2000 tpi, 3600 rpm (Dedicated servo)

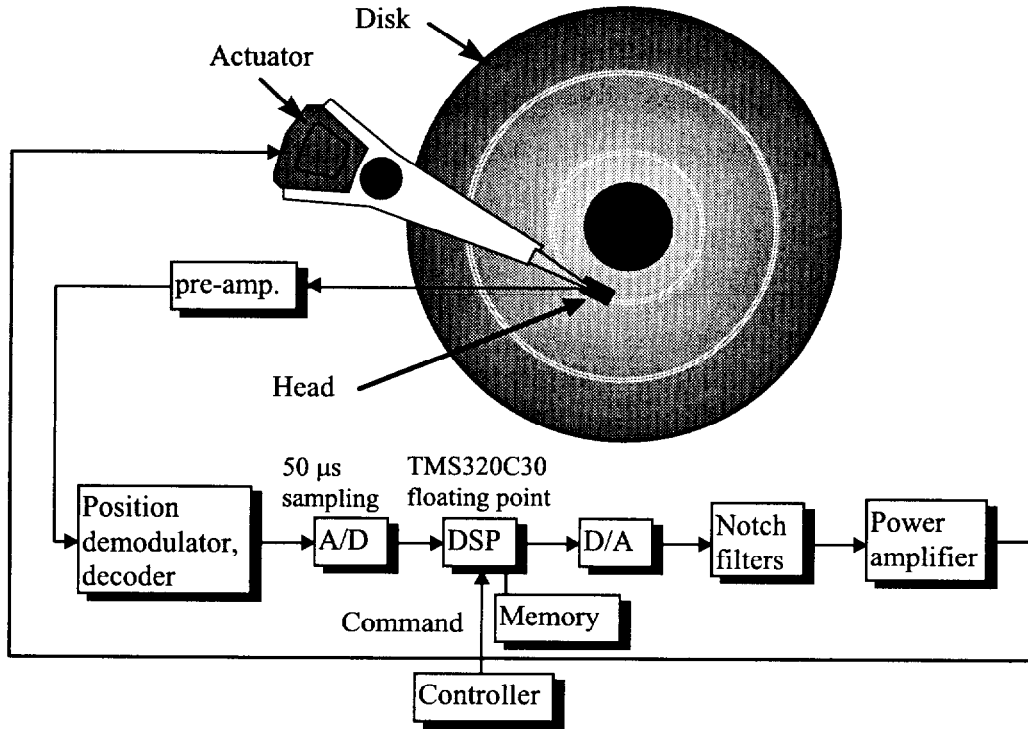


図5.8 実験装置の構成

$$C_{cf}(z) = \frac{N_{cf}(z)}{D_{cf}(z)} \quad (5.15)$$

$$N_{cf}(z) = 0.06196(z+1)^2 \{z-(0.3033 \pm j0.9529)\} \{z-(0.8073 \pm j0.5902)\} (z-0.9801)(z-0.9792)$$

$$D_{cf}(z) = (z-0.9981)(z-0.3202) \{z-(0.6572 \pm j0.4430)\} \{z-(0.4567 \pm j0.5691)\}$$

$$\{z-(0.2216 \pm j0.6419)\}$$

また、制御対象モデルは次式で表わされる。

$$C_p(s) = K_a K_f \frac{2\zeta_M \omega_0 s + \omega_0^2}{ms^2(s^2 + 2\zeta_M \omega_0 s + \omega_0^2)} \frac{-0.5Ls+1}{0.5Ls+1} \quad (5.16)$$

ここで、 K_a はパワーアンプのゲイン、 K_f はVCMと等価力定数、 L はノッチフィルタなどの位相遅れを等価むだ時間近似した値と演算時間遅れとを加えたむだ時間である。なお、初期値補償を設計する場合、コントローラは全ての状態変数が表現できるようにモデル化する。

る必要があるが、制御対象では状態量の検出、又は推定が困難な高域の共振系は陽に表現しても初期値補償に使えないので設計上意味がない。そこで過渡特性に大きな影響を与えない(5.16)式の高次の機構共振モデルは無視する。ただし、演算時間遅れなどのむだ時間要素は過渡特性に影響するので1次のパデ近似でモデル化し直列に加える。従って、0次ホールダを付けて離散化した制御対象は次式となる。

$$C_p(z) = \frac{0.03788(z + 2.8315)(z + 0.0632)}{(z - 0.00127)\{z - (0.9983 \pm j0.0098)\}} \quad (5.17)$$

(5.15)式のコントローラと(5.17)式の制御対象から閉ループ系を構成したときの極を以下に示す。

$z = 0.984544$
 0.963814
 $0.871422, \pm j0.182448$
 $0.593635, \pm j0.564450$
 $0.235028, \pm j0.659931$
 $0.283204, \pm j0.369418$
 -0.006167

これより、応答の遅い極が実軸上に2つあることがわかる。この2つの極を相殺するように初期値補償によって零点を指定することとする。5.1節の条件2より、指定する零点の数を2とした場合、初期値補償を行うコントローラの次数も2としなければならない。そのためには、残りのコントローラの状態変数に0の初期値を与えればよい。次に制御対象の状態変数のうち、初期変位 $x_{p1}(0)$ 及び初期速度 $x_{p2}(0)$ がモード切り換え時に値がばらつくので、これらと制御量との伝達関数に対して応答の遅い極を相殺して過渡特性を改善するように初期値補償を行う。

以上より初期値補償の計算式は次式となる。

$$\begin{aligned} x_{c1}(0) &= k_{11} \cdot x_{p1}(0) + k_{12} \cdot x_{p2}(0) \\ x_{c2}(0) &= k_{21} \cdot x_{p1}(0) + k_{22} \cdot x_{p2}(0) \end{aligned} \quad (5.18)$$

係数 k_{ij} ($i=1,2, j=1,2$)は、(5.8)式を $x_{p1}(0)$ と $x_{p2}(0)$ について解いて求められる。ここでは、次のような値が得られた。

$$k_{11} = 0.174810, k_{12} = -0.180380e-3$$

$$k_{21} = -0.172787, \quad k_{22} = 0.180396e-3$$

このときの $y(z)$ と $X_{p1}(0)$ の伝達関数の零点は次のようになる.

$$\begin{aligned} z &= 0.984544 \\ &0.963814 \\ &0.577104, \pm j0.451987 \\ &0.475803, \pm j0.498603 \\ &0.426125 \\ &0.215595, \pm j0.639615 \\ &-0.100160e-3 \end{aligned}$$

また, $y(z)$ と $X_{p2}(0)$ の伝達関数の零点は次のようになる.

$$\begin{aligned} z &= 0.984544 \\ &0.963814 \\ &0.683141, \pm j0.583546 \\ &0.570319, \pm j0.427408 \\ &0.289402, \pm j0.739949 \\ &-0.023775 \end{aligned}$$

いずれも, 相殺したい応答の遅い2つの極と同じ値の零点を含んでいることがわかる.

5.4.2 実験結果

図5.9に実験結果を示す. 図はシークモードの目標値に一定速度 (10 mm/sと20 mm/s) を与えてシーク動作を行わせ, 目標トラックの1/4トラック手前 (4 μm) でフォロ잉モードに切り換えた時の位置信号 (N-pos信号, すなわちA相マイナスB相) の様子を, 2種類の速度に対して初期値補償の有無による応答の比較を行っている. 図2.6で示したようにトラックを横切ると正弦波状の位置信号が得られている. 初期値補償のない場合は, シーク時の速度に対応した大きさのオーバシュートが現われ, ついで応答の遅いモードが支配的に現われる過渡応答となっている. この応答では, オーバシュートも問題であるが, 応答の遅いモードによって整定時間の長くなることが問題である. 一方初期値補償を行っている場合は, オーバシュートが抑制され, かつ応答の遅いモードが現われていない. これより初期値補償により応答の遅い極を相殺するように零点が設定されていることが確かめられた.

さて, 図5.10は, 速度検出誤差を含ませた場合の応答波形である. 初期値補償を行って

もオーバーシュートは小さくなるが応答の遅いモードが残っている。これは、(5.11)式に示したように応答の遅いモードが残るためと考えられる。

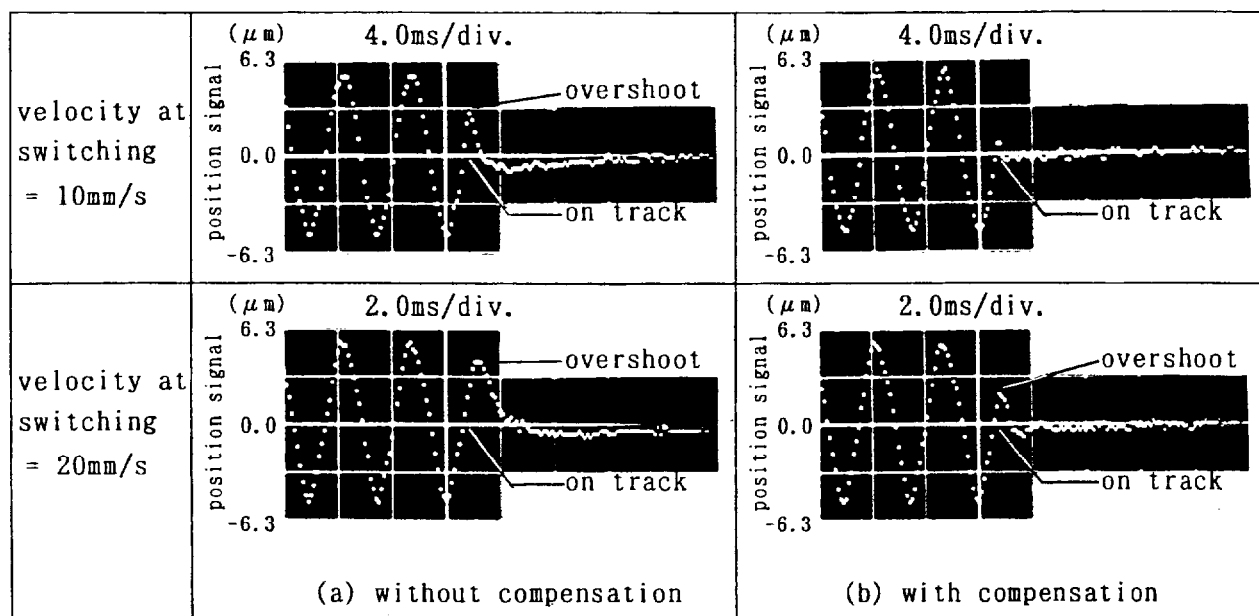


図5.9 初期値補償有無の場合の応答波形（実験結果）

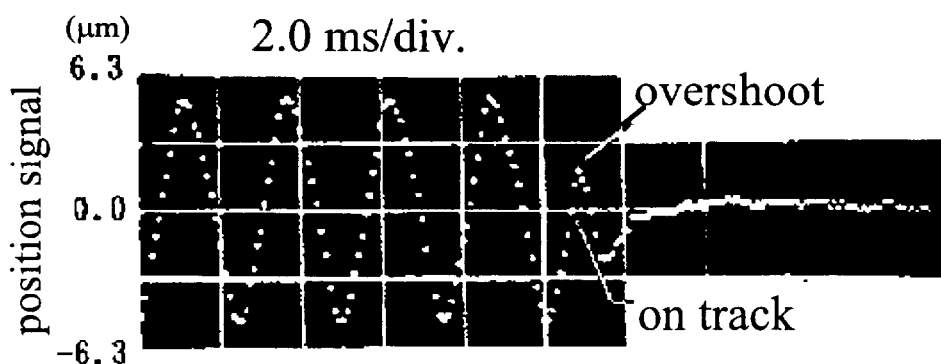


図5.10 検出誤差がある場合の応答波形例（実験結果）

5.5 まとめ

本章では，モード切り換え型制御系における初期値補償において，モード切り換え時の制御対象の初期値と制御量との関係式で過渡応答に望ましくない極を零点を移動させることによって相殺し，応答に影響を与えなくする設計手法を提案した．そして，本方式は前章の方式に比べて修正係数などの調整が不要であり，シミュレーション及び実験の両方でその有効性が確認された．

また初期値補償では，制御対象が設計時に用いたノミナル条件からずれた場合や検出誤差がある場合の影響についても解析し，本方式の範囲ではこの影響が回避できないことを明らかにした．

一方，極・零点相殺による初期値補償では，残った極が過渡応答を支配するため，フォロイングモードのように外乱抑圧特性や定常特性をもたせたい場合には，オーバシュートが除去できない場合も存在することを明らかにした．そこで，次章ではこの解決法として，シークモードとフォロイングモードの間に別のモードを加える手法を検討する．これは，この閉ループ系自体を過渡応答に適するような構造とし，残った極が支配する応答が望ましいようにする方法である．

第6章

セtringモードを用いた初期値補償制御方式

6.1 はじめに

前章で、極・零点相殺による初期値補償では残った極が過渡応答を支配するため、必ずしもオーバーシュートが除去できないことを明らかにした。また実際の装置においては、切り換え時の位置や速度の検出誤差を完全に除去することはできない。そのため、誤差が生じたときの応答性の低下を抑えるために、もともと応答の遅いモードをもたない閉ループ系を介在させることが現実的な対処である。そこで、本章ではこの解決法として、シークモードとフォロイングモードの間に別のモード（セtringモード）を加える手法を検討する。この構造は従来の磁気ディスク装置サーボ系の構成の一つであるが、このセtringモードの初期値補償によって整定性をより向上させる方法について検討する。

6.2 セtringモードの設計

前章の図5.7からわかるように、初期値補償を行ってもむだ時間が存在する場合は過渡応答が一様に減衰するなめらかな波形とならない。これはフォロイングモードでは、初期値補償によって応答の遅い極を相殺しても残りの極と零点で決められる応答が一様減衰を保証しないからである。そこで、シークモードとフォロイングモードの間に、過渡応答を更に改善するための別の制御モード、ここではセtringモードと呼ぶ、を追加することを検討する。このモードは比較的短い時間のみ使用するため、定常特性は多少犠牲にしてよい。そこで、極配置問題によりセtringモードのコントローラを設計する。極配置問題で、閉ループ系の極を離散時間領域で例えば0.6以下に配置するようにコントローラの各係数を求める。そして、5.2節と全く同じ手順で初期値補償の計算式を求める。

図6.1にセtringモードのブロック線図を示す。制御対象はむだ時間モデルを加えて3次であるので、極配置ができるためにはコントローラの次数は最低2次が必要である。制御対象の離散時間表現は、(5.17)式から次式で表わすことができる。

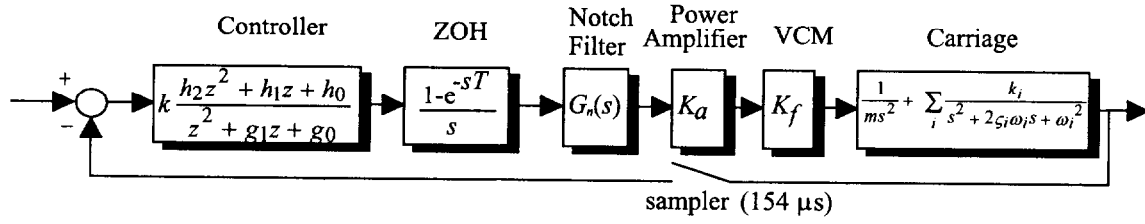


図6.1 セトリングモードのブロック線図

$$G_p(z) = \frac{N_p(z)}{D_p(z)} = \frac{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}{z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0} \quad (6.1)$$

また、コントローラは次式で表わすことができる。

$$G_p(z) = \frac{N_c(z)}{D_c(z)} = \frac{h_2 z^2 + h_1 z + h_0}{z^2 + g_1 z + g_0} \quad (6.2)$$

したがって、閉ループ系は、

$$G_{cl}(z) = \frac{N_c(z)N_p(z)}{D_c(z)D_p(z) + N_c(z)N_p(z)} \quad (6.3)$$

となる。ここで分母多項式は、

$$\begin{aligned} & z^5 + (a_2 + g_1 + h_2 b_2)z^4 + (a_1 + g_1 a_2 + g_0 + h_2 b_1 + h_1 b_2)z^3 \\ & + (a_0 + g_1 a_1 + g_0 a_2 + h_2 b_0 + h_1 b_1 + h_0 b_2)z^2 + (g_1 a_0 + g_0 a_1 + h_1 b_0 + h_0 b_1)z \\ & + g_0 a_0 + h_0 b_0 \end{aligned} \quad (6.4)$$

である。一方、指定極を $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4, \lambda_5$ として、上式に代入すれば、

$$\begin{aligned} & \lambda_i^5 + (a_2 + g_1 + h_2 b_2)\lambda_i^4 + (a_1 + g_1 a_2 + g_0 + h_2 b_1 + h_1 b_2)\lambda_i^3 \\ & + (a_0 + g_1 a_1 + g_0 a_2 + h_2 b_0 + h_1 b_1 + h_0 b_2)\lambda_i^2 + (g_1 a_0 + g_0 a_1 + h_1 b_0 + h_0 b_1)\lambda_i \\ & + g_0 a_0 + h_0 b_0 = 0 \quad i = 1, \dots, 5 \end{aligned} \quad (6.5)$$

となり、これを未知パラメータの g_1, g_0, h_2, h_1, h_0 について整理すると、

$$\begin{aligned}
& (\lambda_i^4 + a_2\lambda_i^3 + a_1\lambda_i^2 + a_0\lambda_i)g_1 \\
& + (\lambda_i^3 + a_2\lambda_i^2 + a_1\lambda_i + a_0)g_0 \\
& + (b_2\lambda_i^4 + b_1\lambda_i^3 + b_0\lambda_i^2)h_2 \\
& + (b_2\lambda_i^3 + b_1\lambda_i^2 + b_0\lambda_i)h_1 \\
& + (b_2\lambda_i^2 + b_1\lambda_i + b_0)h_0 \\
& = \lambda_i^5 + a_2\lambda_i^4 + a_1\lambda_i^3 + a_0\lambda_i^2 \quad i=1,\dots,5
\end{aligned} \tag{6.6}$$

となる．これに指定極，制御対象のパラメータを代入すれば5つの未知変数を含む5つの方程式ができるので，これを連立させればコントローラの未知係数を求めることができる．

6.3 シミュレーション

制御対象のモデルは前章と同じである．ここでは，極を0.1, 0.15, 0.2, 0.5, 0.6と与える．図6.2に得られたコントローラ，図6.3にセトリングモードの一巡伝達特性を示す．このときの閉ループの遅い極を2つ相殺する初期値補償を設計する．得られた閉ループ系の極，初期値補償を行ったあとの初期位置と変位までの関係式の零点，及び初期速度からの関係式の零点を以下に示す．

極

1.00000e-001
1.49998e-001
2.00000e-001
5.00000e-001
5.99999e-001

初期位置と変位までの関係式の零点

5.99999e-001
-2.72650e-001, +2.12312e-001i
-2.72650e-001, -2.12312e-001i
5.00000e-001

初期速度と変位までの関係式の零点

5.99999e-001
5.00000e-001
-1.97729e-001

図6.4に初期値補償のある場合とない場合の過渡応答を比較する。この場合は、残された極もはじめの極指定によって決められるので、過渡応答は非常にのぞましいものになっていることがわかる。なお、図6.2からわかるように、セトリングモードでは、コントローラに低域のゲインを持ち上げる特性がなく、したがってフォロイングモードと比べて外乱抑圧特性は低下しているが、その分過渡応答がよりのぞましいものになっていると定性的には考えられる。そのためセトリングモードは整定後すみやかにフォロイングモードに切り換えなければならない。この切り換え条件については第8章で述べる。

