

– 学位論文 –

時系列データを用いた
高精度サーボ制御系設計法に関する研究

Design of High Precision Servo Control
System Based on Time Series of Data

第I部 外乱推定値の時系列を用いた高性能外乱抑圧制御の設計

Part I. High Performance Disturbance Suppression Control Design
with Time Series of Estimated Disturbance

第II部 誤差信号時系列を用いたSelf Servo Track Writerの実現

Part II. Realization of Self Servo Track Writer with Time Series of
Error Signal

指導教員：堀 洋一 教授

東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻

坂東 信尚

2004年12月

目次

第I部	外乱推定値の時系列を用いた高性能外乱抑圧制御の設計	8
第1章	緒言	10
1.1	本論文の背景と目的	10
1.1.1	センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計	11
1.1.2	再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧	12
1.2	本論文の構成	12
第2章	外乱抑圧制御器の現状	14
2.1	はじめに	14
2.2	既存の外乱抑圧制御器について	14
2.2.1	外乱オブザーバを用いた外乱抑圧制御方法	14
2.2.2	H_{∞} 制御器について	15
2.2.3	フィードフォワード入力による外乱抑圧制御	16
2.3	抑圧すべき外乱の分類	17
2.3.1	システム外部から加えられる外乱	17
2.3.2	システム内部で発生する外乱	18
2.4	本論文の外乱抑圧制御器について	18
2.5	まとめ	19
第3章	センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計	20
3.1	はじめに	20
3.1.1	本研究の背景と目的	20
3.1.2	センサを用いた外乱抑圧制御器の現状	21
3.2	伝達特性モデルとオブザーバを用いた外乱推定値の利用	21
3.2.1	伝達特性モデルの表現方法について	21
3.2.2	オブザーバを用いた外乱推定値の利用	22
3.3	センサからトルク等価外乱までの伝達特性の同定	24
3.3.1	オフライン同定とオンライン同定	24
3.3.2	オンライン同定手法のパラメータ更新式	24
3.4	外乱抑圧入力の設計法	26
3.4.1	オブザーバの外乱推定値を利用する場合の外乱抑圧入力の設計法	26
3.4.2	同定伝達関数の出力を利用する場合の外乱抑圧入力の設計法	26
3.4.3	外乱抑圧入力の違いによる同定誤差の影響	27
3.5	まとめ	28

第4章	再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧	29
4.1	はじめに	29
4.2	再構成アトラクタを用いた非線形外乱予測器の設計	30
4.2.1	状態空間内のアトラクタについて	30
4.2.2	再構成アトラクタを用いたダイナミクス表現	32
4.2.3	再構成アトラクタを用いた非線形外乱予測器の設計	32
4.3	まとめ	34
第5章	磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系への適用	35
5.1	はじめに	35
5.2	磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系への適用	35
5.2.1	磁気ディスク装置位置決め制御系の特徴	35
5.2.2	一般的な位置決め制御系と磁気ディスク装置位置決め制御系の違い	36
5.3	センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御の実験的検討	38
5.3.1	実験の概要	38
5.3.2	外乱抑圧入力的设计法の違いによる性能比較	39
5.3.3	単一の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧性能	41
5.3.4	同定手法の違いによる性能比較	46
5.3.5	複数の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧性能	51
5.4	まとめ	56
第6章	多軸マニピュレータへの適用	58
6.1	はじめに	58
6.2	多軸マニピュレータのダイナミクスについて	58
6.3	二重振り子シミュレーションによる検討	59
6.3.1	再構成アトラクタを用いた外乱予測	59
6.3.2	再構成アトラクタを用いた外乱抑圧	61
6.3.3	提案手法と既存手法の外乱推定値・外乱予測値の比較	65
6.4	二重振り子を用いた実験による検討	65
6.4.1	提案手法と既存手法の外乱予測の比較	65
6.4.2	提案手法と既存手法の外乱抑圧の比較	66
6.5	まとめ	67
第7章	結言	69
7.1	本論文のまとめ	69
7.2	今後の課題	69
第II部	誤差信号時系列を用いたSelf Servo Track Writerの実現	71
第8章	緒言	73
8.1	本論文の背景と目的	73
8.2	本論文の構成	74

第9章	Servo Track Writerの現状とSelf Servo Track Writerへの期待	76
9.1	はじめに	76
9.2	Servo Track Writerとは?	76
9.2.1	Servo Trackについて	76
9.2.2	製造過程におけるServo Track Writer	78
9.3	Servo Track Writerの現状と問題点	79
9.3.1	プッシュピン方式によるServo Track Writerの原理	79
9.3.2	プッシュピン方式によるServo Track Writerの抱える問題点	79
9.4	これから実現が期待されるServo Track Writerの研究	80
9.4.1	非接触方式によるServo Track Writer	80
9.4.2	メディア Servo Track Writer	81
9.4.3	磁気転写方式によるServo Track Writing	81
9.4.4	Self Servo Track Writer	82
9.5	Self Servo Track Writerの原理と問題点	82
9.5.1	Self Servo Track Writerの原理と定式化	82
9.5.2	Self Servo Track Writerの問題点について	85
9.6	シミュレーションモデルの作成	87
9.7	Self Servo Track Writerの実現方法	89
9.7.1	補感度関数の設計によるSelf Servo Track Writerの実現	89
9.7.2	フィードフォワード制御入力によるSelf Servo Track Writerの実現	90
9.8	まとめ	90
第10章	フィードフォワード制御入力によるSelf Servo track Writerの実現	91
10.1	はじめに	91
10.2	フィードフォワード入力を用いたSelf Servo Track Writerの構成について	91
10.3	提案する誤差時系列を用いたヘッド位置推定について	92
10.3.1	誤差信号の加算によるヘッド位置推定手法の提案	92
10.3.2	ヘッド位置推定シミュレーション	94
10.4	フィードフォワード制御入力を用いたヘッド位置制御	96
10.4.1	真円に対して追従する制御系/シミュレーション	96
10.4.2	前周に追従する制御系/シミュレーション	96
10.5	マルチレートフィードフォワード制御による完全追従制御のSelf Servo track Writerへの適用	99
10.5.1	マルチレートフィードフォワード制御による完全追従制御	99
10.5.2	PTCを用いたヘッド位置制御シミュレーション	100
10.5.3	考察	101
10.6	まとめ	103
第11章	Self Servo Track Writerへの提案手法の適用と実験的評価	104
11.1	はじめに	104
11.2	Self Servo Track Writer実現の条件	104
11.2.1	サーボトラック書き込みタイミングの問題と定式化	104
11.2.2	出力推定の改良	106

11.2.3 改良後のヘッド位置制御シミュレーション	107
11.3 Self Servo Track Writer の実験的検討	107
11.4 課題	109
11.5 まとめ	110
第 12 章 結言	113
12.1 本論文のまとめ	113
12.2 今後の課題	113
謝辞	114
発表文献	116
参考文献	118

目次

1.1	本論文の構成	12
2.1	外乱オブザーバを用いた線形制御器を用いる場合のブロック線図	15
2.2	設計されたローパスフィルタのゲインのボード線図の一例	15
2.3	H_∞ 制御混合感度問題におけるブロック線図の一例	16
2.4	逆動力学を用いた多軸マニピュレータの動的制御のブロック線図	17
2.5	逆動力学を用いた計算トルク法のブロック線図	17
2.6	システム外部から外乱が加わるときのブロック線図	18
2.7	多軸マニピュレータにおいて各軸独立としたときに外乱(干渉力)が加わる様子	18
2.8	システム内部で外乱が発生するときのブロック線図	18
2.9	多軸マニピュレータ全体を一つのシステムとみなしたときのブロック線図	18
3.1	システム外部から外乱が加わるときのブロック線図	20
3.2	センサを用いて観測された外乱とセンサシステム間で変化してしまう外乱の様子	20
3.3	システムに外乱が加わるときのブロック線図	21
3.4	外乱を打ち消すフィードフォワード入力を加えたときのブロック線図	21
3.5	現実モデルと ARX 同定モデル	23
3.6	外乱 $d(k)$ が観測できないときの外乱オブザーバの利用	23
4.1	非線形予測器を適用した外乱予測値フィードフォワード制御系のブロック線図	29
4.2	カオス的な挙動を示さない場合のアトラクタ	31
4.3	E.N.Lorenz 方程式の時系列とアトラクタ	31
4.4	O.E.Rössler 方程式の時系列とアトラクタ	31
4.5	ダブルスクロールアトラクタの時系列とアトラクタ	31
4.6	遅れ座標系を用いた再構成アトラクタ	32
4.7	次ステップ時の非線形予測	33
4.8	再構成アトラクタ上における非線形予測	34
4.9	外乱時系列上における一次線形近似による線形予測	34
5.1	磁気ディスク装置の記録密度の動向	36
5.2	磁気ディスク装置の概観図	36
5.3	磁気ディスク装置に描かれている位置信号の概念図	37
5.4	磁気ディスク装置位置制御系に外部振動が印加された際のブロック線図	37
5.5	磁気ディスク装置への外乱を一つの伝達関数で表したときのブロック線図	38
5.6	PES 信号と v_{cm} から外乱を推定する変形外乱オブザーバのブロック線図	38

5.7	実験環境の概観図	39
5.8	式 (5.6) の外乱抑圧入力 $u_{FF,1}$ を加えたときの PES 信号とフーリエ変換	40
5.9	式 (5.7) の外乱抑圧入力を $u_{FF,2}$ 加えたときの PES 信号とフーリエ変換	40
5.10	式 (5.8) の外乱抑圧入力 $u_{FF,3}$ を加えたときの PES 信号とフーリエ変換	40
5.11	60[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換	42
5.12	70[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換	42
5.13	80[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換	42
5.14	90[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換	42
5.15	100[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換	43
5.16	200[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換	43
5.17	300[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換	43
5.18	400[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換	43
5.19	単一周波数外乱をくわえたときの外乱抑圧率の様子	44
5.20	単一周波数外乱をくわえたときに同定された各周波数での伝達特性	45
5.21	単一周波数外乱をくわえたときに同定された各周波数での伝達特性 (拡大図)	45
5.22	$tr\Gamma(0)$ を変化させたときの $\lambda(k)$ の時間変化の様子	46
5.23	通常の最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときの PES 信号時系列	48
5.24	実験時の外乱抑圧入力と振動の様子	48
5.25	通常の最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子	48
5.26	通常の最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子	48
5.27	600[ms] 時の同定伝達特性のボーデ線図	48
5.28	2000[ms] 時の同定伝達特性のボーデ線図	48
5.29	忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときの PES 信号時系列	49
5.30	実験時の外乱抑圧入力と振動の様子	49
5.31	忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子	49
5.32	忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子	49
5.33	600[ms] 時の同定伝達特性のボーデ線図	49
5.34	2000[ms] 時の同定伝達特性のボーデ線図	49
5.35	固定トレース法で同定しているときに外乱周波数が変化したときの PES 信号時系列	50
5.36	実験時の外乱抑圧入力と振動の様子	50
5.37	固定トレース法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子	50
5.38	固定トレース法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子	50
5.39	600[ms] 時の同定伝達特性のボーデ線図	50
5.40	2000[ms] 時の同定伝達特性のボーデ線図	50