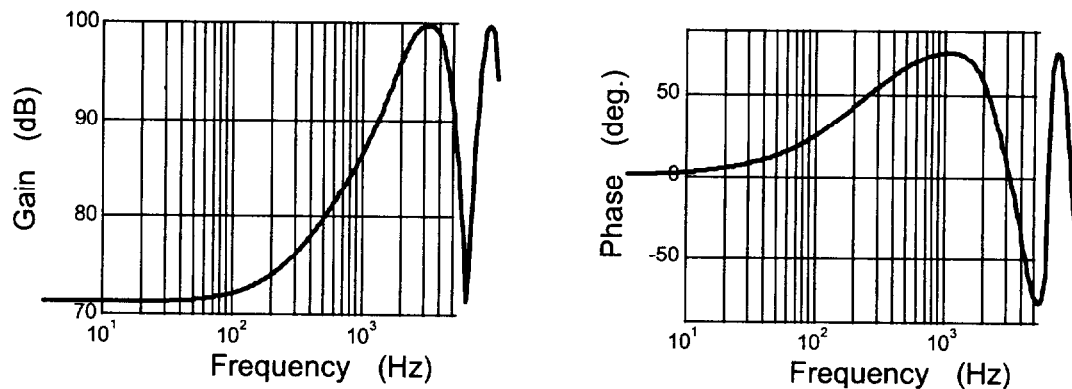


図6.2 コントローラの周波数特性

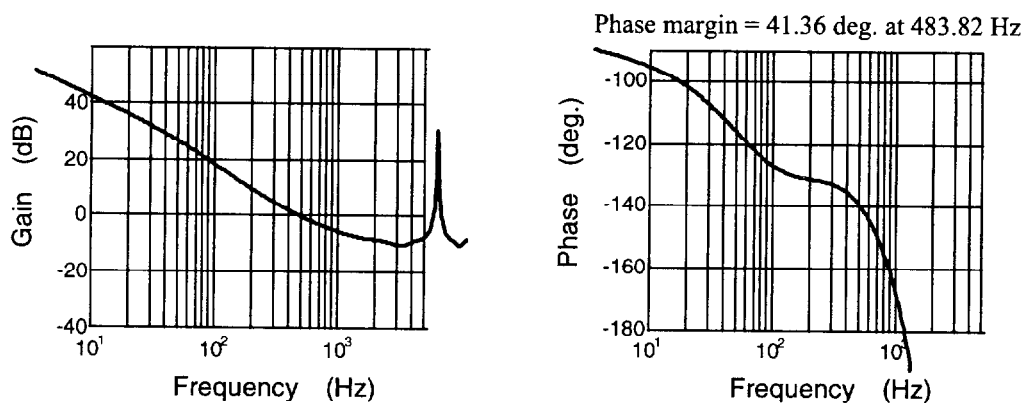


図6.3 一巡伝達特性の周波数特性

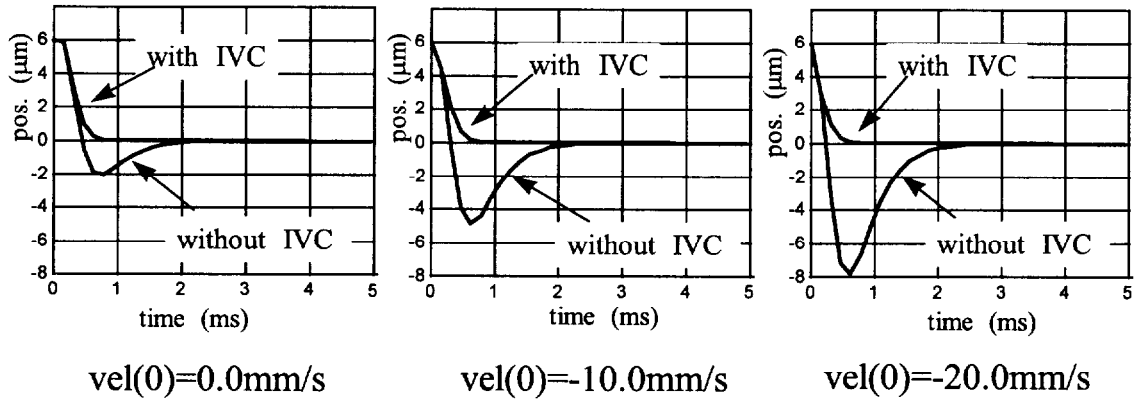


図6.4 極・零点相殺による応答波形（シミュレーション）

6.4 実験結果

実験条件は前章と同一である。セtringモードのコントローラは、フォロイングモードと同様に安定化のための高域のゲイン補償を行うノッチフィルタ，ローパスフィルタを含み，更に過渡特性改善のための極配置で求めた2次のコントローラで構成する．得られたコントローラの伝達関数を次式に示す．

$$C_{cs}(z) = \frac{N_{cs}(z)}{D_{cs}(z)} \quad (6.7)$$

$$N_{cs}(z) = 0.1544(z+1)^2 \{z-(0.3033 \pm j0.9529)\} \{z-(0.8073 \pm j0.5902)\} (z-0.9248)(z-0.5077)$$

$$D_{cs}(z) = \{z-(0.3310 \pm j0.4537)\} \{z-(0.6572 \pm j0.4430)\} \{z-(0.4567 \pm j0.5691)\}$$

$$\{z-(0.2216 \pm j0.6419)\}$$

また，得られた初期値補償の係数を次に示す．

$$k_{11} = 1.121000, \quad k_{12} = -0.343993e-3$$

$$k_{21} = -0.355093, \quad k_{22} = 0.285733e-3$$

図6.5は，10 mm/sと20 mm/sの2種類の一定速度シーク動作でのセtringモード単体の過渡応答を示したもので，初期値補償の有無を比較している．フォロイングモードの場合に比べ，応答の遅いモードがないため，どちらも整定性はよい．ここで，初期値補償の効果はオーバシュートを抑制している点にあることに注目する．

以上より，初期値補償を行ったセtringモードを付加することが，シーク時の整定性

に有効であることが明らかになった。図6.6は、3つのモードを有するモード切り換え型制御系において、通常のシーク動作を行わせたときの位置信号の波形を示している。図中、位置信号の波形は、A相-B相信号を50 μsec の周期でサンプリングしてモニタしているため、高速に移動しているシーク動作中はアリアス効果によって三角波状の波形が得られないことに注意していただきたい。また、位置信号の下に各モードを表わす信号を表示してある。ここでは、シークモードからセトリングモードには、目標トラックの1/4トラック手前（本実験装置のトラックピッチは12.7 μm ）で切り換え、このときに初期値補償を行う。また、セトリングモード3 msec経過後にフォロイングモードに切り換え、このときはコントローラの初期値に0を入れている。実験結果より過渡応答の良好なことがわかる。

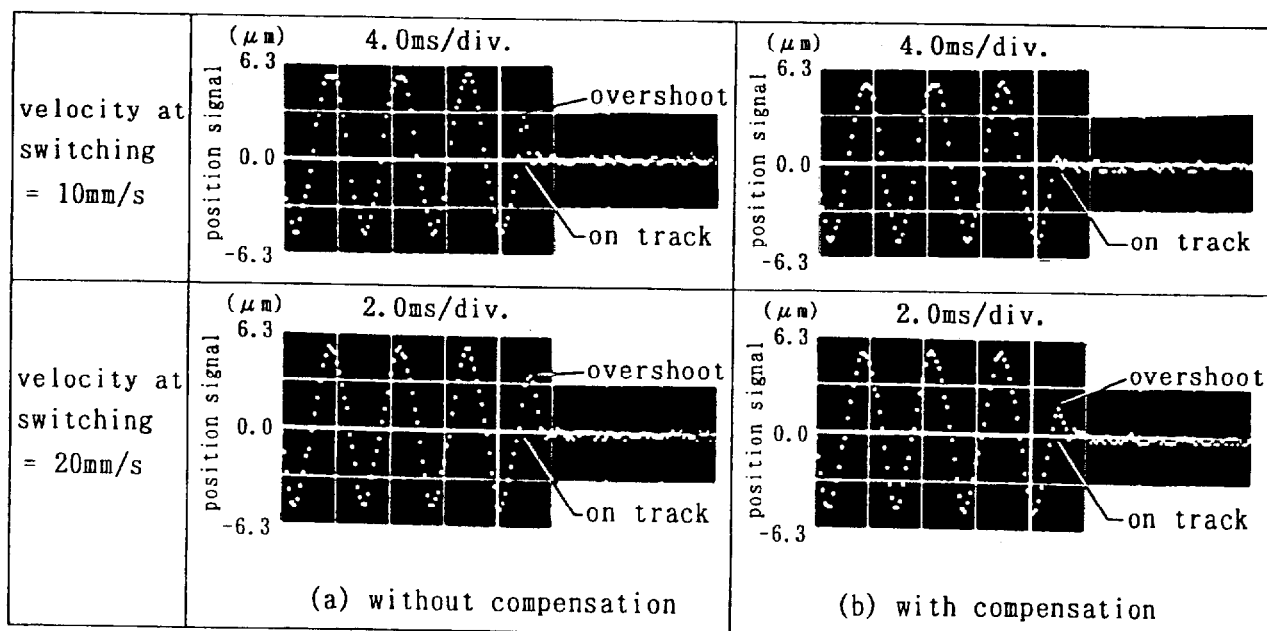


図6.5 初期値補償有無の場合の応答波形（実験結果）

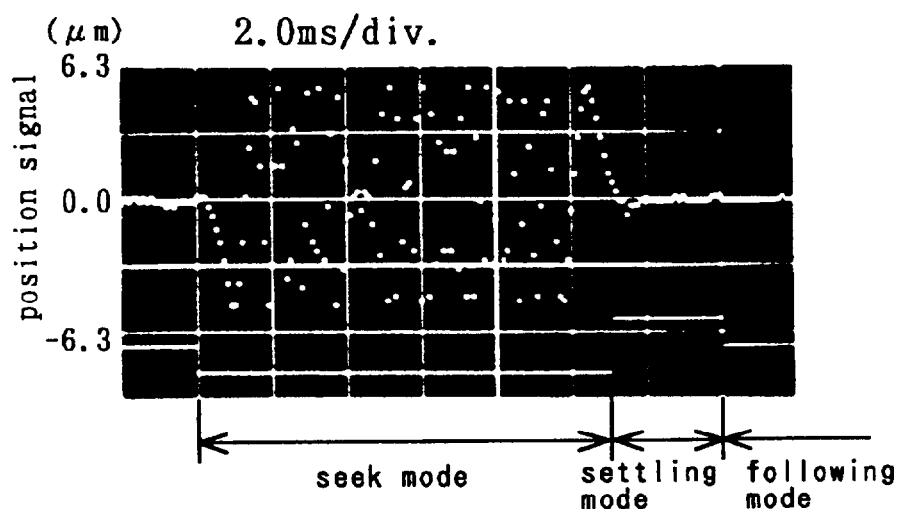


図6.6 1/3フルトラックシーク時の応答波形（実験結果）

6.5 まとめ

本章ではシークモードとフォロイングモードの間に、セトリングモードを介在させ、これによって過渡応答を更に改善する方法を提案した。そして、シミュレーション、実験によってその効果を確認した。残された課題は、本方式では現存する極からコントローラの次数などによって決まる極だけしか操作できず、積極的に過渡応答を設計するようにはなっていないことである。このためモード切り換え型制御系において、位置決めのためのフォロイングモードに直接切り換えることは過渡応答の改善からみて必ずしも望ましくなく、中間に別のモードを付加する必要性がでてきた。次章では、この問題を解決し、積極的に過渡応答を設計できる手法を提案する。

第7章

付加入力による初期値補償制御方式

7.1 はじめに

前章では、シークモードとフォロイングモードの間に過渡応答に適したセトリングモードを設け、過渡応答を改善する手法を提案した。セトリングモードは極配置問題により設計しているため、初期値補償制御によって相殺した極以外からなる過渡応答も望ましい特性とすることが可能であった。しかし、この方法ではセトリングモードが動作している期間は外乱抑圧特性や定常特性が十分ではない。そこで本章では、適切な外乱抑圧特性や定常特性を有するフォロイングモードへ直接切り換えを行い、かつ過渡応答も望ましい特性となる初期値補償制御手法を提案する。これは、コントローラの状態変数に初期値を設定するのではなく、コントローラの出力部にインパルス応答列からなる入力を付加する方式である。また、この方式はモード切り換え後の過渡応答を任意に整形することが可能である。

7.2 基本設計

第2章で述べた制御対象及びコントローラを離散時間の状態方程式で再び表現する。

$$\begin{aligned} X_p(k+1) &= A_p \cdot X_p(k) + B_p \cdot u(k) \\ y(k) &= C_p \cdot X_p(k) \end{aligned} \tag{7.1}$$

$$\begin{aligned} X_c(k+1) &= A_c \cdot X_c(k) + B_c(r(k) - y(k)) \\ u(k) &= C_c \cdot X_c(k) + D_c(r(k) - y(k)) \end{aligned} \tag{7.2}$$

ここで、 X_p は m 次の制御対象の状態ベクトル、 X_c は n 次のコントローラの状態ベクトル、 u は制御対象への操作量、 r は目標値、 y は制御量、 A_p 、 B_p 、 C_p 、 A_c 、 B_c 、 C_c 、 D_c はそれぞれ

$m \times m$, $m \times 1$, $1 \times m$, $n \times n$, $n \times 1$, $1 \times n$, 1×1 の実数行列である。(7.1)(7.2)式をパルス伝達関数で表現して、各状態変数の初期値から制御量までの伝達関数を求めると(7.3)式のようになる。

$$y(z) = \frac{N_p(z)}{D(z)} X_p(0) + \frac{N_c(z)}{D(z)} X_c(0) \quad (7.3)$$

ここで $D(z)$ は

$$D(z) = \det[zI - A] \quad (7.4)$$

ただし、 $A = \begin{bmatrix} A_p - B_p D_c C_p & B_p C_c \\ -B_c C_p & A_c \end{bmatrix}$ であり、また、 $N_p(z)$, $N_c(z)$ はそれぞれ $1 \times m$, $1 \times n$ の高次多項式行列で、

$$\begin{bmatrix} N_p(z) & N_c(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_p & 0 \end{bmatrix} \cdot \text{adj}(zI - A) \cdot z \quad (7.5)$$

である。ここで、モード切り換え後の応答を良好なものにするためには $X_p(0)$ から $y(z)$ までの関係式における固有モードを過渡特性に望ましいものにすればよい。そこでモード切り換え時に付加入力 r' を与え、同時にコントローラの状態変数をクリアすることを考える。この付加入力はコントローラの出力端に加え合わせる。

$$\begin{aligned} r'(z) &= \frac{n(z)}{d(z)} X_p(0) \\ X_c(0) &= 0 \end{aligned} \quad (7.6)$$

ここで、 $n(z)$ は $1 \times m$ の z の行列多項式、 $d(z)$ は 1×1 の z の安定多項式である。このとき付加入力 $r'(z)$ から制御量 $y(z)$ までの伝達関数を $N_r(z)/D(z)$ ($N_r(z)$, $D(z)$ はスカラの z の多項式) とすれば(7.3)式は、

$$y(z) = \frac{N_r(z) \cdot n(z) + N_p(z) \cdot d(z)}{D(z) \cdot d(z)} X_p(0) \quad (7.7)$$

となる。ここで、(7.7)式右辺の伝達関数が望ましい極 $\eta_i (i=1, \dots, l)$ のみをもつ安定でプロパな伝達関数となればよい。閉ループ系の極すなわち $D(z)$ の根はいつも過渡応答に望ましい固有値をもつとは限らないから、 $d(z)$ に望ましい固有値を含ませ、 $D(z)$ の根を全て相殺することを考える。望ましい固有値を根にもつ多項式は次式で表わされる。

$$d_m(z) = (z - \eta_1)(z - \eta_2) \cdots (z - \eta_l) \quad (7.8)$$

ここで、 $d(z) = d'(z)d_m(z)$ のように $d_m(z)$ を陽に表現すれば、(7.7)式は、

$$y(z) = \frac{N_r(z) \cdot n(z) + N_p(z) \cdot d'(z) \cdot d_m(z)}{D(z) \cdot d'(z)} \cdot \frac{1}{d_m(z)} X_p(0) \quad (7.9)$$

と変形できる。ここで式を単純にするために、 $N_r(z)$ を $N_r'(z)N_r''(z)$ のように不安定零点を含む項 $N_r''(z)$ とそうでない項 $N_r'(z)$ とに分離し、さらに $d'(z)$ は $N_r'(z)$ に等しいとすれば、

$$y(z) = \frac{N_r'(z) \cdot N_r''(z) \cdot n(z) + N_p(z) \cdot N_r'(z) \cdot d_m(z)}{D(z) \cdot N_r'(z)} \cdot \frac{1}{d_m(z)} X_p(0) \quad (7.10)$$

となる。ここで、 $n(z), N_p(z)$ 以外はスカラーであることに注意すれば、

$$y(z) = \frac{N_r''(z) \cdot n(z) + N_p(z) \cdot d_m(z)}{D(z)} \cdot \frac{1}{d_m(z)} X_p(0) \quad (7.11)$$

となる。これより、右辺第1項の分子多項式の根に少なくとも $D(z)$ の全ての根 ($\lambda_i, i=1, m+n$) が含まれれば、出力には望ましい固有値をもつモードのみあらわれる。そのためには次式を満たす $n(z)$ を求めればよい。

$$N_r''(\lambda_i) \cdot n(\lambda_i) + N_p(\lambda_i) \cdot d_m(\lambda_i) = 0 \quad (i=1, m+n) \quad (7.12)$$

いま、 $n(z)$ が次式のような実係数をもつ多項式で表わされるとする。

$$n(z) = a_q \cdot z^q + a_{q-1} \cdot z^{q-1} + \cdots + a_1 \cdot z + a_0 \quad (7.13)$$

ここで、 $a_i (i=0, q)$ は未定係数である。これを(7.12)式に代入し、各 $z=\lambda_i$ で連立させると、

$$\begin{aligned} a_q \cdot \lambda_1^q + a_{q-1} \cdot \lambda_1^{q-1} + \cdots + a_1 \cdot \lambda_1 + a_0 &= -N_r''(\lambda_1)^{-1} \cdot N_p(\lambda_1) \cdot d_m(\lambda_1) \\ a_q \cdot \lambda_2^q + a_{q-1} \cdot \lambda_2^{q-1} + \cdots + a_1 \cdot \lambda_2 + a_0 &= -N_r''(\lambda_2)^{-1} \cdot N_p(\lambda_2) \cdot d_m(\lambda_2) \\ &\vdots \end{aligned} \quad (7.14)$$

となり、これを行列表現すれば各係数はすべてスカラーであるから、

$$\begin{bmatrix} \lambda_1^q & \lambda_1^{q-1} & \dots & \lambda_1 & 1 \\ \lambda_2^q & \lambda_2^{q-1} & \dots & \lambda_2 & 1 \\ & \vdots & & & \\ \lambda_{m+n}^q & \lambda_{m+n}^{q-1} & \dots & \lambda_{m+n} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_q \\ a_{q-1} \\ \vdots \\ a_1 \\ a_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -N_r^u(\lambda_1)^{-1} N_p(\lambda_1) d_m(\lambda_1) \\ -N_r^u(\lambda_2)^{-1} N_p(\lambda_2) d_m(\lambda_2) \\ \vdots \\ -N_r^u(\lambda_{m+n})^{-1} N_p(\lambda_{m+n}) d_m(\lambda_{m+n}) \end{bmatrix} \quad (7.15)$$