5.41	通常の最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときの <i>PES</i> 信号時系列	52
5.42	加速度センサで得られた加速度信号の時系列	52
5.43	通常の最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子	52
5.44	通常の最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子	52
5.45	各時間で同定された伝達関数のボーデ線図	52
5.46	忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときの <i>PES</i> 信号時系列	53
5.47	加速度センサで得られた加速度信号の時系列	53
5.48	忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子	53
5.49	忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子	53
5.50	各時間で同定された伝達関数のボーデ線図	53
5.51	固定トレース法で同定しているときに外乱振幅が変化したときの <i>PES</i> 信号時系列	54
5.52	加速度センサで得られた加速度信号の時系列	54
5.53	固定トレース法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子	54
5.54	固定トレース法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子	54
5.55	各時間で同定された伝達関数のボーデ線図	54
5.56	100[Hz]、200[Hz]、300[Hz] の周波数成分が含まれる外乱を与えた場合の <i>PES</i> 信号	55
5.57	100[Hz]、200[Hz]、300[Hz] の周波数成分が含まれる外乱を与えた場合の <i>PES</i> 信号	55
5.58	100[Hz]、200[Hz]、300[Hz] の周波数成分が含まれる外乱を与えた場合の <i>PES</i> 信号	56
6.1	二重振り子の構成図と各パラメータ	59
6.2	一軸関節角 θ_1 の時系列	60
6.3	二軸関節角 θ_2 の時系列	60
6.4	外乱オブザーバによって推定された一軸の外乱時系列	60
6.5	一軸外乱時系列から得られた三次元再構成アトラクタ	60
6.6	提案手法と 1 次近似で得られた外乱の 1 サンプル先の予測値と真値の誤差	61
6.7	提案手法と 1 次近似で得られた外乱の 20 サンプル先の予測値と真値の誤差	61
6.8	通常の外乱オブザーバによって推定された外乱フィードバック + PD コントローラのブロック線図	62
6.9	通常の外乱フィードバックを行った場合の一軸角度の時系列	62
6.10	通常の外乱フィードバックを行った場合の二軸角度の時系列	62

6.11	一次線形近似によって予測された外乱予測値のフィードフォワード + PD コントローラのブロック線図	63
6.12	一次線形近似の外乱予測値をフィードフォワード的に入力した場合の一軸角度の時系列	63
6.13	一次線形近似の外乱予測値をフィードフォワード的に入力した場合の二軸角度の時系列	63
6.14	提案手法の外乱予測値をフィードフォワード的に入力した場合の一軸角度の時系列	64
6.15	提案手法の外乱予測値をフィードフォワード的に入力した場合の二軸角度の時系列	64
6.16	通常の外乱オブザーバによって推定された外乱推定値と提案手法によって予測された外乱予測値の比較	64
6.17	通常の外乱オブザーバによって推定された外乱推定値と 1 次線形近似によって予測された外乱予測値の比較	64
6.18	二重振り子の概観図	65
6.19	各手法で推定された外乱値の時系列の様子	66
6.20	各手法で推定された外乱値の時系列の様子 (拡大図)	66
6.21	1 次線形近似で得られた外乱予測値をフィードフォワード的に入力した場合の 1 軸関節角の時系列	67
6.22	外乱オブザーバで得られた外乱推定値をフィードバックした場合の 1 軸関節角の時系列	67
6.23	提案する外乱予測器で得られた外乱予測値をフィードフォワード的に入力した場合の 1 軸関節角の時系列	67
8.1	本論文の構成	74
9.1	磁気ディスク装置の概観図	77
9.2	磁気ディスク装置のサーボトラック信号	77
9.3	磁気ディスク装置に描かれている位置信号の概念図	78
9.4	磁気ディスク装置の製造工程	79
9.5	プッシュピン方式による Servo Track Writer	80
9.6	レーザ干渉計を用いてヘッドの絶対位置を観測する場合の Servo Track Writer の概観図 [29]	81
9.7	メディア Servo Track writing の概念図 [35]	81
9.8	磁気転写方式による Servo Track Writing の概念図 [33][34]	82
9.9	Self Servo Track Writer を用いた場合の磁気ディスク装置の製造工程	83
9.10	Coordinate system of SSTW	84
9.11	フィードバックコントローラのみの場合のブロック線図	84
9.12	真円からの誤差に関するブロック線図	85
9.13	フィードバック制御系の感度関数のブロック線図	86
9.14	フィードバック制御系の補感度関数のブロック線図	86
9.15	風乱の時系列	87
9.16	ディスクの振動やフラッタ振動の影響を仮定する時系列	87
9.17	通常磁気ディスク装置フォロイングモード時の出力の様子の時系列	88

9.18 Self Servo Track Writer として前周との誤差をフィードバックした場合の出力の様子の時系列	88
9.19 図 9.18 で得られた出力を周毎にフーリエ変換したときの様子	89
10.1 フィードフォワード入力を付加した self Servo Track Writer のブロック線図	92
10.2 フィードフォワード入力を加えることによって、 $\Delta y_{n+1}[k]$ を 0 に収束させるブロック線図	93
10.3 真円を指令値とする Self Servo Track Writer のブロック線図	93
10.4 $\Delta y_{n+1}[k]$ を $\Delta y_n[k]$ に追従させる制御系のブロック線図	94
10.5 ヘッド位置推定アルゴリズムの推定の様子	94
10.6 シミュレーション上で計算された出力の時系列	95
10.7 推定された出力の時系列	95
10.8 観測雑音の時系列	95
10.9 真円に対する追従制御系のシミュレーション/ヘッド位置の時系列	96
10.10 真円に対する追従制御系のシミュレーション/ヘッド位置の時系列 (拡大図)	96
10.11 指令値に前周の情報を入れることによる利点	97
10.12 $\kappa \Delta y_n$ に対して追従する Self Servo Track Writer のブロック線図	97
10.13 $\kappa=0.4$ のときの出力の時系列	98
10.14 $\kappa=0.4$ のときのトラックの様子	98
10.15 $\kappa=0.6$ のときの出力の時系列	98
10.16 $\kappa=0.6$ のときのトラックの様子	98
10.17 $\kappa=0.8$ のときの出力の時系列	98
10.18 $\kappa=0.8$ のときのトラックの様子	98
10.19 FB 制御器のみ、指令値を真円とした場合の出力の時系列	102
10.20 FB 制御器のみ、指令値を真円とした場合の前周との間隔の時系列	102
10.21 FB 制御器のみ、指令値に前周情報を使った場合の出力の時系列	102
10.22 FB 制御器のみ、指令値に前周情報を使った場合の前周との間隔の時系列	102
10.23 FB 制御器+FF 制御器、指令値に前周情報を使った場合の出力の時系列	102
10.24 FB 制御器+FF 制御器、指令値に前周情報を使った場合の前周との間隔の時系列	102
11.1 サーボトラックの様子	105
11.2 遅れがある場合の座標系の考え方	105
11.3 サーボトラック書き込み遅れを考慮せずにヘッド位置推定値をフィードフォワードしたときの出力の時系列	106
11.4 サーボトラック書き込み遅れ時間中にヘッド位置に印加されると想定した位置外乱の時系列	106
11.5 サーボトラック書き込み遅れを考慮したヘッド位置推定値を用いた出力の時系列	107
11.6 サーボトラック書き込み遅れを考慮したヘッド位置推定値を用いた出力の時系列 (拡大図)	107
11.7 従来の位置誤差信号をフィードバックしたときに観測された位置誤差信号の時系列	108

11.8	ヘッド位置推定値フィードフォワードによって真円に対する位置制御を施した場合の位置誤差信号の時系列	109
11.9	ヘッド位置推定値フィードフォワードによって前週の0.5倍を指令値とする位置制御を施した場合の位置誤差信号の時系列	111
11.10	従来の位置誤差信号をフィードバックしたときに観測された位置誤差信号を重ね描きした場合の時系列(～13トラック)	112
11.11	ヘッド位置推定値フィードフォワードによって真円に対する位置制御を施した場合の位置誤差信号を重ね描きした場合の時系列(～20トラック)	112
11.12	ヘッド位置推定値フィードフォワードによって前週の0.5倍を指令値とする位置制御を施した場合の位置誤差信号を重ね描きした場合の時系列(～43トラック)	112

表 目 次

3.1	外乱抑圧入力設計法の比較	28
5.1	単一の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧率	44
5.2	同定手法の違いによる制御性能の比較	51
5.3	複数の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧率	56
9.1	Self Servo Track Writer シミュレーションモデルのパラメータ	88
10.1	前周の情報を指令値にいれたときの出力とトラック間隔の 3σ	97
10.2	シミュレーション結果の 3σ	101
11.1	実験結果によって描くことができたサーボトラックの本数	110

第I部

外乱推定値の時系列を用いた高性能外乱抑 圧制御の設計

第1章 緒言

1.1 本論文の背景と目的

本論文では、従来のフィードバック制御器による外乱抑圧制御に対して更に効果的に外乱を抑圧するために、外乱推定値の時系列を用いたフィードフォワード入力による高性能外乱抑圧制御の設計方法を提案する。具体的には、

- センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計
- 再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧

という二つの異なる外乱抑圧制御器の設計法について述べる。

近年、超高速・超精密を目指すサーボ技術は、各々の制御系に適したフィードバック制御器の開発、計算機の演算能力の向上と共にサンプリングタイムが短くなってきたことによる制御帯域の向上、サーボ技術とメカトロ技術の交流による効率良い制御系設計の実現など様々な要因により高性能化が実現されている。

特に、 H_∞ 制御理論の完成によって、外乱抑圧やロバスト性を陽に考慮した制御系設計が可能になったことは制御工学の分野に与えた影響ははかりしれない。しかし、最近ではフィードバック制御器の制御器としての性能向上は飽和しつつあり、さらに制御性能を改善させるためには、センサ、アクチュエータの性能向上もしくはサンプリングタイムを短くすることによる制御帯域の向上などに拠るところが大きくなりつつある。