となる。これより逆行列を計算すれば、 $n(z)$ の係数 a_i が求められる。そのためには、左辺第1項が正則行列であればよい。 $D(z)$ が重根をもたず、 $q+1=m+n$ のとき、第1項は正方行列でランク条件を満たすから逆行列が存在し、 a_i が求められる。なお、 $n(z)$ の次数 q を与えたとき、(7.6)式の伝達関数がプロパーとなるかチェックしなければならない。プロパーでない場合、 d_m の次数を増やす必要がある。

以上より、付加入力を与えることにより、モード切り換え後の過渡応答の固有モードを(7.8)式で与えたもののみとできるため、切り換え後の過渡応答をより改善できる。

7.3 シミュレーション

7.3.1 詳細設計

図7.1に示す実験装置を用いる。主な諸元を図中に示す。制御対象のモデルは、基本的には第4、5章までと同様であり、低域に固有振動数を有する2次の機構系に1次の近似むだ時間遅れ要素を付加した3次系である。また、初期値補償を付加するフォロイング制御系のコントローラは、次式のようによく知られているlag-leadフィルタ、すなわち1次の位相進み補償要素と1次の近似積分補償要素からなる2次系としている。

$$C(z) = \frac{h_2 z^2 + h_1 z + h_0}{z^2 + g_1 z + g_0} \quad (7.16)$$

ここで、 z は z 変換の演算子、 h_2, h_1, h_0, g_1, g_0 は係数である。閉ループ系の特性多項式 $D(z)$ は5次であり以下の極をもっている。

$$-0.323, \quad 0.550 \pm j0.497, \quad 0.904, \quad 0.955$$

次に、上記のモデルを用いて付加入力を用いた初期値補償を設計する。図7.2にブロック線図を示す。付加入力 $r'(z)$ を加えるコントローラの出力端から制御量 $y(z)$ までの伝達関数は、

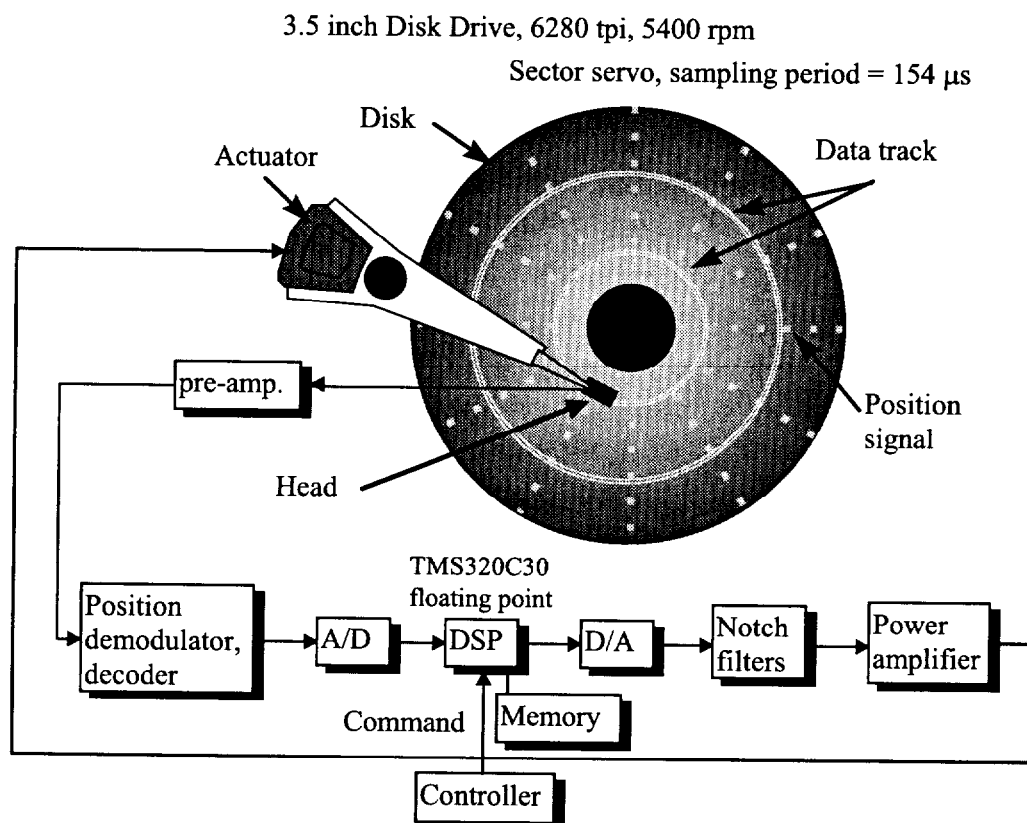


図7.1 実験装置の構成

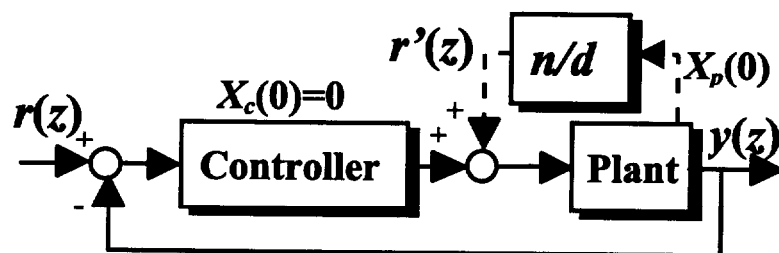


図7.2 付加入力による初期値補償制御のブロック線図

$$\frac{N_r(z)}{D(z)} = \frac{(0.285z^4 + 16.1z^3 - 5.81z^2 - 8.97z - 1.58) \cdot 10^{-7}}{z^5 - 2.64z^4 + 2.50z^3 - 0.856z^2 - 0.162z + 0.153} \quad (7.17)$$

となり、このときの零点は

$$z = -56.79, \quad 0.999, \quad -0.416, \quad -0.235$$

で、不安定零点を1つもつ。従って $N_r(z)$ は3次である。閉ループ系の極($m+n$)は5個であるから、付加入力の伝達関数(7.6)式の分子多項式((7.13)式)を4次($q=4$)、すなわち未定係数を5個とすれば(7.15)式が計算でき、閉ループ系の全ての極を相殺することができる。従って(7.8)式の $d_m(z)$ を1次とすれば、(7.6)式はプロパとなる。以上より、付加入力の伝達特性は、

$$\frac{\begin{bmatrix} n_1(z) & n_2(z) \end{bmatrix}}{d(z)} \begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{bmatrix} \quad (7.18)$$

となる。ただし、 $x_1(0)$ は初期変位、 $x_2(0)$ は初期速度で、 $d_m(z)=(z-0.6)$ としたとき、

$$\begin{aligned} d(z) &= (2.85z^4 - 2.70z^3 - 0.977z^2 + 0.667z + 0.167) \cdot 10^{-8} \\ n_1(z) &= (3.66z^4 - 1.88z^3 - 4.04z^2 + 1.26z + 1.06) \cdot 10^{-3} \\ n_2(z) &= (-3.70z^4 + 6.63z^3 - 2.95z^2 - 0.388z + 0.405) \cdot 10^{-6} \end{aligned}$$

と計算される。このときの制御対象の初期状態変数と制御量との z 領域表現(7.7)式の極と零点は、次のように配置される。

極

$$0.550 \pm j0.497, 0.999, 0.955, 0.904, -0.416, -0.323, -0.234, 0.600$$

零点 (初期変位)

$$0.550 \pm j0.497, 0.999, 0.955, 0.904, -0.416, -0.323, -0.234, -0.393$$

零点 (初期速度)

$$0.550 \pm j0.497, 0.999, 0.955, 0.904, -0.416, -0.323, -0.234$$

指定した極のみが残り、あとは零点によって相殺されていることがわかる。従って、出力としてあらわれる固有モードは指定された極によって決まるモードのみである。なお、本詳細設計では制御対象の状態変数のうち変位と速度のみに着目したが、全ての状態変数を考慮した設計もまったく同様に行える。

7.3.2 シミュレーション

ここでは、シークモードからフォロイングモードへの切り換えを想定したシミュレー

ションを行う。図7.3に $d_m(z)$ の極 η を変えたときの応答を示す。図7.4にこのときの位相平面での軌跡を示す。変位と速度が比例した軌跡であり、指定した1次系の固有モードになっていることがわかる。図中、フォロイングモードの応答軌跡は*で、対応する1次系の固有モードの軌跡は実線で表わしている。図7.5に付加入力の時間波形を示す。

図7.6に制御対象にゲイン変動を与えたときの応答を示す。本方式は極零相殺を行なっているので、モデル誤差の大きさに応じてノミナルな場合の応答から外れる。そこで、制御対象の製造ばらつきや経時変化に対しては、ゲインの同定と補正を行う方法を併用して対処することが望ましい。

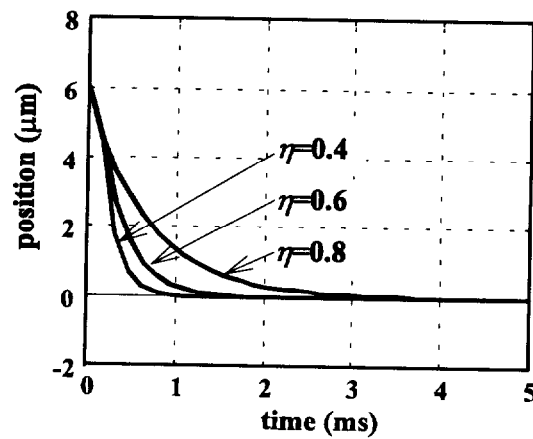


図7.3 時間応答 (シミュレーション)

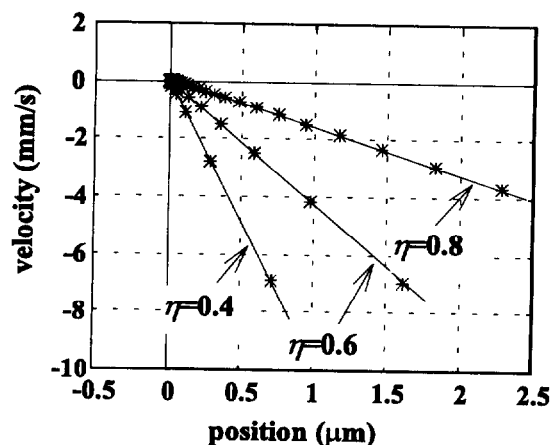


図7.4 位相平面上の軌跡 (シミュレーション)

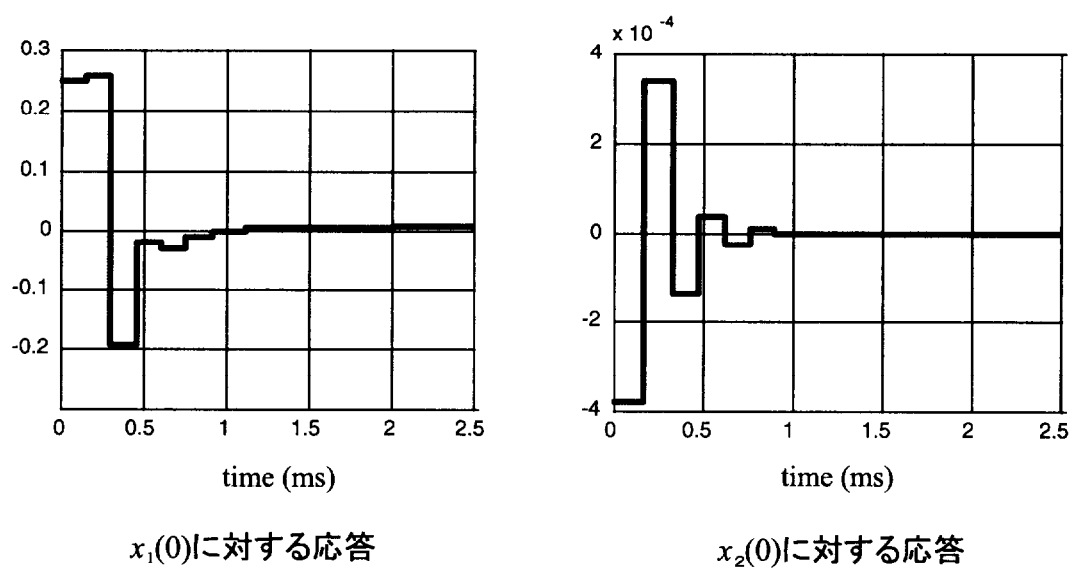


図7.5 付加入力信号の波形（シミュレーション）

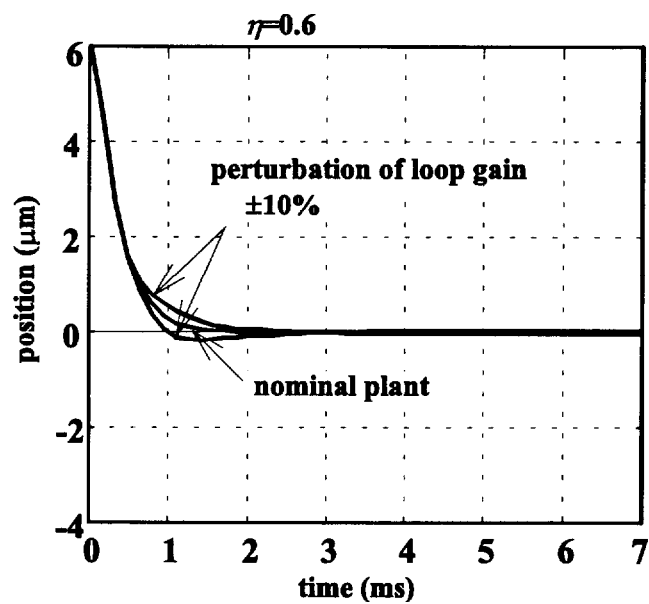


図7.6 ループゲイン変動時の応答波形（シミュレーション）

7.4 実験結果

以上の結果を図7.1に示した実験装置にて評価する。実験では最大移動トラック数の1/3の距離のシーク動作を行なわせ、このときのシークモードからフォロイングモードに切り換わったあとのポジション波形をデジタルオシロスコープで測定している。以下の図では、各条件に対し5回の試行結果を重ね合わせて表示している。

図7.7は、初期値補償を行わず、コントローラの状態変数をゼロの状態でシークモードからフォロイングモードに切り換えたときの切り換え後の時間応答を、対応するシミュレーション波形とともに示す。目標値への整定が非常に悪いことがわかる。図7.8は、比較のため本実験装置での従来の極・零点相殺による初期値補償方式を適用したときの時間応答を示す。オーバシュート及びその後の整定に改善が見られるが、本方式では残された極が過渡応答を支配するので必ずしも望ましい応答は得られない。次に図7.9(a) (b) (c)は、本章で提案した付加入力を与える初期値補償を行なったときの時間応答で、それぞれ付加する極を $\eta=0.4, 0.6, 0.8$ としてある。指定した極が支配的な過渡応答が実現されたため、整定状態が更に改善されていることがわかる。また、シミュレーション結果ともよく一致しており、本設計方式の妥当性も示している。

図7.10(a)(b)は、それぞれ付加する極を $\eta=0.2, 0.0$ としたときの応答である。基本的な応答は極に対応してシミュレーションと同様に速くなっているが、機構系の共振と思われる振動が残留振動として顕著に現れてきている。これは設計時のノミナルモデルにおいては、本方式において有限整定制御 ($\eta=0.0$) も可能であることを示しているが、設計時にモデル化されていない高次の振動モードを励振させており、実用的ではないことがわかる。これより付加する極を $\eta=0.4, 0.6$ あたりに設計することが妥当であると言える。

図7.11は、6章で示したセtringモードを含み極・零点相殺手法による初期値補償制御での過渡応答波形である。図より、本章で提案した付加入力を用いた初期値補償制御とほぼ同等な過渡応答を示していることがわかる。これより、付加入力を用いた初期値補償制御は、フォロイングモードへ直接切り換えることができ、かつ過渡応答も望ましいという結果が得られた。

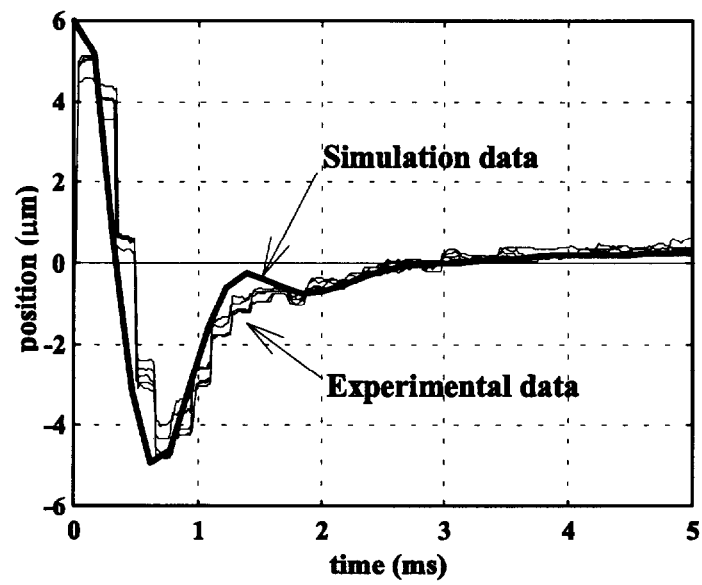


図7.7 初期値補償なしの応答波形

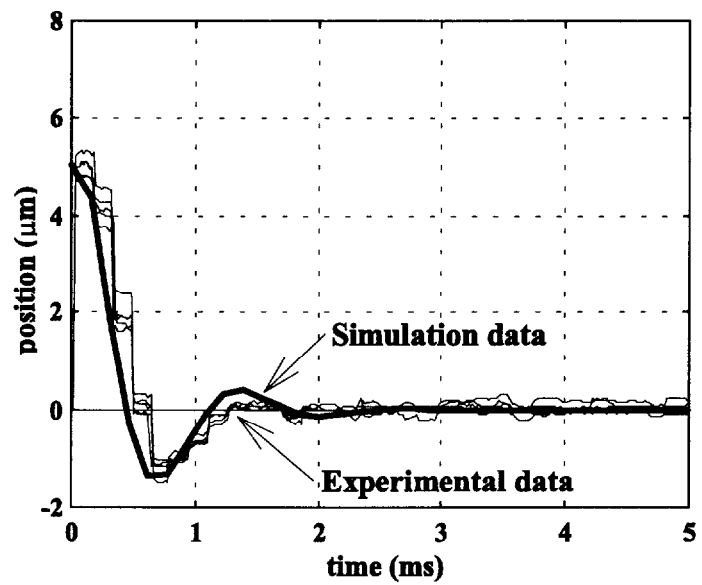
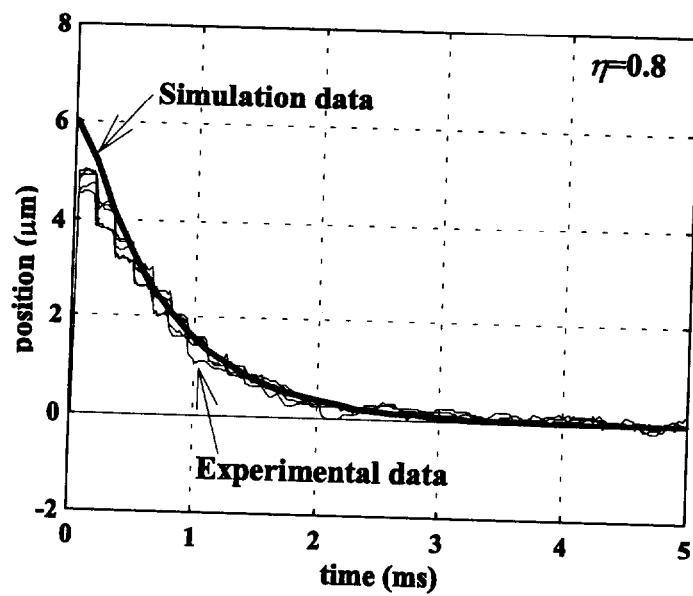
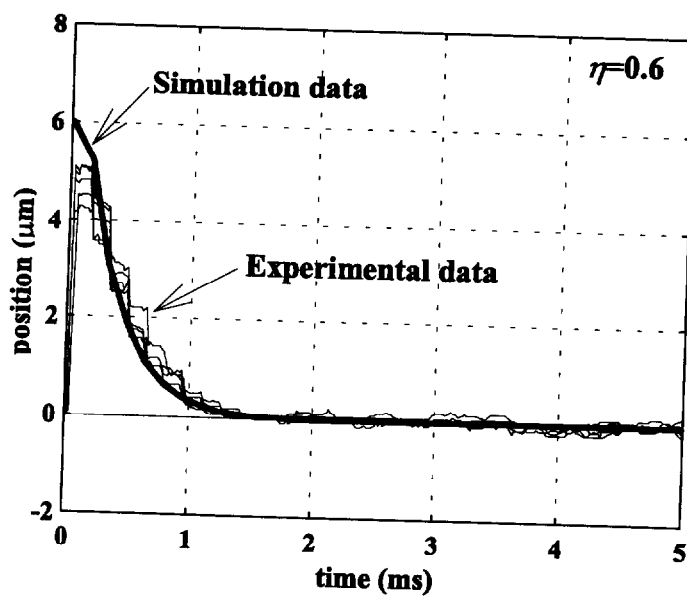