他方、フィードフォワード制御器については、ZPETC、SPZC[1]、更にはサンプル点での追従誤差を完全に無くすPTC[2][3]など目標値応答特性を向上させるための様々な研究例が多く見られていた。また最近では、先に述べたようにフィードバック制御器の性能が飽和しつつあり、さらに外乱抑圧性能を上げようとする、ロバスト安定性を犠牲にしてしまうため、フィードフォワード制御器もしくはフィードフォワード入力によって、外乱を抑圧（除去）する手法が幾つか見られるようになってきた。

また、ここ数年で計算機の演算能力が格段に上がったことから、最近ではデータマイニングやデータベースドコントロールといった単語が見られるようになり、計算機が得意とするデータ処理を制御工学に応用する研究も幾つか見られるようになってきた[4][5]。しかし、このような研究例は制御系設計法としては新しいものの、既存の制御性能をさらに高性能化していくものではなかった。

一方で、制御理論を現実に応用する場面では、磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系は昨今の磁気ディスク装置の容量増大に伴い、この分野での制御技術の果たす役割は大きくなっている。特に高速・高精度をうたう制御系としては、光ディスク装置、半導体露光装置とともに、最新の制御理論が次々と適用されるトレンドな制御対象となっているが、これは、磁気ディスク装置の制御目的が、

- ヘッドがデータが書かれているトラックに高速移動し、振動無く目標トラックに止まることを目的とするシークモード
- ヘッドがデータを読み書きするためにディスク上の目標トラックに高精度に追従することを目的とするフォロイングモード

というように、高速・高精度を求めている制御理論と目的が一致していたからであると考えられる。¹

また、このように基本的な目的が一致していたという点に加え、

- アクチュエータがそれほど複雑ではないため、分野として敷居が低い。
- 観測される信号が離散的であるため、デジタル制御、サンプル値制御、マルチレートサンプリング制御、ハイブリッド制御などの制御理論によって良い性能が得られる潜在的な可能性がある。
- 様々な外乱、プラントの個体差が存在するため、ロバスト制御などのフィードバック制御理論が果たす役割も大きい。
- ディスク容量の増大と共に、細かいトラックを追従する制御性能は際限なく要求される。
- 市場が大きい。

といった理由も存在し、現在のように制御理論と制御応用が今までにないほど近い場面で技術交流を深め、より高性能な磁気ディスク装置の開発が行われてきたのだと考えられる。

特にここ数年では、さらに細いトラックにヘッドが位置決めをするために、高周波数帯に存在する外乱の影響が無視できなくなっている。先に述べたように、磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系の分野でもフィードバック制御器の高性能化は飽和状態に達しているために、さらに高周波数帯の外乱をフィードバック制御器で除去するのは非常に困難である。そこで、最近ではフィードバック制御器で外乱を除去するのではなく、フィードフォワード入力によって、外乱を除去する手法がいくつも提案されている [6][7]。

本論文ではこのような理論面、実用面の研究背景の中で、フィードバック制御器で外乱抑圧が設計されているシステムにおいてさらに効果的に外乱を抑圧するために、フィードフォワード入力によって外乱抑圧制御を行う手法を二つ提案する。また、フィードフォワード入力による外乱抑圧は外乱と精度良く一致することが必要になってくるが、先に述べたように、現在では計算機の演算能力が向上していることから、今までは演算量の問題から扱えなかった時系列データを用いることによって、フィードフォワード入力の設計を試みる。

1.1.1 センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計

センサを用いて加振源の情報を測定することで、実際にシステムに加わる外乱の原因となる信号が得られる。しかし、この信号はセンサで観測された信号であり、システムに加わる外乱自体ではない。そこで、さらにセンサと外乱間の伝達特性を正確に同定すること

¹ 多分野では必ずしも高速・高精度を求めるだけが制御工学ではない。特に福祉分野や人間工学的な分野からは異なる目的から制御工学を利用することも最近では珍しくない。

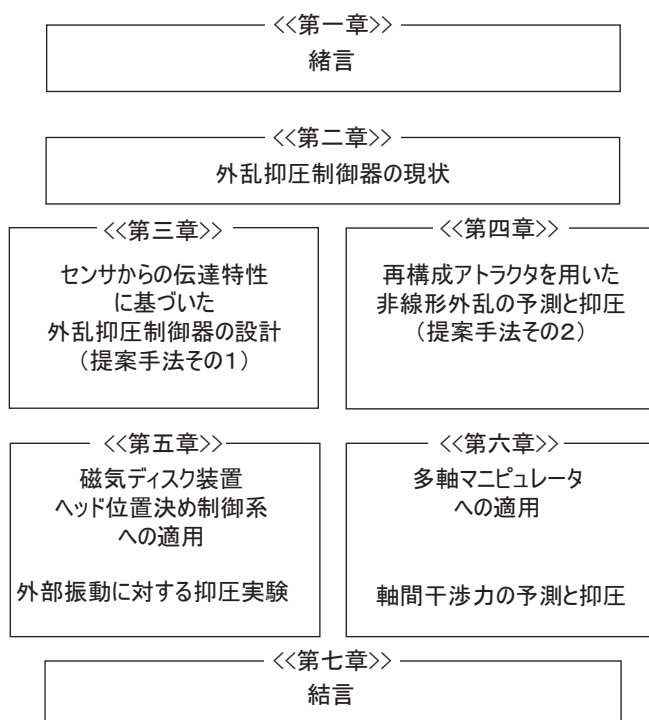


図 1.1: 本論文の構成

により、システムに加わる外乱を推定する。本手法の目的はシステムに加わる外乱を正確に推定・フィードフォワード的に入力することにより、外部から加わる振動外乱を打ち消すことである。さらに本論文では本手法を磁気ディスク装置の位置決め制御系に適用し、実験によりその有効性を実証する。

1.1.2 再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧

外乱が外部から印加されない場合には、センサによって外乱を測定することはできない。このような場合には、オブザーバなどにより外乱推定値をフィードバックすることが有効であるが、サンプリングタイムが長い場合には、正確な外乱推定値を得ることは困難である。そこで、本手法では、カオス解析で用いられる再構成アトラクタを利用することによって、得られた外乱推定値の時系列から外乱の未来値を推定する。これにより、従来では厳密なモデル化が必要であった未来値予測が、煩雑な計算無しで視覚的な表現によって実現することができる。この外乱予測値を用いることによって、従来時間遅れを生じてしまっていた外乱フィードバック系を改善し、外乱抑圧性能を向上させることが可能になる。。本論文では多軸マニピュレータの軸間干渉力の予測・抑圧をシミュレーション・実験により検証する。

1.2 本論文の構成

本論文では外乱推定値の時系列を用いた高性能な外乱抑圧制御器の設計方法について、その構成と手法についてまとめたものである。以下に各章の内容を記す。

第2章（外乱抑圧制御器の現状）では、従来使われてきた外乱抑圧制御器と外乱について分析と分類を行っている。従来のフィードバック制御器による外乱抑圧手法を分析し、最近では、制御系が抑圧したい外乱が高周波数領域に移行していることから、従来の外乱抑圧制御器ではロバスト安定性を犠牲にしてしまい十分な抑圧ができないことを示し、本論文で提案する外乱抑圧制御器が必要であることを述べている。

第3章（センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計）では、センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計方法について、加速度センサを用いて加振源の情報を測定し、外乱までの伝達特性を精密に同定して、外乱の推定およびフィードフォワード入力による外乱抑圧手法を提案している。ただし、実際には外乱は直接観測することができないことから、オブザーバによって推定された外乱推定値を利用することによって、この問題を解決し、従来では煩雑な計算が必要だったフィードフォワード入力の設計法の簡略化にも成功している。

第4章（再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧）では、センサにより外乱の元情報が得られない場合に、カオス解析で用いられる再構成アトラクタを用いることによって、外乱時系列を幾何学的な軌跡に変換し、その軌跡の延長点から外乱の未来値を予測する非線形予測器を提案している。この手法により、外乱時系列が一見予測不可能に見えるものであっても未来値を予測し、時間遅れのない外乱抑圧が可能になることを示している。

第5章（磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系への適用）では、第3章で提案したセンサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器を実際に磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系に適用し、外部振動が存在したとしても、提案するフィードフォワード入力により外部外乱を抑圧できること、また従来のフィードバック制御器では抑圧できない周波数帯の外乱であってもフィードフォワード入力により抑圧できることを実機実験により検証している。これらの結果よりモバイル機器や携帯電話、車載用といった振動が存在する環境下であっても性能劣化が起こらない磁気ディスク装置が実現することが可能であることを示している。

第6章（多軸マニピュレータへの適用）では、第4章で提案した再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧をカオス的な挙動を示す二重振り子に適用し、通常の方法では予測不可能な外乱が制御系に加わったとしても、精密に外乱を予測・抑圧することができることを計算機シミュレーション・実機実験により検証を行っている。

第7章（結言）では、第1部の成果と今後の課題をまとめている。

第2章 外乱抑圧制御器の現状

2.1 はじめに

本章では、従来使われてきた外乱抑圧制御器と外乱について分類を行い、従来のフィードバック制御器による外乱抑圧手法を分析し、最近では、制御系が抑圧したい外乱が高周波数領域に移行していることから、従来の外乱抑圧制御器ではロバスト安定性を犠牲にしてしまい十分な抑圧ができないことを示し、以下で提案する外乱抑圧制御器が必要であることを述べる。

2.2 既存の外乱抑圧制御器について

2.2.1 外乱オブザーバを用いた外乱抑圧制御方法

外乱オブザーバを用いた外乱抑圧手法のブロック線図を図 2.1 に示す [8][9]。図 2.1 中、 $\hat{d}[k]$ はオブザーバによって推定された外乱推定値を表し、 Q 、 P_n はローパスフィルタ、プラントのノミナルモデルを表す。この制御手法ではシステムへの入力と出力の差から外部から加えられた外乱を推定し、外乱推定値をフィードバックするために高性能なロバストサーボ系が設計可能である。この外乱抑圧手法の感度関数 S 、補感度関数 T は近似的に式 (2.1)(2.2) のようにローパスフィルタ Q によって、設計することができ、文献 [10] にはローパスフィルタ Q による外乱抑圧性能の違いを定量的に述べている (図 2.2 に設計されたローパスフィルタ一例を示す)。

$$|S(j\omega)| = |1 - Q(\omega)| \quad (2.1)$$

$$|T(j\omega)| = |Q(\omega)| \quad (2.2)$$

このような外乱抑圧手法は、特に多軸マニピュレータのような複雑なシステムでは、各軸に外乱オブザーバを設置することによって、軸間の干渉力、摩擦力、モデル化誤差を外部外乱として一括して推定、補償することができ、見通しの良い設計方法が可能になる。ただし、推定した外乱を一括してフィードバックするために外乱抑圧性能を高く設定しすぎると雑音などの高周波成分の抑圧性能が悪くなってしまうので、高周波成分の外乱を抑圧することは困難である。また、フィードバックによる時間遅れが大きすぎると時間変化する外乱には対応しきれなくなってしまうので、短いサンプリングタイムが必要である。