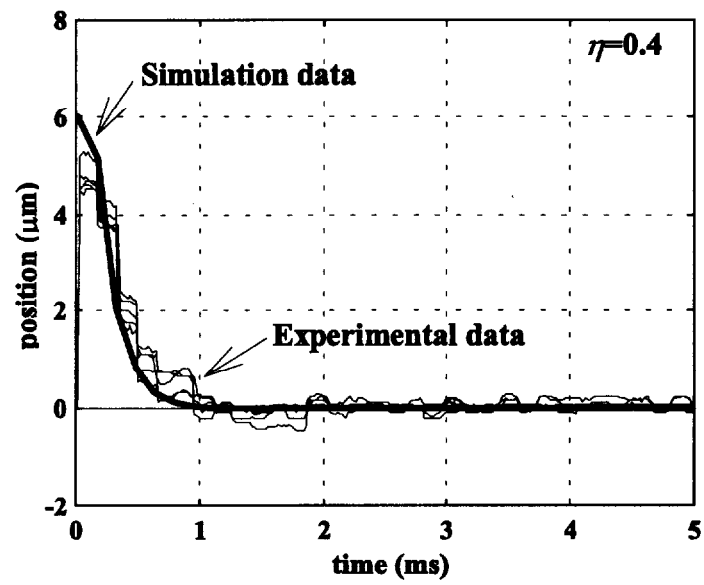
図7.8 極・零点相殺による初期値補償の応答波形



(a) $\eta=0.8$

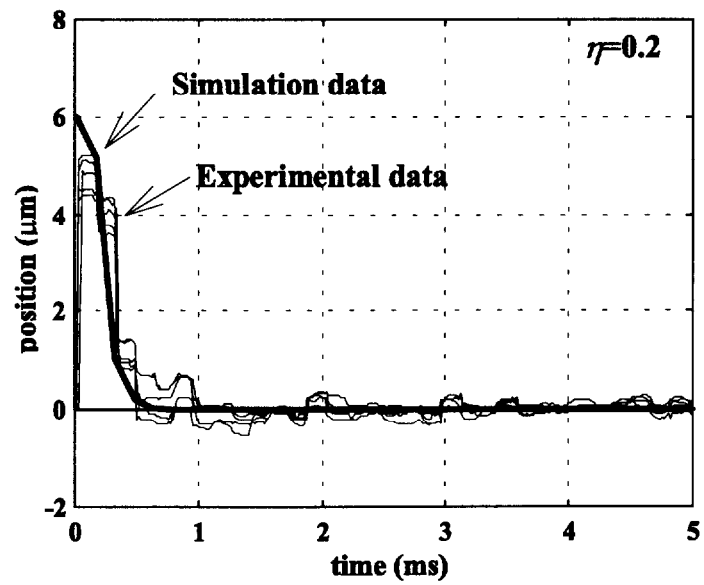


(b) $\eta=0.6$

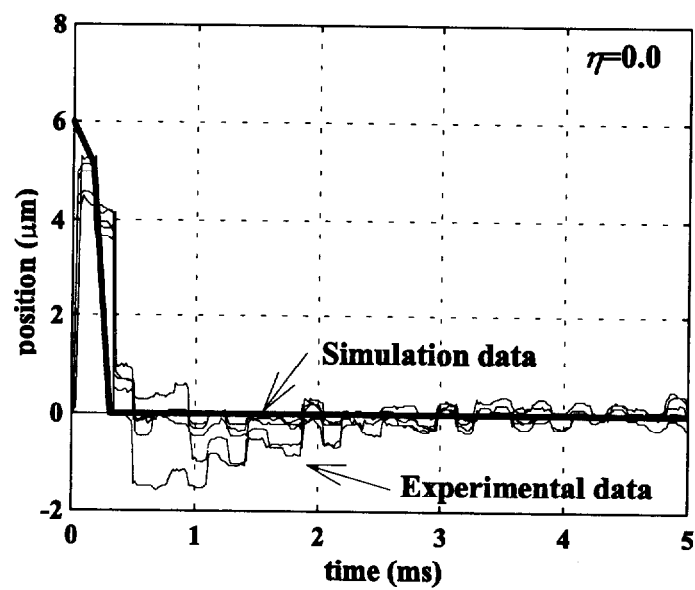


(c) $\eta=0.4$

図7.9 付加入力による初期値補償の応答波形



(a) $\eta=0.2$



(b) $\eta=0.0$

図7.10 付加入力による初期値補償の応答波形（機構振動の影響評価）

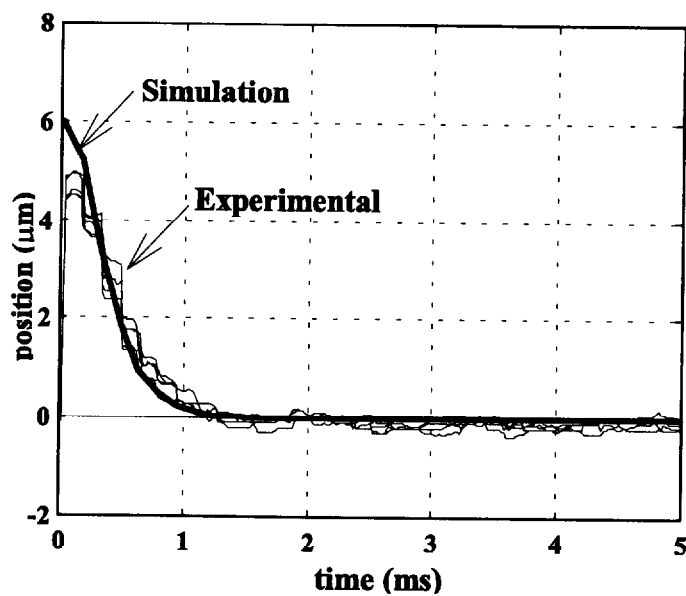


図7.11 セtringモードを有する場合の初期値補償の応答波形

7.5 まとめ

本章では、モード切り換え型制御系の初期値補償制御において、モード切り換え後の過渡応答を任意に整形できる付加入力型の初期値補償制御方式を提案した。この方式は、切り換え後の閉ループ系の極をすべて相殺し、新たに望ましい極を付加することができるので、ノミナル状態では過渡応答は、モード切り換え後の制御系の特性に影響されないという優れた特長を有する。このため、シークモードからフォロイングモードに直接切り換えでもセトリングモードを有する場合とほとんど同じ過渡応答を実現することができた。しかし、本方式でも制御対象がノミナル状態からずれた場合は、フォロイングモードが本来有している極に起因した応答が現れる。また付加入力の応答計算をする必要があるため、従来の初期値補償制御に比べて演算時間が長くなるという欠点も有する。本章では、他の方式比較も含め、本方式の効果をシミュレーション、実験により示した。

本章までの初期値補償制御において残された課題は、以下の2点である。

1. 制御対象が設計に用いたノミナルモデルとずれた場合の影響の低減と、モード切り換え時の制御対象の初期値の検出誤差の影響の低減。
2. 今までの検討は、モード切り換え時の制御対象の各初期値と制御量との伝達特性を変化させるものであった。しかし、実際の変位応答は各初期値からの過渡応答の和になって現われる。したがって、モード切り換え時にどのような初期値の組み合わせであれば、過渡応答がより望ましいものになるかの検討が必要である。

第1の点は、初期値補償が本質的に抱えている課題である。第2章に述べたゲインの同定と補正アルゴリズムや、本論文では詳細には触れていないが外乱の推定と補償アルゴリズムの導入によって、制御対象をなるべくノミナルモデルに近づけるような複合的なアプローチによる解決法が必要であると考ええる。

第2の点は次章で述べる。

第8章

モード切り換え手法の設計

8.1 はじめに

本章では、切り換え条件の最適化について検討する。前章までに述べられた初期値補償制御は、切り換え時の各初期値から制御量までの特性を、望ましい特性となるように整形する方法である。現実のモード切り換え型制御系においては、切り換え時の変位、速度、加速度などの初期値の組み合わせによっては、得られる変位の過渡応答が常に望ましいものになるとは限らない。したがって、初期値補償制御の効果をより引き出すためには、切り換え時の初期状態変数の組み合わせ、言い換えれば切り換え条件の設計が必要である。ここでは、モード切り換え後の応答を評価する指標として、変位応答の H_2 ノルムと、操作量応答の H_2 ノルムを定義し、これを最小にする切り換え条件、つまり初期値の組み合わせを求める手法を提案する。また、上記2つの設計手法について、切り換え条件の変動に対するロバスト性を評価し、操作量応答の H_2 ノルムがより望ましい評価指標であることを明らかにする。この切り換え条件の妥当性をシミュレーション、実験による検証する、

更に総合評価として、本章で示す切り換え条件と、第6章で示したセトリングモードを有する極・零点相殺手法による初期値補償制御を用いた場合の各移動距離別の応答波形を実験により求め、本技術が製品性能の向上に有用であることを示す。

8.2 モード切り換え手法の設計

第2章で述べた制御対象及びコントローラを離散時間の状態方程式で再び表現する。

$$\begin{aligned} X_p(k+1) &= A_p \cdot X_p(k) + B_p \cdot u(k) \\ y(k) &= C_p \cdot X_p(k) \end{aligned} \quad (8.1)$$

$$\begin{aligned} X_c(k+1) &= A_c \cdot X_c(k) + B_c(r(k) - y(k)) \\ u(k) &= C_c \cdot X_c(k) + D_c(r(k) - y(k)) \end{aligned} \quad (8.2)$$

ここで、 X_p は m 次の制御対象の状態ベクトル、 X_c は n 次のコントローラの状態ベクトル、 u は制御対象への操作量、 r は目標値、 y は制御量、 $A_p, B_p, C_p, A_c, B_c, C_c, D_c$ はそれぞれ $m \times m, m \times 1, 1 \times m, n \times n, n \times 1, 1 \times n, 1 \times 1$ の実数行列である。

以下では、前章までに述べた初期値補償を前提とし、初期値は制御対象の初期値を示す。また、評価関数として選んだ伝達関数の H_2 ノルムは、各入力からのインパルス応答の2乗積分値の和の平方根で定義されるので、過渡応答特性の評価指標として妥当である。また、操作量応答の H_2 ノルムに関して検討するのは、変位応答の H_2 ノルムの場合は過大な操作量を発生させてモデル化されていない高次の振動モードを励振する懸念があるため、実用上の観点から両者を比較するためである。

まず、(8.1)(8.2)式から初期値と制御量、操作量との関係式を求める。

$$z \begin{bmatrix} X_p \\ X_c \end{bmatrix} - z \begin{bmatrix} X_p(0) \\ X_c(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p - B_p D_c C_p & B_p C_c \\ -B_c C_p & A_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_p \\ X_c \end{bmatrix} \quad (8.3)$$

$$\therefore zX - zX(0) = A \cdot X$$

なお、 $X = \begin{bmatrix} X_p^t & X_c^t \end{bmatrix}^t$ 。これより、

$$X = \begin{bmatrix} zI - (A_p - B_p D_c C_p) & -B_p C_c \\ B_c C_p & zI - A_c \end{bmatrix}^{-1} zX(0) \quad (8.4)$$

$$u = [-D_c C_c \quad C_c]X \quad (8.5)$$

$$y = [C_p \quad 0]X \quad (8.6)$$

次に、これに初期値補償を行う。

$$X_c(0) = K \cdot X_p(0) \quad (8.7)$$

(8.7)式を(8.4)式に代入する。

$$X = \begin{bmatrix} zI - (A_p - B_p D_c C_p) & -B_p C_c \\ B_c C_p & zI - A_c \end{bmatrix}^{-1} z \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} X_p(0) \quad (8.8)$$

したがって、初期値と操作量、制御量との関係は、

$$u = \begin{bmatrix} -D_c C_c & C_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} zI - (A_p - B_p D_c C_p) & -B_p C_c \\ B_c C_p & zI - A_c \end{bmatrix}^{-1} z \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} X_p(0) \quad (8.9)$$

$$\equiv G \cdot X_p(0)$$

$$y = \begin{bmatrix} C_p & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} zI - (A_p - B_p D_c C_p) & -B_p C_c \\ B_c C_p & zI - A_c \end{bmatrix}^{-1} z \begin{bmatrix} I \\ K \end{bmatrix} X_p(0) \quad (8.10)$$

$$\equiv H \cdot X_p(0)$$

となる。次に、評価関数を定義する。

$$J_u = \|G \cdot X_p(0)\|_2^2 \quad (8.11)$$

$$J_y = \|H \cdot X_p(0)\|_2^2 \quad (8.12)$$

ここで、 H_2 ノルムの定義より(8.11)式は、

$$\begin{aligned} \|G \cdot X_p(0)\|_2^2 &= \text{trace}\{(X_p(0)D)^t (DX_p(0)) + (X_p(0)B)^t L_o (BX_p(0))\} \\ &= \text{trace}\{X_p(0)^t (D^t D + B^t L_o B) X_p(0)\} \end{aligned} \quad (8.13)$$

ただし、 L_o は、次式の離散時間リアプノフ方程式の解である。

$$A^t L_o A - L_o + C^t C = 0 \quad (8.14)$$

なお、記述の簡単化のため、ここでは $G(z)$ の状態方程式の各行列を A, B, C, D としている。
したがって、(8.13)式における

$$X_p(0)^t (D^t D + B^t L_o B) X_p(0) \quad (8.15)$$

を最小にする $X_p(0)$ を求めればよい。(8.13)式は、 $X_p(0)$ の m 個の未知変数を含む2次式であり、また H_2 ノルムは常に正であるから、各初期値に対して最小値が存在する。(8.12)式に対しても同様の計算を行うことができる。

ここで対象としている磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系では、制御対象は3次であるから、切り換え時の初期変位を決めると、残りの初期速度、近似むだ時間モデルの初期状態量についてそれぞれ偏微分した2つの連立方程式が得られる。

$$X_p(0) \equiv \begin{bmatrix} x_{pos} & x_{vel} & x_{dly} \end{bmatrix}^t \text{とおくと、}$$

$$\begin{aligned}
J_u &= X_p(0)^t (D^t D + B^t L_o B) X_p(0) \\
&\equiv X_p(0)^t K X_p(0)
\end{aligned} \tag{8.16}$$

$$J_u = \begin{bmatrix} x_{pos}(0) \\ x_{vel}(0) \\ x_{dly}(0) \end{bmatrix}^t \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} \\ k_{31} & k_{32} & k_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{pos}(0) \\ x_{vel}(0) \\ x_{dly}(0) \end{bmatrix}$$

$$\therefore \frac{\partial J_u}{\partial x_{vel}} = 0, \quad \frac{\partial J_u}{\partial x_{dly}} = 0 \tag{8.17}$$

(8.17)式を連立させて解けば、最適な初期条件が得られる。以上の計算を、 J_y, J_u 共に行い、ある切り換え位置での最適な切り換え条件を求める。

8.3 シミュレーション

ここでは、切り換え時の初期値と評価関数 J_y, J_u との関係をシミュレーションで評価する。シミュレーションは、図8.1に示す実験装置及び諸元を対象に行った。このときのモード切り換え後の位置制御系は、図8.2に示すようにクロスオーバー周波数が約500 Hzで位相余裕が36度の一巡伝達特性を有する。またコントローラのサンプリング周期は150 μ sである。モード切り換えは目標位置から15 μ m手前で行う。

まず最初に、切り換え条件によって過渡応答がどのように変化するかをシミュレーションにより評価する。図8.3は、切り換え変位と加速度を一定とし、速度を変えたときのモード切り換え後の過渡応答のシミュレーション波形である。シークモードからセトリングモードへ切り換えを行い、この場合、極・零点相殺型の初期値補償制御を行っている。明らかに過渡応答は切り換え条件に依存し、望ましい応答となる切り換え条件が存在することがわかる。

次に図8.4は、(8.17)式から求めた最適な切り換え条件での切り換え後の位置と電流の過渡応答のシミュレーション結果を示す。このときの切り換え条件は以下の通りである。

J_y 最小：切り換え速度=-0.325 m/s, 切り換え加速度=2,821 m/s², $J_y=2.25\text{e-}10$

J_u 最小：切り換え速度=-0.254 m/s, 切り換え加速度=2,032 m/s², $J_u=2.0\text{e-}7$

なお、加速度は、速度の前進差分として定義し制御対象のむだ時間に含まれる初期値とシミュレーションの中で対応づけて変換している。(a)が変位応答最小化の場合であり、(b)が操作量最小化の場合である。(a)の場合は、切り換え後1サンプルで整定し、(b)の場合は、操作量がほぼ0で整定していることがわかり、本切り換え条件の妥当性を示している。しかし図8.4の結果は、切り換え時の速度、加速度が非常に大きいためゲインの変動などノミナル条件以外では応答が大きく変化するのは明らかである。