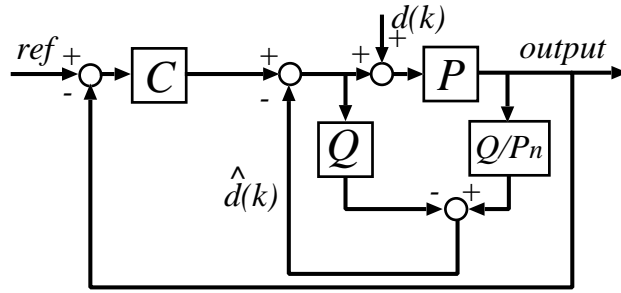


図 2.1: 外乱オブザーバを用いた線形制御器を用いる場合のブロック線図

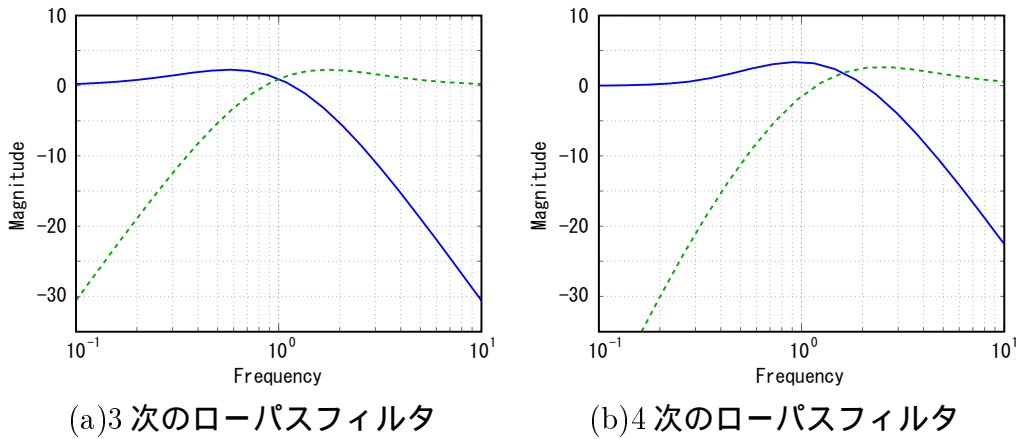


図 2.2: 設計されたローパスフィルタのゲインのボーデ線図の一例

2.2.2 H_∞ 制御器について

H_∞ 制御の詳細については触れないが、その本質は、「フィードバック制御によって与えられた伝達関数の大きさをある一定以下にする」ことである [11][12]。外乱抑圧問題、ロバスト安定化問題、サーボ問題などの混合感度問題を要求される制御性能になるように周波数成形することによって、望まれるフィードバック制御器が設計される。

通常、 H_∞ 制御の設計では図 2.3 のように一般化プラントに対して幾つかの条件を考慮し、それぞれの条件を満たすようにフィードバック制御器を設計するため、今までのフィードバック制御器設計方法では実現することが困難であった緻密な設計が可能になった。例えば、式 (2.3) は一般的な混合感度問題の一般例であるが、重み関数 W_T 、 W_S を任意に定めることによって、設計者が望む感度関数と補感度関数を設計することが可能になる。

$$\left\| \begin{bmatrix} W_S S \\ W_T T \end{bmatrix} \right\|_\infty < 1 \quad (2.3)$$

しかし、 H_∞ 制御器が様々な設計指針に対して、設計しやすい方法だとしても、やはり感度関数と補感度関数のトレードオフの関係が存在するので、むやみにフィードバック制御器の性能を上げることはできない。

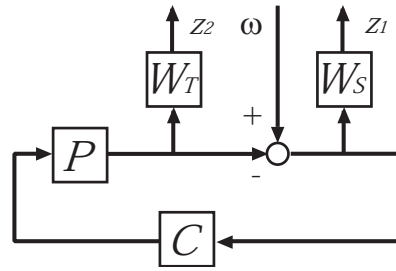


図 2.3: H_∞ 制御混合感度問題におけるブロック線図の一例

2.2.3 フィードフォワード入力による外乱抑圧制御

以上のようなフィードバック制御器による外乱抑圧性能の限界からフィードフォワード制御器による外乱抑圧は最近特に行われている。しかし、フィードフォワード制御器による外乱抑圧手法は外乱とフィードフォワード入力のゲインと位相が正確に一致していないとフィードフォワード入力を印加しているつもりが制御系にとっては外乱を増やしているだけになってしまい、かえって制御性能を劣化させる結果にもなりかねない。システムに加わっている外乱とフィードフォワード入力を正確に一致させる方法がフィードフォワード入力による外乱抑圧では重要である。