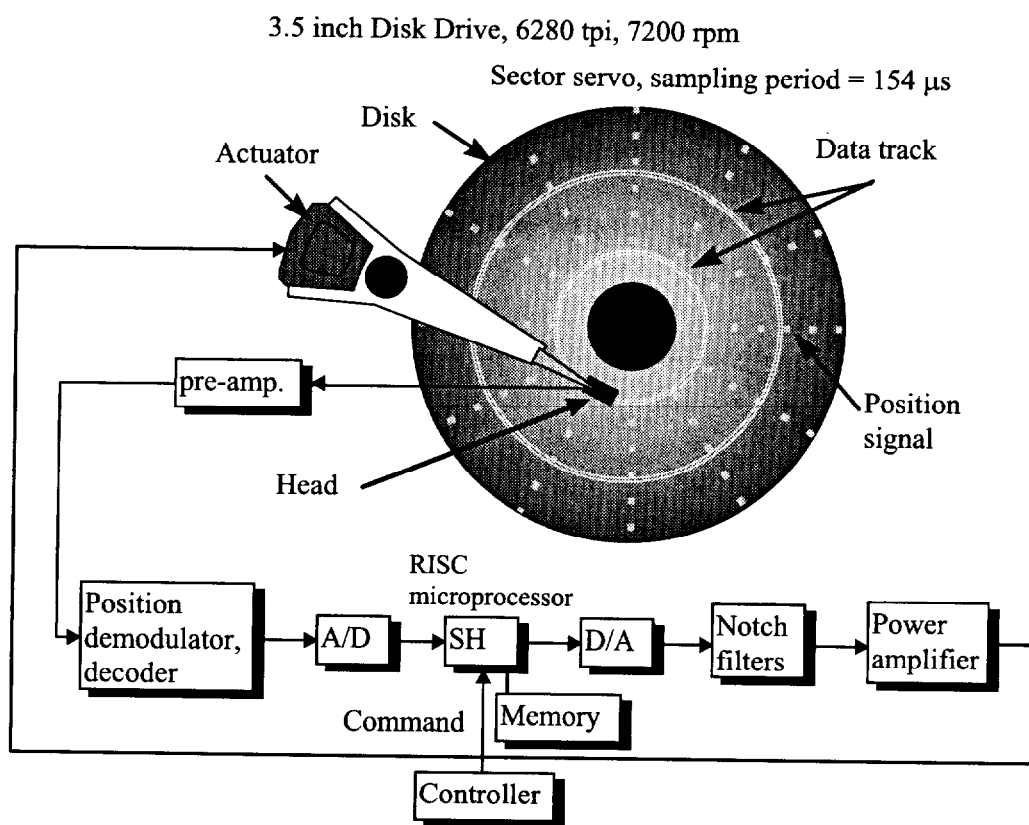


図8.1 実験装置の構成

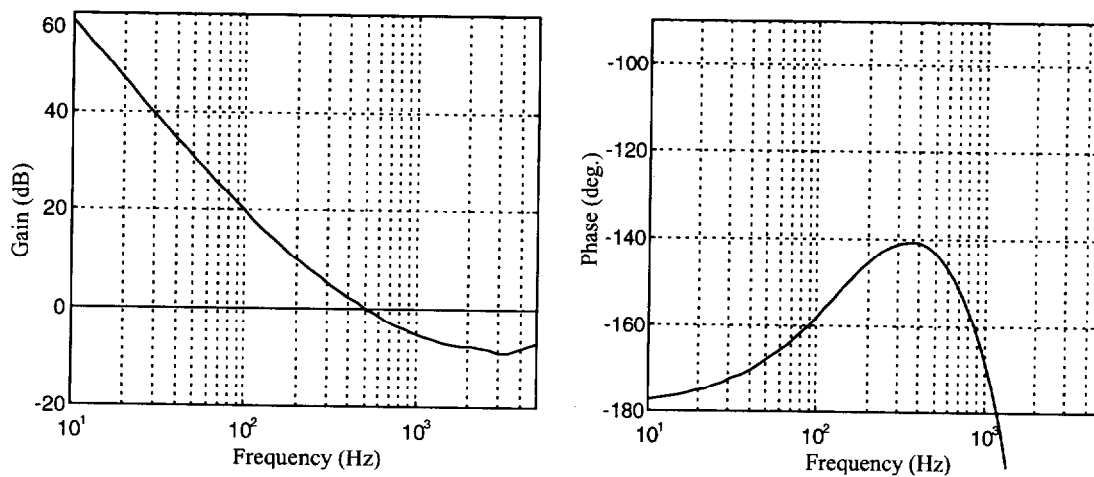


図8.2 一巡伝達特性の周波数特性

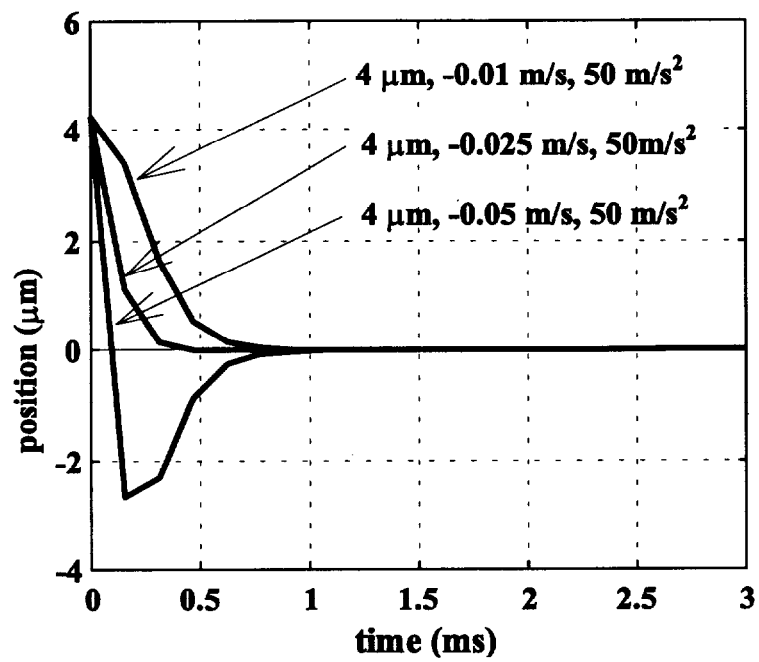
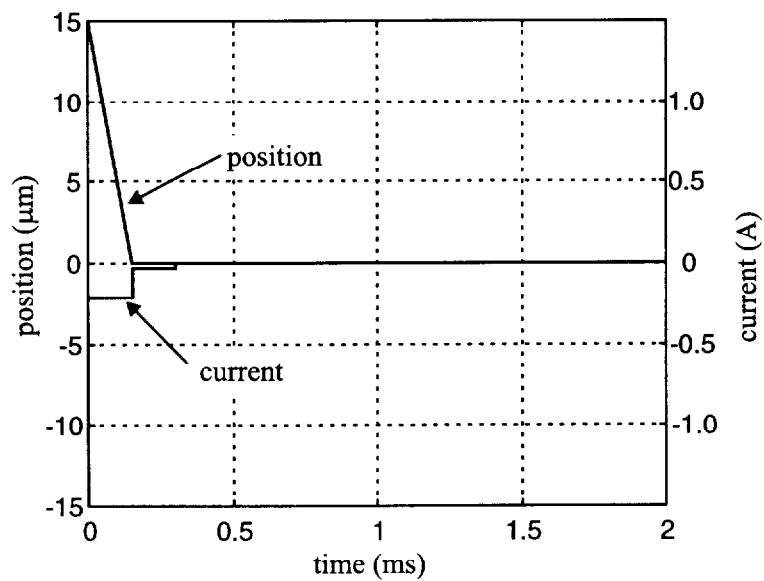
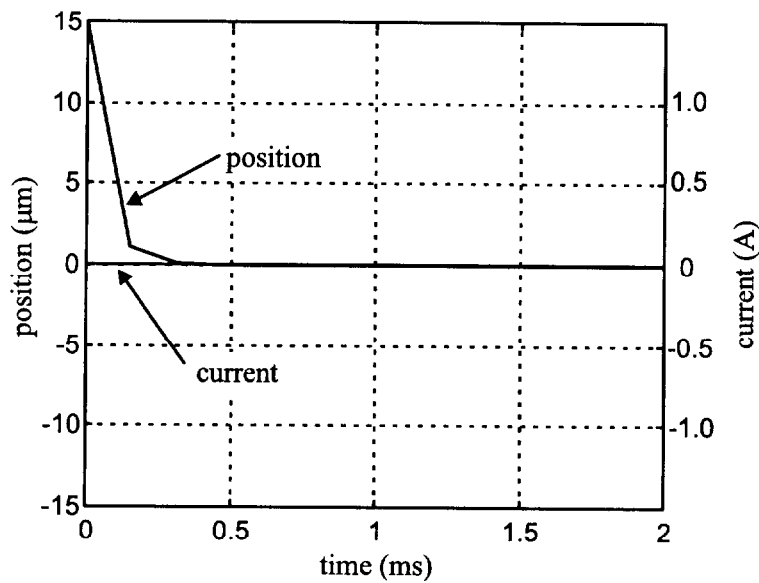


図8.3 切り換え条件を変えたときの過渡応答波形
(極・零点相殺手法による初期値補償制御を含む
セtringモードへの切り換え)



(a) 変位応答最小化



(b) 操作量応答最小化

図8.4 最適切り換え条件のときの応答波形

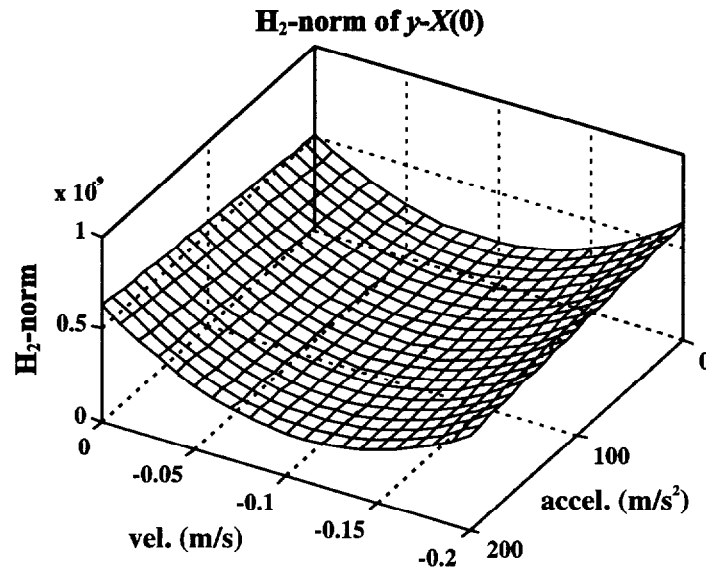
そこでより現実的な切り換え条件を探索する．図8.5は，モード切り換え位置を15 μm としたときの初期速度と初期加速度に対する H_2 ノルムの曲面を計算した結果である．図より， H_2 ノルムが小さくなる初期値の組み合わせが，同様な速度に対してより低い加速度に対しても存在することがわかる．図8.6は，(8.17)式のそれぞれの式から求めた各状態変数に対する H_2 ノルムの最小値である．図中変位応答の H_2 ノルムと，操作量応答の H_2 ノルムが示され，それぞれに対し(8.17)式に対応した2本の線が示されている．ところが本条件では，図のように2つの線は一致しており，この2つの線の交わる場所が最適点であるが加速度条件を遅くしても H_2 ノルムの値が大きく変わらないことがわかる．そこで，準最適切り換え条件として，切り換え加速度を 150 m/s^2 に設定し，そのときの切り換え速度を図8.6から求めて以下の条件でシミュレーションを行った．図8.7にその場合の位置と電流のシミュレーション波形を示す．

J_y 準最適化：切り換え速度 $=-0.104 \text{ m/s}$ ，切り換え加速度 $=150 \text{ m/s}^2$ ， $J_y=2.28\text{e-}10$

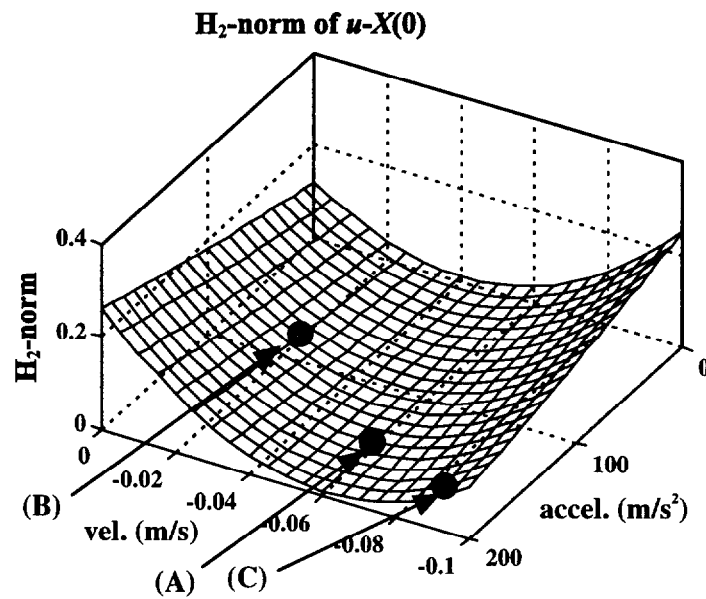
J_u 準最適化：切り換え速度 $=-0.056 \text{ m/s}$ ，切り換え加速度 $=150 \text{ m/s}^2$ ， $J_u=9.72\text{e-}3$

最適条件とこの準最適条件のノルム値を図8.5を考慮しながら比較すると，準最適条件でもノルム値は十分小さいことがわかる．また，この結果から変位最小と操作量最小の2つの切り換え条件を比較すると，変位応答を最小化する切り換え条件では，切り換え時の操作量が操作量最小化の場合に比べて4倍以上も大きいこと，変位応答もオーバーシュートするため整定時間に必ずしも優れていないことがわかる．次に，切り換え条件が変動したときの応答に与える影響について，変位最小と操作量最小の2つの切り換え条件を比較する．図8.8(a)(b)は，

シークモードの追従ばらつきや、サンプリングによる検出誤差などにより、速度、加速度は一定で、変位が目標切り換え位置からずれたときの応答のシミュレーション結果を示している。図より、変位最小化の場合は過渡応答が大きく変化していることがわかる。以上より、操作量最小化の評価関数が現実的に望ましいと言える。



(a) 変位応答最小化



(b) 操作量応答最小化

図8.5 切り換え曲面

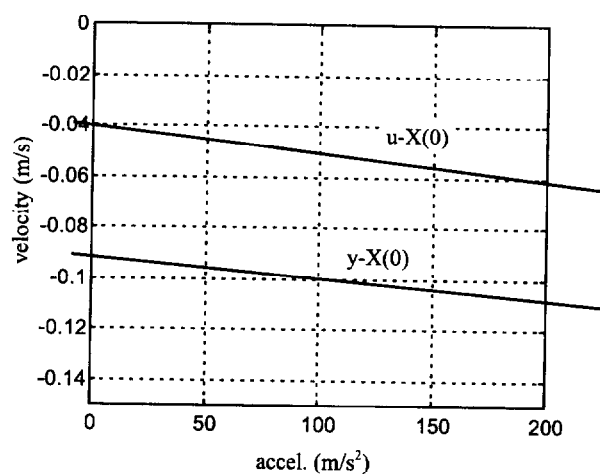
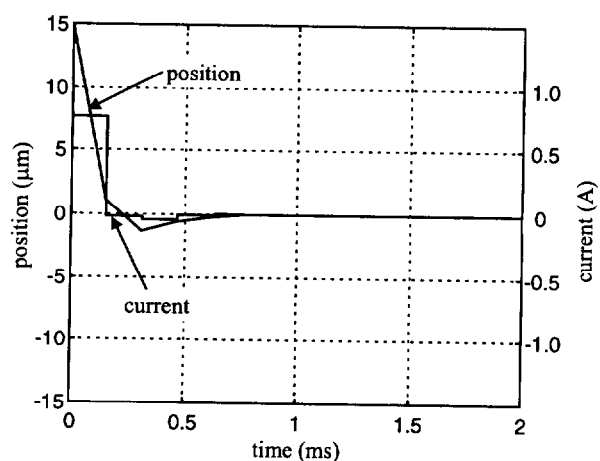
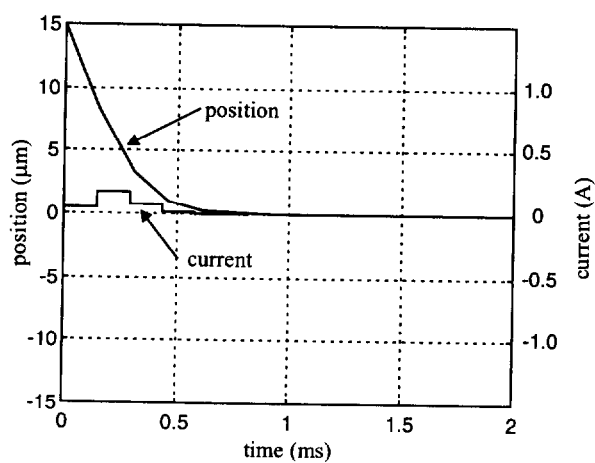


図8.6 準最適切り換え直線



(a) 変位応答最小化



(b) 操作量応答最小化

図8.7 準最適切り換え条件のときの応答波形

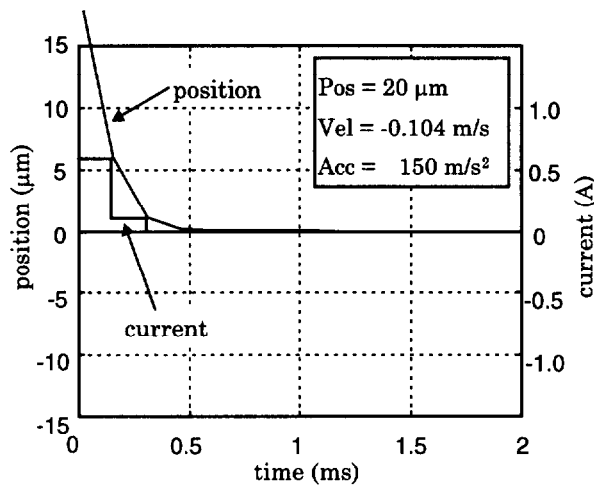
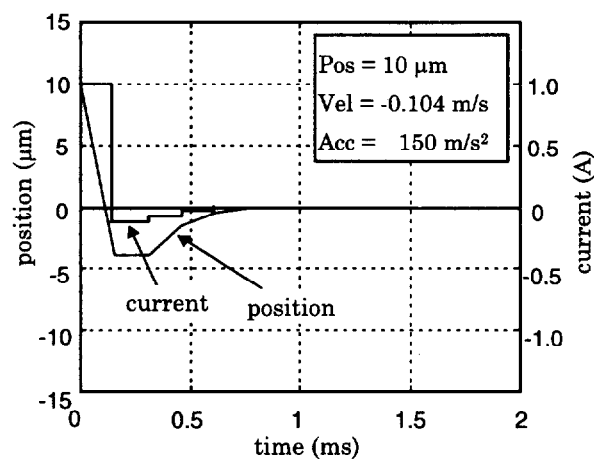
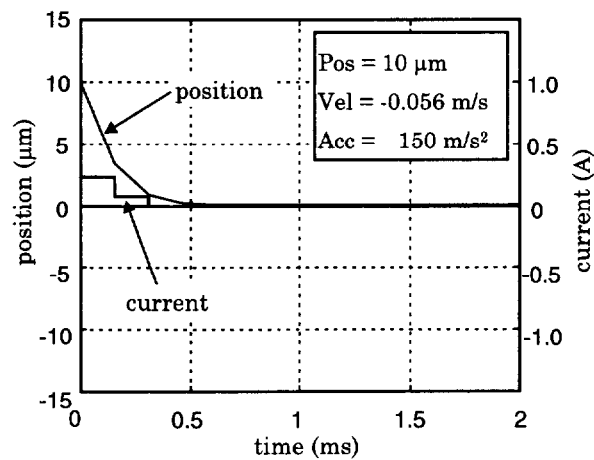


図8.8(a) 切り換え条件変動の影響比較
変位応答の H_2 ノルムの場合



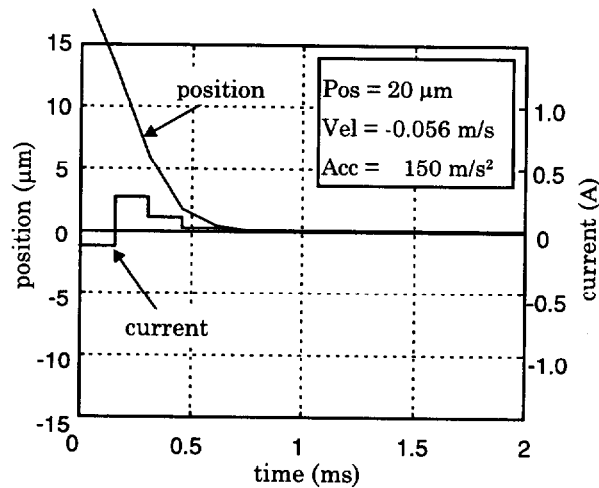
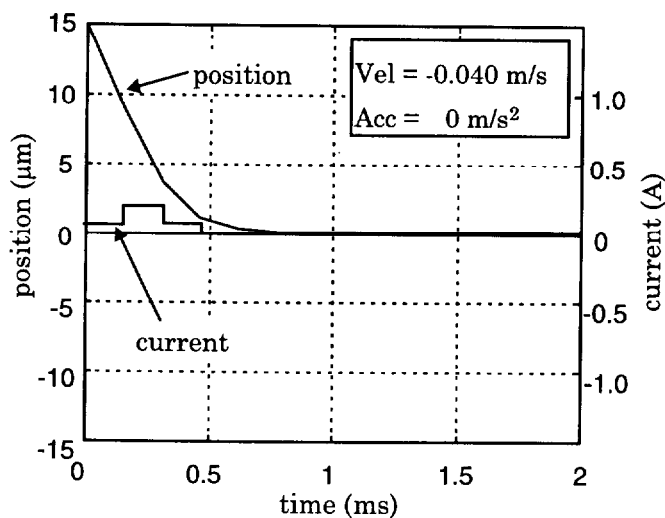


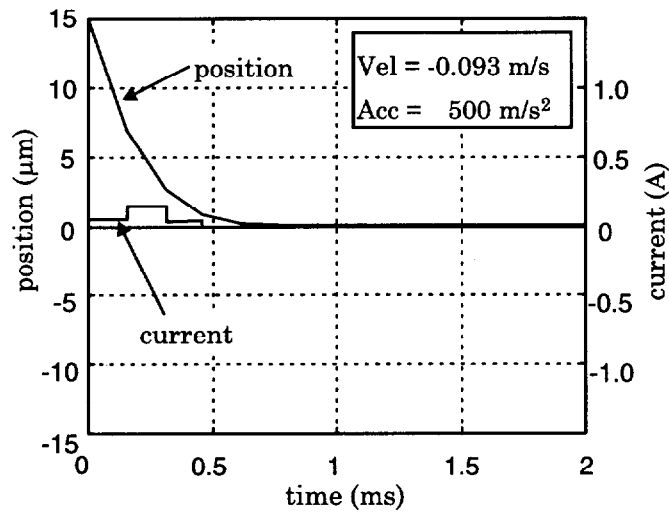
図8.8(b) 切り換え条件変動の影響比較
操作量応答のH₂ノルムの場合

次に、本モード切り換え手法を用いることによるもう一つの効果についてシミュレーションにより検証する。図8.9は、操作量最小化の評価関数を用い、切り換え変位を同じにして、速度、加速度条件の異なる2つの応答を比較したものである。これより、本切り換え条件の下では、切り換え時の速度と加速度によらず、ほぼ一定の応答を示すことがわかる。これは、シークモードにおいて、速度、加速度を十分小さくすることなくモード切り換えを行っても、切り換え後の応答はスムーズであることを示し、シークモードにおける減速時間をある程度省略することの可能なことを示唆している。

以上より、本モード切り換え設計手法を用い、初期値補償制御と組み合わせることにより、切り換え後の過渡応答をより改善でき、かつシークモードでの減速時間を短縮し、全体の移動時間を短縮できるという効果が期待できることがわかった。



(a) 速度：-0.040 m/s, 加速度：0 m/s²の場合



(b) 速度：-0.093 m/s，加速度：500 m/s²の場合

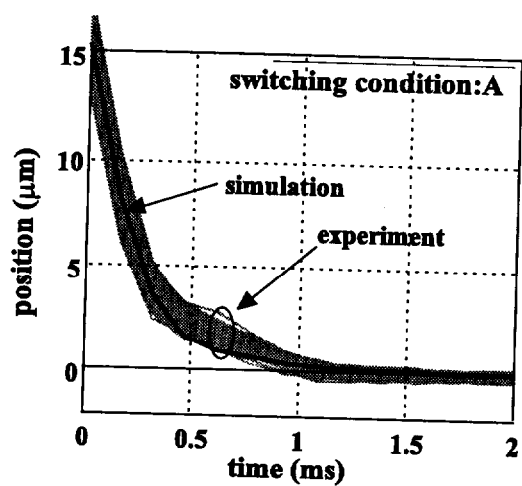
図8.9 準最適条件での切り換え時の速度，加速度の違いによる応答比較

8.4 実験結果

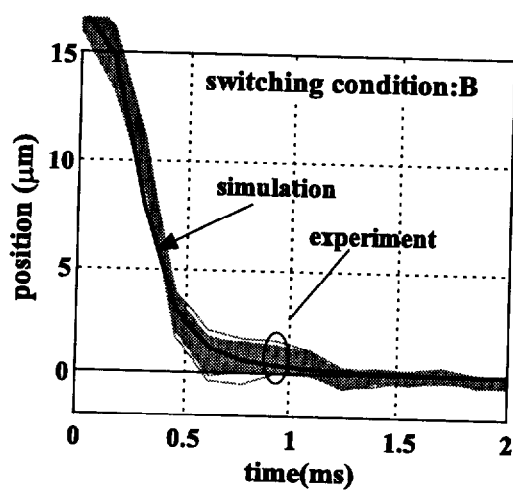
以上の結果を図8.1に示した実験装置にて評価する．実験では最大移動トラック数の1/3の距離（約8 mm）のシーク動作を行なわせ，シークモードからフォロイングモードに，目標位置から約15 μm手前で切り換わったあとのポジション波形をデジタルオシロスコープで測定している．以下の図では，各条件に対し約200回の試行結果を重ね合わせて表示している．また，対応するシミュレーション結果を実線で重ねて表示している．図8.10(a)は，速度60 mm/s，加速度150 m/s²の条件（A）で切り換えた場合であり，これは図8.5(b)でH₂ノルムの面の谷の部分である．過渡応答が良好であることがわかる．次に，比較のため切り換え条件をずらせ，図8.10(b)(c)に示すように，それぞれ速度約25 mm/s（B），90 mm/s（C）の条件で切り換えた．切り換え時の速度が速い場合は，シミュレーションでは十分に表現できていない過渡振動があらわれているが，これはモデル化されていない振動モードが励振されたためと思われる．なお，この3つの切り換え条件は図8.5(b)上にプロットしてある．

次に図8.11に，図8.10に対応した各条件での切り換え後の電流波形の実験結果を示す．図より評価関数に対応して電流の大きさが変化し，設計条件が最もよいことがわかる．

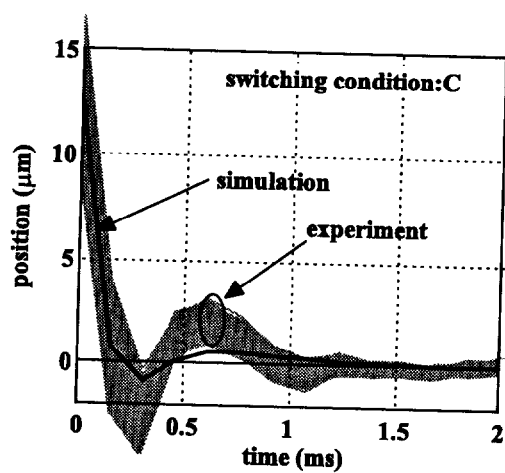
以上より，過渡応答波形，電流波形とも本切り換え条件での特性が良好であり，またシミュレーション結果ともほぼ合っており，本設計の実用上の妥当性が示された．



(a) 切り換え条件A

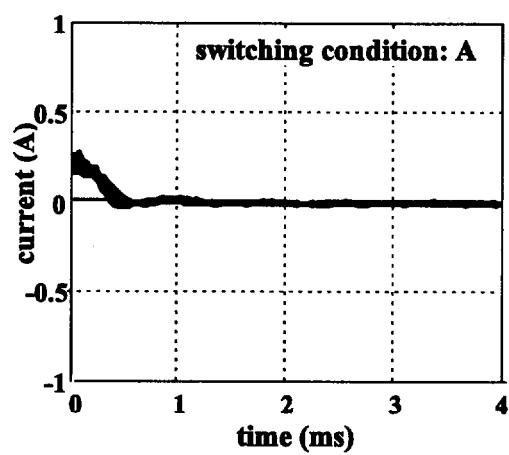


(b) 切り換え条件B

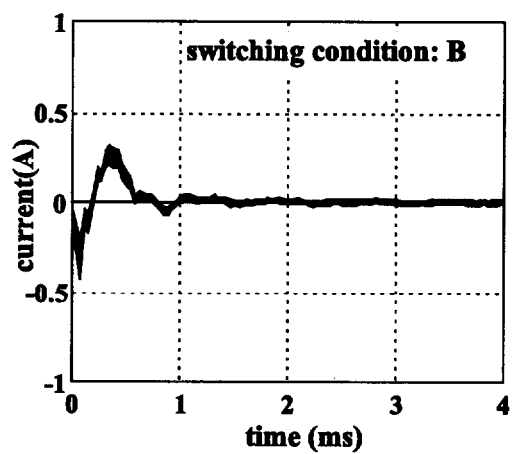


(c) 切り換え条件C

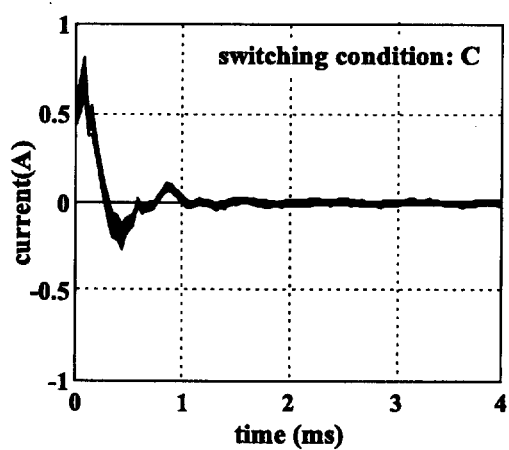
図8.10 切り換え条件による過渡応答波形の比較



(a) 切り換え条件A



(b) 切り換え条件B



(c) 切り換え条件C

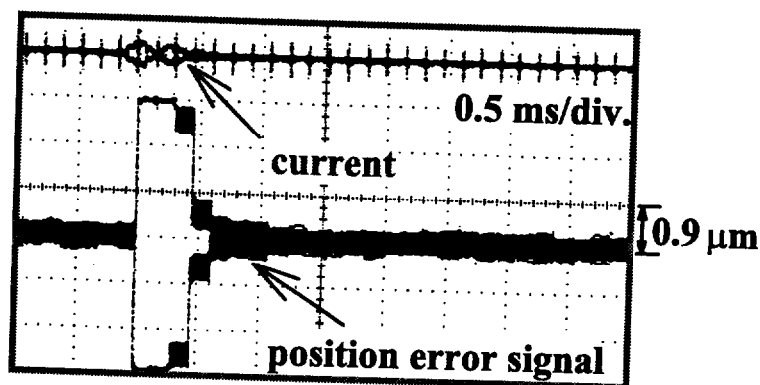
図 8.11 切り換え条件による電流波形の比較

8.5 総合評価実験

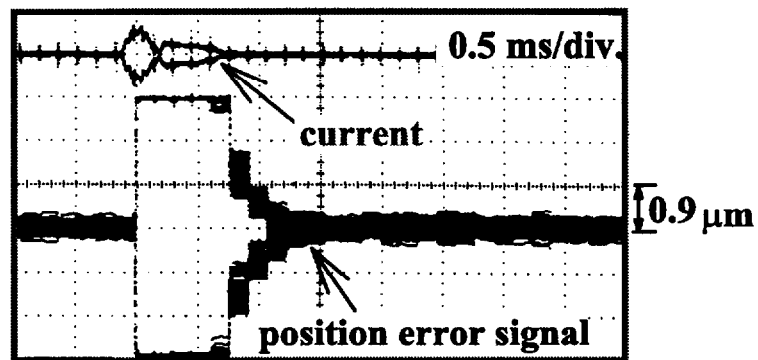
以上までの検討結果を用いて、3.5インチ磁気ディスク装置を対象として、シーク性能の総合評価を行う。ここでは、初期値補償は第6章で述べたセtringモードを有する極・零点相殺による初期値補償制御を用いている。実験装置は図8.1に示したものと同一である。

図8.12は、移動距離別のシーク波形を示している。図は、指定した移動量の2つのトラックの間を1000回往復動作させたときの位置及び電流の波形（256トラック以上はシーク中は位置信号の代わりに速度信号を図示）を重ねあわせている。位置信号は既に述べたように目標トラック中心が0になるので、異なるトラックへの整定も図のように表示できる。また、位置信号はトラック中心から2/3トラック以上離れたところは測定回路の都合により飽和している。この図から、2つのトラックへのシークの残り2/3トラックの整定の様子がわかる。各移動量のシーク共オーバーシュートのない整定が実現されていることがわかる。また1トラックシーク（1トラックは約4 μm ）は0.75 msで整定、シークタイムの代表値であるフルトラックの1/3の距離（約8 mm）では9 msで整定している。

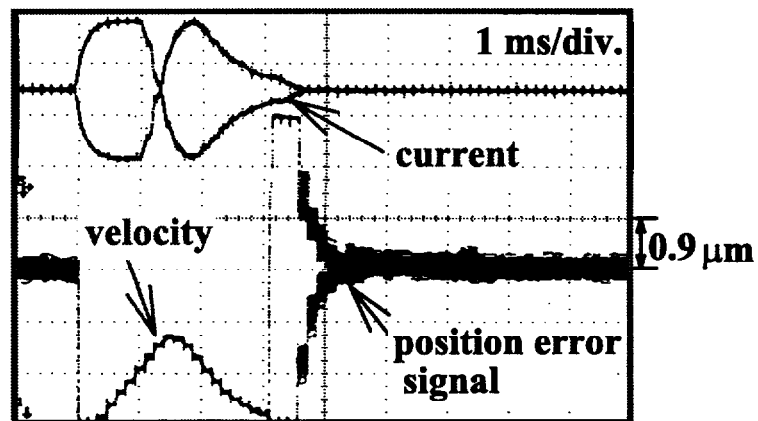
図8.13に本章に示した準最適条件で切り換えた場合と切り換えない場合の1/3フルトラック（約8 mm）でのシーク波形との比較を示す。図はシークモード中は速度、セtringモード以降は位置を表わしている。従来の場合目標の6 μm 手前、速度10 mm/s、加速度0 m/s^2 の条件での切り換えをおこなっていたため、シークモードにかかる時間が長い。本切り換え条件設計を用いることにより約10%程度のシーク時間の短縮が実現できていることがわかる。なお、この比較対象の磁気ディスク装置も第5章で述べた初期値補償制御は行っており、現段階のようにトラックピッチが5 μm 以下になっている磁気ディスク装置のモード切り換え型制御系においては、初期値補償制御を行わない場合との比較は、応答に差がありすぎて現実にはおこなえない。以上より、モード切り換え型制御における初期値補償制御の採用により、高トラック密度、高速アクセスの要求に対応した制御系の実現が可能となった。



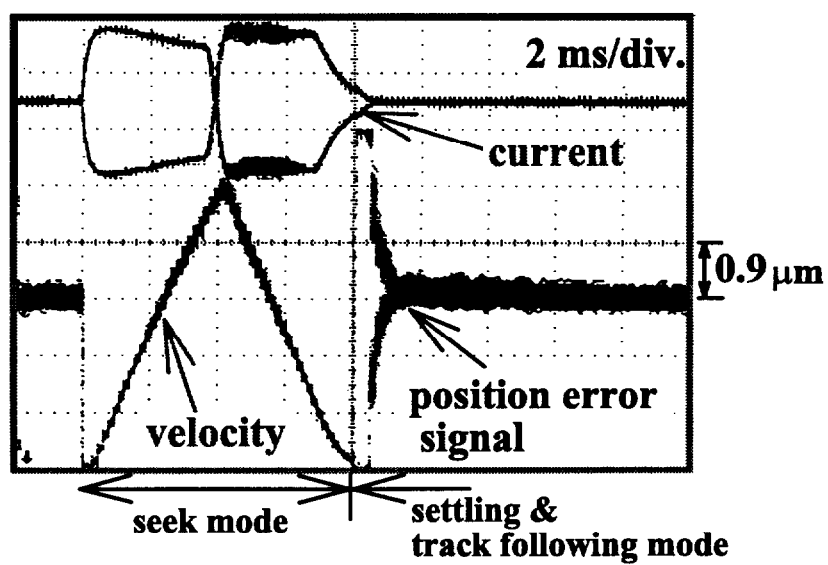
(a) 1トラックシークの波形



(b) 4トラックシークの波形



(c) 256トラックシークの波形



(d) 1/3フルトラックシークの波形

図 8.12 移動距離別の応答波形

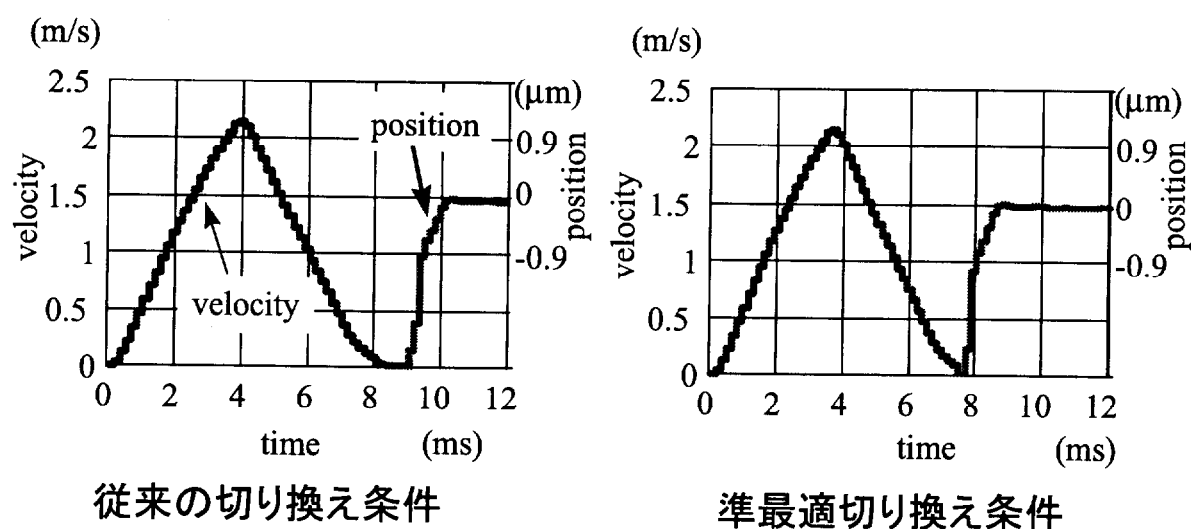


図 8.13 準最適切り換え条件有無での応答波形の比較

8.6 まとめ

本章では、モード切り換え条件の最適化設計手法を提案した。前章までの初期値補償制御を用いても、切り換え時の変位、速度、加速度によって切り換え後の過渡応答は変化し、常に望ましい応答になるとは限らない。そこで、切り換え後の変位応答の H_2 ノルムと、操作量応答の H_2 ノルムを定義し、これらを最小とする切り換え条件を求める手法を開発した。本来の応答時間の速さからは変位応答の H_2 ノルムを最小にする条件が望ましいが、実際には操作量が過大であること、オーバーシュートが見られ必ずしも整定時間が有利でないこと、及び切り換え条件の摂動に対して高感度であることがシミュレーションによる評価から明確になった。これに対し操作量応答の H_2 ノルムを用いた場合は、上記のいずれに対しても良好な特性をもつことがわかり、また実験によってもその有効性が確認できた。そこで操作量応答の H_2 ノルムを用いたモード切り換え条件と、セトリングモードを有する極・零点相殺型の初期値補償制御を用いて、移動距離を変化させたときの応答を実験により求め、その有効性を明らかにした。また本モード切り換え条件を用いればより速い速度、加速度での切り換え条件が設定でき、これによりシークモード中の減速時間を短縮することが可能となる。移動時間の短縮効果についても実験により確認した。

本章において、初期値補償制御を伴うモード切り換え型制御系の設計手法が確立された。第4章から第7章までで述べた各種の初期値補償制御は以下のような使い分けが考えられる。第5章に述べた極・零点相殺によるコントローラの初期値設定がインプリメンテーション上簡単である。しかし、過渡応答を追求する場合には第6章のようにセトリングモードを付加する必要がある。一方、第7章で述べた付加入力型の初期値補償は、フォロイングモードへ直接切り換えることができるという利点がある。ただし、演算処理が増えたり、モデル誤差

や検出誤差などがあった場合は、フォロイングモードのフィードバック特性が現われるので、誤差の大きさによっては過渡応答に影響を与える場合がある。したがって、初期値補償制御の方式の選択には上記各方式を状況に応じて選択する必要があると思われる。また、本章のモード切り換え条件の最適化はいずれの場合でも必要であり、最適な切り換え条件を通過するようにシークモードの目標軌道を設計することが必要である。

第9章

結論

磁気ディスク装置、光ディスク装置、及びXYテーブルといったメカトロニクス製品は、それぞれ磁気ヘッド、光ピックアップ及びテーブルを、高速に目的の位置に移動し、高精度に位置決めをすることが要求されている。本研究では、これらのメカトロニクス製品において高速・高精度位置決め制御を実現するために多く用いられている、複数の制御モードを切り換えるモード切り換え型制御方式について研究を行った。特にモード切り換え後の過渡応答を改善するための初期値補償制御方式を提案した。更に、提案した制御方式を磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系に適用し、その効果を実証するとともに製品性能の向上に寄与した。以下に本研究の結論をまとめる。

(1) モード切り換え型制御系におけるモード切り換え後の過渡応答を整形する初期値補償制御方式の提案と実用化

複数の制御モードと切り換え要素を有するモード切り換え型制御系は、むろん非線形な制御系であるが、より一般的な可変構造制御系の中にあつて、モード切り換えが常に一方向にしか生じないという特徴を有している。そのため各制御モードは、切り換え時を初期時刻とみなし、このときの状態変数を初期値とする、初期値を考慮した制御系とみなせる。このため制御モード自体が線形の場合は線形制御理論が適用でき、更にコントローラの初期値が新たな制御可能な変数として加わるという特徴も有する。

そこで、モード切り換え時にコントローラ（近年ではデジタル制御が当然でありプログラムによって補償器を実現するため初期値を操作することは容易である）の初期値の再設定または新たな入力を与えて、モード切り換え後の過渡応答を整形する制御方式を提案した。この初期値補償制御方式は構造的には、制御対象の初期値とヘッド変位などの制御量との間の関係式の零点を移動させることを意味している。

まず、モード切り換え後の過渡応答の2乗積分を評価関数とし、これを最小化するようなコントローラの初期値を与える設計手法を提案し、実験によって実証した。ただし、このような2次形式の評価関数では重み係数の選定が問題であり、ここでは応答の望ましくない極を相殺するように零点を移動するような重み係数を選ぶことを提案した。

そこで次に、応答の望ましくない極を相殺するように零点を直接指定できる設計手法を

提案した。この方式では、制御対象の初期値と制御量との間の関係式の次数やコントローラの状態変数の数との関係によって制約されるが、ここでは応答の遅い極から順にこれを相殺することが過渡応答の改善になることを示した。本方式も実験によりその効果を実証した。また、制御系モデルに演算時間遅れやフィルタの遅れを考慮した場合の特性解析、モデル誤差や検出誤差の影響解析についても言及した。この方法では、過渡応答は極・零点相殺されない極によって支配されるので、任意の過渡応答を設計することはできない。

そこで、次にシークモードとフォロイングモードの間にセトリングモードを設け、極零点相殺されない極に支配される応答もある程度整形できる方法を示した。このセトリングモードは極配置問題を解くことによってコントローラを求めた。したがって、初期値補償制御で相殺されない極も予め指定した極であるため過渡応答は改善される。ただし、セトリングモードでは、定常特性や外乱抑圧特性は保証されない。

次に、初期値と制御量との関係式においてすべての極を相殺し、任意の極を追加して、過渡応答を支配する特性を自在に設計できる方式を提案した。これはモード切り換え時にコントローラの出力にインパルス応答列を付加して過渡応答を改善させる付加入力を用いた初期値補償制御方式である。この方式は、シークモードからフォロイングモードに直接切り換えることができるので、定常特性は改善される。本方式は、初期値補償制御の各手法の中で最も完成された方法である。ただ実用上は、計算処理の問題や制御対象がノミナルから変動したときの誤差に起因した応答の悪化は、セトリングモードを有する初期値補償制御と比べて常に優位ではなく、適用対象に応じて使い分ける必要がある。なお本方式も実験によりその効果を実証した。

ここまでは、任意の切り換え条件において切り換え後の過渡応答がそれぞれの評価指標の下で最適になるような設計手法を提案してきた。そこで最後に、切り換え条件そのものの最適性を論じた。すなわち、過渡応答は初期値と制御量との間の関係式の特性と、初期値ベクトルの大きさによって決定される。初期値の大きさの与えかたによっては初期値補償を行ってもオーバーシュートが避けられない場合も生じる。そこで、初期値補償を行ったあとの特性式を用いて、切り換え後の過渡応答の H_2 ノルムが最小となるような切り換え時の初期値の大きさを求める手法を提案した。実用上からは切り換え後の操作量の H_2 ノルムを最小にする切り換え条件を与えることが、高域のモデル化されていない共振を励振させないなどの利点が多くこれを採用した。

以上の各方式の提案により、モード切り換え型制御系における「モード切り換え」の設計手法が確立された。なお初期値補償制御は、初期値と制御量との間の特性を変化させるだけであって、閉ループ系が本来有しているロバスト安定性や感度特性に影響を与えない、という特長がある。このため本方式も2自由度制御の1種であるとみなせる。また、初期値補償ではコントローラの初期値の演算に制御対象のモード切り換え時の状態量を用いているので、モード切り換え時の条件に対応した1種の適応動作を行っているともみなすこともできる。この性質のゆえにモード切り換え時の状態量のばらつきに対して過渡応答が変

化しにくいというロバスト性の向上が実現できている。

さて、以上の初期値補償及び切り換え条件を用いて磁気ディスク装置の位置決め制御系を設計した。初期値補償はインプリメンテーションが非常に容易である。モード切り換え後の最初のサンプリング時刻において簡単な積和演算を数回行うだけでよい。このため製品への適用も比較的容易である。本研究の初期の段階はセクタサーボ方式の採用直後であり、サーボ面サーボ方式に比べサンプリング周波数が低い条件でも過渡応答を低下させない手法として製品に貢献した。本研究の後期では、記録密度の向上に加えてシークタイムの短縮の要求が強く、切り換え条件の最適化と初期値補償の適用により、従来製品に対し10%以上の時間短縮を実現して製品に貢献した。

(2) 磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系の各制御モードにおける制御技術の開発

初期値補償制御の他に、シークモードでは速度検出法や2自由度制御系、フォロイングモードでは H_∞ 制御、そしてゲイン同定・補正方式の開発と製品適用を行った。とくにゲイン同定・補正方式は、初期値補償制御が有しているモデル誤差に対して感度が高いという問題に対して、これを補っている。

(3) モード切り換え型制御方式の研究経緯のまとめ

モード切り換え型制御系は製品には古くから多く用いられてきており、応用上は重要な制御方式である。しかし、従来よりほとんど体系的に研究されてきていない。そこで本論文において従来の研究をサーベイし、モード切り換え手法または理論研究を整理した。

謝辞

本研究をまとめるにあたりましてご指導いただきました東京工業大学中野道雄教授に深く感謝いたします。また、本研究に関しましてご指導いただきました東京工業大学古田勝久教授、同小野京右教授、同美多勉教授、同松尾芳樹助教授に感謝いたします。

また、入社以来常に上長としてご指導いただきました日立製作所機械研究所平井洋武主管研究員に厚く感謝致します。

また、私の修士過程在学時に研究を一から教えていただきました当時の東京工業大学教授で現芝浦工業大学教授の中野和夫教授、東京工業大学横田眞一教授に厚く感謝致します。

本研究の遂行は多くの研究者、技術者との協力のもとで行われました。特に日立製作所ストレージシステム事業部穴田和久技師と機械研究所遠山聡一研究員は本研究の中心をなす初期値補償制御の初期開発段階で、またストレージシステム事業部沼里英彦技師、渡辺勝美技師、浜田洋介技師は同研究の開発後期段階でご協力をいただき、感謝いたします。さらに開発技術の製品適用段階においては、ストレージシステム事業部常田勝啓主任技師、秦裕二主任技師、細川春彦主任技師、小野山勝元技師、荒井毅技師、曾山良夫技師、押味巖技師、藤井義勝技師、大澤弘幸氏、には大変お世話になり感謝いたします。

次に、本研究の中でH ∞ 制御の研究に関しましては現東京工業大学美多勉教授ご指導のもと現千葉大学平田光男助手との共同研究の成果であり、平田助手には多くのことをご教示いただきました。厚く感謝いたします。また本研究のゲイン同定と補正の研究に関しましては日立製作所機械研究所小林正人研究員の全面的なご協力をいただき感謝いたします。

また、本研究は多くの先生方のお導きによりまして認められうるところとなりました。特にカリフォルニア大学バークレー校富塚誠義教授、同Roberto Horowitz教授にはIEEE Transactionへの論文投稿やIFACなどの国際学会への参加などの機会を与えていただきました。深く感謝いたします。また本研究の初期段階におきまして東京大学新誠一助教授、名古屋大学大熊繁教授にはアドバイスと励ましのお言葉をいただき大変感謝しております。

また、本研究の遂行および成果の製品適用にあたりましては、日立製作所機械研究所、およびストレージシステム事業部の諸先輩のお力添えをいただきました。特に研究初期段階でストレージシステム事業部中馬顯副技師長には我々の現在の活躍の素地をつくっていただき、厚く感謝いたします。また、大先輩の現日立建機松崎淳専務取締役、入社以来上位上長で元機械研究所第2部長のち所長の現日立電子エンジニアリング早山徹取締役、入社当時の室長で現東京工科大学一柳健教授、元機械研究所第2部長の田口裕也主管技師長、元同第2部長の中島功主管技師長、元同第2部長の寺山孝男副技師長、さらにはカリフォルニア大学バークレー校留学時の指導教授のDavid Auslander教授、そしてストレージシステム事業部中越和夫センタ長、菅沼庸雄主管技師長には暖かいご指導をいただきました。厚く感謝いたします。

最後に長年にわたり私を育ててくれました両親、そして家族に感謝いたします。

参考文献

1. L. Comstock and M. L. Workman: "Data Storage on Rigid Disks," in Magnetic Recording, Volume II, C. D. Mee and E. D. Daniel Ed., NY: McGraw-Hill, Inc., 19/129 (1988)
2. Franklin, J. Powell and M. Workman: Digital Control of Dynamic Systems second edition, Addison Wesley (1990)
3. R.K.Oswald: Design of a Disk File Head-Positioning Servo, IBM J. Research and Development, 506/512 (1974.7)
4. 三矢, 永山, 富田, 大谷: ヘッドポジショナの高速高精度化, 通研研究実用化報告, 26-2, 521/544 (1977)
5. R.D.Commander and J.R.Taylor: Servo Design for an Eight-Inch Disk File, IBM Disk Storage Technology, 89/96 (1980.2)
6. S.Shimonou, H.Inada, Y.Sato, and K.Morita: A Servo Simulator for Disk Head Positioning Servo Design, Proc. Annual Symp. Incremental Motion Control System Devices, 337/348 (1980)
7. J.W.Espy: Techniques of Position Control of High Performance, High Capacity Disk File Systems, Proc. Annual Symp. Incremental Motion Control System Devices, Vol. 12, 177/210 (1983)
8. 吉田, 都倉, 井村, 若林: 平均アクセス10msのファジィHDDシーク方式, 電子情報通信学会技術研究報告, MR90-17, 1/8 (1990)
9. L. Chang: A Robust Motion Control of Actuators in Disk Files, Proc. ACC, 49/53, (1991)
10. S.Weerasooriya, T.S.Low, A.Al-Mamun: Design of a Time Optimal Variable Structure Controller for a Disk Drive Actuator, proc. of IECON93, Vol. 3, 2161/2165 (1993.11)
11. W. Patten: A Minimum Time Seek Controller for a Disk Drive, IEEE Transaction on Magnetics, vol. 31, no. 3, 2380/2387 (1995)
12. 長岡, 塚本: 有限整定制御によるハードディスク装置のヘッド位置決め制御の高速化, 電気学会全国大会, 1598, 12-49/12-50 (1989)
13. 陳, 塚本, 花里: 有限整定応答制御によるハードディスク装置のシーク時間の短縮, 電気学会論文集D, Vol. 113, No. 11, 1262/1271 (1993)
14. 矢田, 山口, 平井: 磁気ディスク装置の高速ヘッド位置決め方式, 第35回自動制御連合講演会, 2048, 361/362 (1992)
15. Shishida, T. Yamaguchi, H. Hirai, et. al.: Fast Head Positioning Servo for Magnetic Disk Drives, GQ-05, digest of INTERMAG 93 (1993)
16. M.L.Workman: Adaptive Proximate Time-Optimal Servomechanism, dissertation, Stanford University (1987)
17. M.C.Stich: Digital Servo Algorithm for Disk Actuator Control, Conf. Applied Motion Control, 35/41 (1987)
18. T.H.Lee, T.S.Low, A.Al-Mamun: DSP-Based Seek Controller for Disk Drive Servomechanism, IEEE Trans. Magnetics, Vol. 29, No. 6, 4071/4073 (1993.11)
19. L.Y.Pao, G. Franklin: The Robustness of a Proximate Time-Optimal Controller, IEEE Trans. Automatic Control, Vol. 39, No. 9, 1963/1966 (1994)
20. 石川, 服部, 辻澤: 磁気ディスク装置の軌道追従型高速アクセス方式の開発, 電子情報通信学会技報, MR93-10, 7/12 (1993)
21. 石川, 服部, 橋本, 辻澤, 稲田: 2自由度制御系を用いた磁気ディスク装置の高速位置決め制御, 日本機械学会第71期通常総会講演会講演論文集, No.940-10, 2221, 724/726 (1994)

22. 石川, 柳田, 服部, 橋本: 磁気ディスク装置における長サンプリング時間サーボ系のシーク動作高速化に関する検討, 電子情報通信学会技報, MR95-23, 39/46 (1995)
23. 石川, 服部, 橋本: 2自由度制御に基づく磁気ディスク装置の高速位置決め制御, 日本機械学会論文集(C編), Vol. 62, No. 597, 1848/1856 (1996)
24. J.Ishikawa, Y.Yanagita, T.Hattori, M.Hashimoto: Head Positioning Control for Low Sampling Rate Systems Based on Two Degree-of-freedom Control, IEEE Trans. Magnetics, Vol. 32, No. 3, 1787/1792 (1996)
25. 谷津, 鈴木, 嘉和知: モデル追従制御によるHDDのヘッド位置決め方式, 日本機械学会第73期全国大会講演論文集, No. 95-10, 2822, 303/304 (1995)
26. Cooper: Minimizing Power Dissipation in a Disk File Actuator, IEEE Transactions on Magnetics, M-24-3, 2081/2091 (1988)
27. Y.Mizoshita, N.Matsuo: Mechanical and Servo Design of a 10 inch Disk Drive, IEEE Trans. Magnetics, Vol. 17, No. 4, 1387/1391 (1981.7)
28. S. Hasegawa, Y. Mizoshita, T. Ueno and K. Takaishi: Fast Access Control of Head Positioning Using a Digital Signal Processor, SPIE/SPSE Symp. on Electronic Imaging, (1990.2)
29. D.K.Miu and S.P.Bhat: Minimum Power and Minimum Jerk Position Control and its Applications in Computer Disk Drives, IEEE Trans. Magnetics, Vol. 27, No. 6, 4471/4475 (1991)
30. 溝下, 長谷川, 高石: 磁気ヘッド位置決め系における振動制御技術, 日本機械学会第68期通常総会講演会講演論文集, No. 910-17, 1520-1521, 410/415 (1991)
31. 溝下, 長谷川, 高石, 山田: 磁気ヘッド位置決め系における振動制御技術, 日本機械学会情報・知能・精密機器におけるメカトロニクス講演論文集, No. 910-48, 109, 17/18 (1991)
32. Y.Mizoshita, S.Hasegawa and K.Takaishi: Vibration Minimized Access Control For Disk Drives, IEEE Trans. Magnetics, Vol. 32, No. 3, 1793/1798 (1996)
33. 高波, 中西, 新居, 水上: 3.2ギガバイト集合形磁気ディスク装置用周辺回路, 通研研究実用化報告, 31-1, 317/332 (1982)
34. 富田, 三矢: 磁気ディスク用ヘッドポジションの定常カルマンフィルタを用いた最適追従制御, 日本機械学会講演論文集, No.760-14, 906, 183/185 (1976.10)
35. 平田, 劉, 美多, 山口: ハードディスクの H_∞ 制御, 第34回自動制御連合講演会, 1040, 99/100 (1992)
36. 平田, 劉, 美多, 山口: H_∞ 制御によるハードディスクの位置決め制御, 第14回 Dynamical System Theory シンポジウム, 161/164 (1992)
37. Hirata, K. Liu, T. Mita, and T. Yamaguchi: Head positioning control of a hard disk drive using H_∞ theory, Proc. 31st Conf. on Decision and Control TP13, 2460/2461 (1992)
38. 平田, 劉, 美多, 山口: H_∞ 制御理論を用いたハードディスクのヘッド位置決め制御, 計測自動制御学会論文集, Vol. 29, No. 1, 71/77 (1993)
39. Chiu, C. Kempf, W. Yao, M. Tomizuka: Compensation for Repeatable and Non-Repeatable Tracking Errors in Disk File Systems, Proc. 1993 JSME Int. Conf. on Advanced Mechatronics, 710/717 (1993)
40. J.Yen, F.Wang and Y.Chen: A Fuzzy Scheduling Controller for a Computer Disk File Track-Following Servo, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 40, No. 2, 266/272 (1993)
41. C.J.Kempf: Design of Servo Systems for Disturbance Rejection and Applications to Disk File Storage Systems, dissertation, University of California at Berkeley (1994)
42. 斎藤, 本多, 大日方, 大内: H_2/H_∞ 制御による磁気ヘッドサーボ系の検討, 電子情報通信学会技報, MR94-19, 1/5 (1994)
43. 高倉, 山田: 小型磁気ディスク装置の高精度ヘッド位置決め, 電子情報通信学会技報, MR93-11, 13/18 (1993)
44. 高倉: 小型磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系開発, 電気学会論文集D, Vol. 117, No. 3, 348/355 (1997)
45. 山田, 高倉: 小形磁気ディスク装置の高精度ヘッド位置決め制御系の検討, 電子情報通信学会誌, C-II, Vol. J78-C-II, No. 12, 581/588 (1995)
46. 奥山, 浜田: ループ整形手法を用いた H_∞ 制御理論の磁気ディスク装置サーボ系への適用, 日本機械学会第72期全国大会講演論文集, No. 940-30, 3130, 706/708 (1994)

47. Hanselmann and A. Engelke: LQG-Control of a Highly Resonant Disk Drive Head Positioning Actuator, IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. IE35-1, 100/104 (1988)
48. S.Weerasooriya, D.T.Phan: Discrete-Time LQG/LTR Design and Modeling of a Disk Drive Actuator Tracking Servo System, IEEE Trans. Industrial Electronics, Vol. 42, No. 3, 240/247 (1995)
49. K. Chew and M. Tomizuka: Digital Control of Repetitive Errors in Disk Drive Systems, IEEE Control Systems Magazine, 16/19 (1990)
50. 浜田, 大槻, 斎藤, 秦: 磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系への外乱オブザーバの応用, 第1回制御理論応用シンポジウム, 1/6 (1993)
51. 浜田, 大槻, 斎藤, 秦: 磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系への外乱オブザーバの応用, 計測自動制御学会論文集, Vol. 30, No.7, pp828/835 (1994)
52. 浜田, 大槻: 磁気ディスクヘッド位置決めサーボ系における外乱オブザーバを用いた繰り返し学習制御, 日本機械学会IIP'95情報・知能・精密機器部門講演会講演論文集, No. 95-49, 119, 37/38 (1995)
53. Hamada, Otsuki: Repetitive Learning Control System Using Disturbance Observer for Head Positioning Control System of Magnetic Disk Drives, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, No. 5, 5019/5021 (1996)
54. 長谷川, 溝下, 上野: DSPを用いたヘッド位置決め制御系の開発: 日本機械学会第944回講演会講演論文集, No. 870-5, 16/18 (1987)
55. M.D.Sidman: Time Optimal Voltage-Constrained Deceleration Velocity Profile Design for Disk Drives, Proc. of ACC, 4146/4150 (1995)
56. 斎藤, 本多, 大日方, 大内: 磁気ヘッドサーボ系における摩擦力の補償, 電子情報通信学会技報, MR95-22, 31/38 (1995)
57. 中川, 浜田: 摩擦力推定オブザーバを用いたHDDヘッドアクチュエータの軸受摩擦力の補償方法, 日本機械学会第73期通常総会講演会講演論文集, No. 96-1, 3514, 594/595 (1996)
58. K. Aruga, Y. Mizoshita, M. Iwatsubo and T. Hatagami : Acceleration Feedforward Control for Head Positioning in Magnetic Disk Drives, Proc. of International Conference on Advanced Mechatronics, 004, 19/24 (1989)
59. 北川, 山田: 加速度センサを用いた小型HDDの外乱抑制制御に関する検討, 日本機械学会第72期通常総会講演会講演論文集, No. 95-1, 2125, 49/50 (1995)
60. M. White and M. Tomizuka : Increased Disturbance Rejection in Magnetic Disk Drives by Acceleration Feedforward Control, Proc. IFAC 13th Triennial World Congress, 9d-04, 489/494 (1996)
61. 小林, 山口, 平井, 常田, 荒井, 小野山: 磁気ディスク装置デジタルサーボシステムの適応制御, 日本機械学会第70期通常総会講演会, No.930-9, 2511, 613/615 (1993)
62. Kobayashi, T. Yamaguchi, H. Hirai, K. Tsuneta, T. Arai, and K. Onoyama : Adaptive Control of a Hybrid Servo System for Magnetic Disk Drive, Proceeding of the 1993 International Conference on Advanced Mechatronics, 725/730 (1993)
63. Kobayashi, Yamaguchi, Hirai, Tsuneta, Arai, and Onoyama : Adaptive Control of a Hybrid Servo System for Magnetic Disk Drives, JSME International Journal, Series C, Vol. 39, No. 4, 772/780 (1996)
64. 小林, 吉田, 山口: 磁気ディスク装置の適応シーク制御, 日本機械学会情報・知能・精密部門講演会講演論文集, No.95-49, 35/36 (1995)
65. Horowitz, J. McCormick: A Self-Tuning Control Scheme for Disk File Servos, IEEE Trans. Magnetics, Vol. 27, No. 6, 4490/4495 (1991)
66. Horowitz, J. McCormick, and B. Li: Adaptive Control for Disk File Servos, Proc. 1993 JSME Int. Conf. Advanced Mechatronics, 718/724 (1993)
67. Horowitz, and B. Li: Adaptive Track-Following Servos for Disk File Actuators, IEEE Trans. Magnetics, Vol. 32, No. 3, 1779/1786 (1996)
68. Horowitz, S. Pannu, and B. Li: Adaptive Track Following Servos for Disk File Actuators, Proc. IFAC World Congress, 9d-04-5, 495/500 (1996)
69. Y.Itkis: Dynamic Switching of Type-I/Type-II Structures in Tracking Servosystems, IEEE Trans. Automatic Control, Vol. 28, No. 4, 531/534, (1983)

70. 安田, 杉山, 平井: 可変構造制御による多変数サーボ系の応答性の改善, 計測自動制御学会論文集, Vol. 24, No. 2, 134/140 (1988)
71. 吉田, 川辺: 2次形式評価を用いるゲイン切り換え制御系の設計, 計測自動制御学会論文集, Vol. 25, No. 9, 976/981 (1989)
72. 大須賀, 林, 小野: 非線形システムの線形ロバスト制御に関する一考察, 日本機械学会論文集 (C編), Vol. 60, No. 572, 1278/1284 (1994)
73. 池田, 須田: 積分型最適サーボ系の構成, 計測自動制御学会論文集, Vol. 24, No. 1 40/46 (1988)
74. 安田, 野原, 池田: 最適ロバストサーボ系の構成, 計測自動制御学会論文集, Vol. 24, No. 8, 817/822 (1988)
75. 安田, 野原, 池田: デジタル制御による1型最適サーボ系の構成, システム制御情報学会論文誌, Vol. 2, No. 6, 200/209 (1989)
76. 武田: 線形多入出力最適追従制御系 (S_c^*) の初期値補償器, 計測自動制御学会論文集, Vol. 20, No. 1, 85/87 (1984)
77. 江上, 土谷: エラーシステムを用いた最適サーボ系の初期値補償, 計測自動制御学会論文集, Vol. 24, No. 10, 1100/1102 (1988)
78. 江上, 土谷: 最適デジタルサーボ系の初期値補償とその応用, 計測自動制御学会論文集, Vol. 26, No. 3, 323/330 (1990)
79. 中西, 高波: 磁気ディスクヘッド位置決め過渡応答特性, 電子通信学会総合全国大会講演論文集, No. 1532 (1979)
80. A.Gardner: Electronics of a Head Positioning Servo for a Disk Store, Proc. 9th Int. Congr. Cybernetics, 397/411 (1980)
81. 水上, 中西: デジタル信号処理技術を用いた磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御, 電子情報通信学会技報, Vol. MR80-41, 1/8 (1981)
82. 清水, 小熊, 高岡, 若林: Embedded Servo Systemを用いた高速シーク方式の開発, 電子情報通信学会技報, MR90-25, 29/35 (1990)
83. M.Sri-Jayantha, T.J.Chainer and D.H.Brown: Digital Servo Control of a Novel Disk Actuator, IEEE Trans. Magnetics, Vol. 27, No. 6, 4476/4483 (1991.11)
84. 山浦, 小野, 柳町: 高速・高精度位置決め機構の整定過程の解析と制御 (第1報), 日本機械学会論文集, Vol. 60, No. 573, 1676/1684 (1994.5)
85. 山浦, 小野, 柳町: 高速・高精度位置決め機構の整定過程の解析と制御 (第2報), 日本機械学会論文集, Vol. 60, No. 576, 2764/2771 (1994.8)
86. 小川, 堀川: リニア直流モータの光ディスクへの応用, 精密工学会誌, Vol. 52, No. 8, 1437/1442 (1986)
87. 丸井, 遠藤: 超精密位置決め技術の現状とトライボロジ, 機械の研究, Vol. 47, No. 3, 345/351 (1995)
88. 木下, 金井, 出口, 斉藤: 空気浮上式高速XYステージの試作, 精密工学会誌, Vol. 52, No. 10, 1713/1718 (1986)
89. 涌井, 高橋, 澤田: i線ステップ用X-Yテーブルの位置決め機構, 機械設計, Vol. 36, No. 2, 36/42 (1992)
90. 内田, 高橋, 山田, 広川: 自重補償機構を備えた縦形の超精密XYステージ, 精密工学会誌, Vol. 54, No. 5, 884/889 (1988)
91. 小林, 平井, 山口, 浜田, 堺沢: 露光装置用XYステージの開発 (第1報 XYステージ機構), 日本機械学会講演論文集, No.870-3, 147/152 (1987)
92. 平井, 山口, 小林, 浜田, 早山, 堺沢: 露光装置用XYステージの開発 (第2報位置決め制御方式), 日本機械学会講演論文集, No.870-3, 153/158 (1987)
93. 沼里, 小林: 粘弾性案内を用いた機構系減衰の適正化と位置決め制御特性の改善, 精密工学会誌, Vol. 60, No. 2, 206/210 (1994)
94. 鮫島, 竹田, 笹木, 三浦: リニア直流モータのデュアルモード高速位置決め制御について, 計測自動制御学会論文集, Vol. 25, No. 11, 1202/1209 (1989)
95. 平井, 浜野, 楯: 電気油圧式振動試験機閉ループ制御系のフィードバックゲイン自動調整,

- 油圧と空気圧, 11-7, 427/434 (1980)
96. 荒木：デジタル制御理論入門, システム制御情報ライブラリ 4, 朝倉書店 (1991)
 97. 美多勉： H_{∞} 制御, 昭晃堂 (1994)
 98. D. Chiang, M. Safonov：ロバスト制御ツールボックス, サイバネットシステム (1992)
 99. 原辰次： H^{∞} 制御によるサーボ系の設計, SICE基礎講習会－ H^{∞} 制御入門－テキスト (1991)
 100. 細江, 荒木監修：制御系設計－ H_{∞} 制御とその応用－, システム制御情報ライブラリ10, 朝倉書店 (1994)
 101. U.Itkis: Control Systems of Variable Structure, John Wiley (1976)
 102. 橋本：北森俊行編著：『最適な制御系設計法と各種制御方式の基礎・理論・応用の実際』より4-19節, 可変構造制御, 446/455, アイ・エヌ・ジー社 (1993)
 103. 小郷, 美多：システム制御理論入門, 実教出版 (1982)

研究業績

本論文に関連する論文，解説記事，著書，学会発表を以下に示す．

1. 論文

1. T. Yamaguchi, S. Shishida, H. Hirai, K. Tsuneta, and M. Sato : Improvement of servo robustness for digital Sector servo system, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 28, No. 5, 2910/2912 (1992)
2. 平田，劉，美多，山口：H ∞ 制御理論を用いたハードディスクのヘッド位置決め制御，計測自動制御学会論文集，Vol. 29, No. 1, 71/77 (1993)
3. 山口，宍田，平井：磁気ディスク装置ヘッド位置決めモード切り換え型サーボ系における初期値補償問題の基礎検討，計測自動制御学会論文集，Vol. 29, No. 7, 793/799 (1993)
4. S. Shishida, T. Yamaguchi, H. Hirai, et. al. : Fast Head Positioning Method of Magnetic Disk Drive, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 29, No. 6, 4045/4047 (1993)
5. Akagi, Otsuki, Yamaguchi, and Mori: Servo Signal Quality and Dual-stage Actuator System for Micron Trackwidth, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, No. 134, 242/247 (1994)
6. 山口，宍田，遠山，平井：モード切り換え型制御の初期値補償設計と磁気ディスク装置への適用，計測自動制御学会論文集，Vol. 31, No.6, 780/788 (1995)
- 6'. T.Yamaguchi, K.Shishida, S. Tohyama, and H. Hirai : Mode Switching Control Design with Initial Value Compensation and Its Application to Head Positioning Control on Magnetic Disk Drives, IEEE Transaction on Industrial Electronics , vol. 43, no.1, 65/73, Feb. (1996)
7. Kobayashi, Yamaguchi, Hirai, Tsuneta, Arai, and Onoyama : Adaptive Control of a Hybrid Servo System for Magnetic Disk Drives, JSME International Journal, Series C, Vol. 39, No. 4, 772/780 (1996)
8. 山口，平井：モード切り換え型制御系における付加入力を用いた初期値補償設計と磁気ディスク装置への適用，計測自動制御学会論文集，Vol. 32, No.8, 1219/1225 (1996)
- 8'. T.Yamaguchi, Y.Soyama, H.Hosokawa,K.Tsuneta, and H. Hirai : Improvement of Settling Response of Disk Drive Head Positioning Servo using Mode Switching Control with Initial Value Compensation, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 32, No. 3, 1767/1772 (1996.5)
9. T.Yamaguchi, S.Shishida, S.Tohyama, Y.Soyama, H.Hosokawa, H.Ohsawa, H.Numasato, T.Arai, K.Tsuneta, and H. Hirai : Mode switching controller with initial value compensation for disk drive servo control, Control Engineering Practice, Vol.5, no.11, 1525/1532 (1997.11)
10. 山口，沼里，平井：初期値補償を伴うモード切り換え型制御系の切り換え条件の設計と磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系への適用，計測自動制御学会論文集，Vol. 34, No.8, (1998)

2. 著書, 共著等

1. 山口：北森俊行編著：『最適な制御系設計法と各種制御方式の基礎・理論・応用の実際』より3-5節, 磁気ディスク装置ヘッド位置決めサーボ系, pp127/140, アイ・エヌ・ジ-社 (1993)
2. 山口：小野編著：『情報機器のダイナミックスと制御』4章4.11,4.12

3. 解説記事等

1. 赤城, 大槻, 山口, 森：マイクロトラック幅のためのサーボ技術, 日本応用磁気学会誌, Vol. 16, supplement, No. S1, 111/116(1992)
2. 山口, 沼里： H_∞ 制御による磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御, システム/制御/情報, Vol. 39, No. 6, 258/261 (1995)
3. 山口：磁気ディスク装置の高精度サーボ技術, 日本応用磁気学会誌, Vol. 20, No. 3, pp771/776 (1996)

4. 学会発表, 講演

1. T. Yamaguchi, P. Slakey, M. Saxton, D.M. Auslander, and P.A. Bachand : Submicron Movement of an XY Table And a Feasibility Study for using Switching Mode Controllers, 1990 Japan-USA Symp. Flexible Automation, 241/248 (1990)
2. 山口, 穴田, 遠山, 平井：可変構造制御系の応答性の向上一位相補償要素を含む単一ループ系への切り換え時の内部変数設定に関する基礎検討一, 第33回自動制御連合講演会, 1008, 15/16 (1990)
3. 山口, 穴田, 平井：磁気ディスク装置ヘッド位置決め系における最適可変構造サーボ系, 電子通信情報学会磁気記録研究会, MR90-66, 25/32 (1991)
4. 平田, 劉, 美多, 山口：ハードディスクの H_∞ 制御, 第34回自動制御連合講演会, 1040, 99/100 (1992)
5. 平田, 劉, 美多, 山口： H_∞ 制御によるハードディスクの位置決め制御, 第14回 Dynamical System Theory シンポジウム, 161/164 (1992)
6. T. Yamaguchi, S. Shishida, H. Hirai, K. Tsuneta, and M. Sato : Improvement of servo robustness for digital sector servo system, GA-12, digest of INTERMAG 92, (1992)
7. M. Hirata, K. Liu, T. Mita, and T. Yamaguchi : Head positioning control of a hard disk drive using H_∞ theory, Proc. 31st Conf. on Decision and Control TP13, 2460/2461 (1992)
8. 穴田, 山口, 平井：磁気ディスク装置の高速ヘッド位置決め方式, 第35回自動制御連合講演会, 2048, 361/362 (1992)
9. 小林, 山口, 平井：適応アルゴリズムを併用した階層型ニューラルネットワークの高速学習則, 第35回自動制御連合講演会, 3008, 389/390 (1992)
10. 小林, 山口, 平井, 常田, 荒井, 小野山：磁気ディスク装置デジタルサーボシステムの適応制御, 日本機械学会第70期通常総会講演会, No.930-9, 2511, 613/615 (1993)
11. S. Shishida, T. Yamaguchi, H. Hirai, et. al. : Fast Head Positioning Servo for Magnetic Disk Drives, GQ-05, digest of INTERMAG 93 (1993)
12. M. Kobayashi, T. Yamaguchi, H. Hirai, K. Tsuneta, T. Arai, and K. Onoyama : Adaptive Control of a Hybrid Servo System for Magnetic Disk Drive, Proceeding of the 1993 International Conference on Advanced Mechatronics, 725/730 (1993)
13. 山口：モード切り換え型制御系における初期補償方式と磁気ディスク装置への適用, 第34回 SICE学術講演会予稿集, 302A-4, 787/788 (1995)
14. 小林, 吉田, 山口：磁気ディスク装置の適応シーク制御, 日本機械学会情報・知能・精密部門講演会講演論文集, No.95-49, 35/36, (1995)

15. S.Tohyama, T. Yoshida, H. Ohtsuki, and T.Yamaguchi: Fast access servo method using two-degree-of-freedom control for magnetic disk drives, ASME Winter annual meeting (1995.11)
16. T.Yamaguchi, Y.Soyama, H.Hosokawa, K.Tsuneta, and H. Hirai: Improvement of Settling Response of Disk Drive Head Positioning Servo using Mode Switching Control with Initial Value Compensation, Asia-Pacific Magnetic Recording Conference, TA-01-1, (1995.11)
17. S.Yoshida, T.Kohno, S.Saegusa, T.Terayama, T.Yoshida, H.Hirai, Y.Hamada, T.Yamaguchi: Non Symmetrical three-lobe bearing spindle technology: a drive technology to increase aerial density, Asia-Pacific Magnetic Recording Conference, WA-04-1, (1995.11)
18. T.Yamaguchi, S.Shishida, S.Tohyama, Y.Soyama, H.Hosokawa, H.Ohsawa, H.Numasato, T.Arai, K.Tsuneta, and H. Hirai : Design of mode switching controller with initial value compensation and its application to disk drive servo control, 13th IFAC World Congress, 9d-04 1, pp 471/476 (1996.6)
19. 小林, 山口, 吉田, 平井 : キャリッジ加速度情報を用いたマルチセンシングヘッド位置決め制御, 日本機械学会通常総会講演会講演論文集(IV), No. 97-1, 2827, 404/405 (1997)
20. Kobayashi, Yamaguchi, Yoshida, Hirai: Carriage Acceleration Feedback Multi-Sensing Controller for Sector Servo Systems, International Conference on Micromechatronics for Information and Precision Equipment (MIPE'97)