多軸マニピュレータの動的制御

フィードフォワード入力による外乱抑圧制御は多軸マニピュレータの制御では古くから行われている制御手法である。マニピュレータの運動方程式が式 (2.4) のように表されるときに逆動力学を用いて図 2.4 のような動的制御が行われる。ここで、 τ : 入力トルク、 θ : 関節角度、 $M(\theta)$: 慣性行列、 $C(\theta, \dot{\theta})$: コリオリ力等の非線形項、 $g(\theta)$: 重力項をそれぞれ示す。

$$\tau = M(\theta)\ddot{\theta} + C(\theta, \dot{\theta}) + g(\theta) \quad (2.4)$$

また、このときにモデリング誤差や軌道誤差が微小であったとすると、目標値と出力の誤差 e は、式 (2.5) となり、軌道誤差を 0 に収束させるように制御することができる。

$$M\ddot{e} + Ke = 0 \quad (2.5)$$

しかし、マニピュレータの動的制御においては、式 (2.4) のパラメータが一致していないとむしろ制御性能が落ちてしまう結果になってしまう。これは先に示したように、フィードフォワード入力と外乱が正確に一致していない理由による。また、パラメータを正確に同定できたとしても経年変化によるパラメータ変動などもあるために、一般的には適応制御や学習制御などのアルゴリズムを付加するが、これに伴い、アルゴリズムが煩雑になってしまう欠点が生じてしまう。

また、一般的に多軸マニピュレータの制御として有名な計算トルク法に関しては、図 2.5 のようなブロック線図で表すことができる。計算トルク法に関しても、動的制御と同様の欠点が存在するが、目標値と出力の誤差 e は、式 (2.6) のように表される。

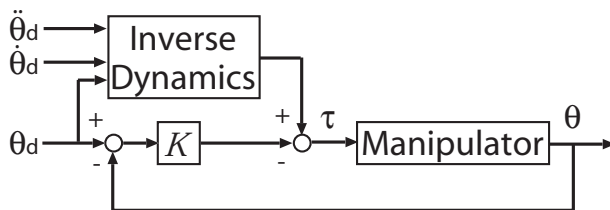


図 2.4: 逆力学を用いた多軸マニピュレータの動的制御のブロック線図

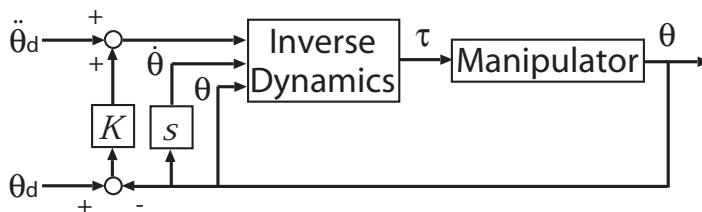


図 2.5: 逆力学を用いた計算トルク法のブロック線図

$$\ddot{e} + Ke = 0 \tag{2.6}$$

2.3 抑圧すべき外乱の分類

制御システムにとって抑圧すべき外乱は、外部から印加されるもの、内部で発生するもの、プラントのノミナル誤差など様々なものが存在する。

2.3.1 システム外部から加えられる外乱

ある制御システムを想定する時、システムの外部から加えられる外乱はトルク等価外乱として図 2.6 のようなブロック線図で表される。ただし、このときの外乱はシステムそのものが揺らされる場合、トルク外乱が直接加えられる場合がある。外部からの振動による外乱の場合には、振動加速度とシステム自身の慣性によってトルク等価外乱として外乱は表現される。図 2.6 中、*ref*、*output*、*d* はそれぞれ指令値、出力、外乱信号を表し、*C*、*P* はコントローラ、プラントのブロック線図を表す。

また、多軸マニピュレータのようなシステムの場合には、それぞれの関節を独立としたシステムとみなすと軸間に生じる干渉力、作用・反作用の力はシステム外部から加えられる外部外乱として理解することができる (図 2.7)。

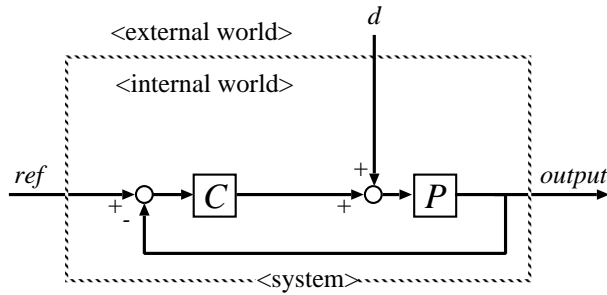


図 2.6: システム外部から外乱が加わる時のブロック線図

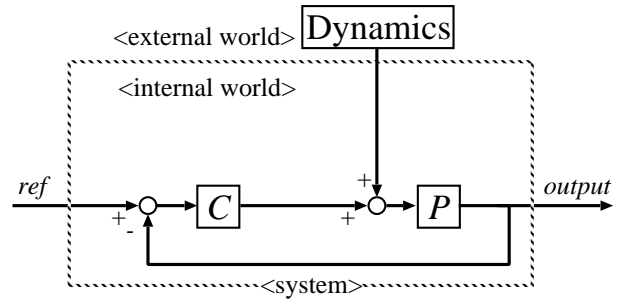


図 2.7: 多軸マニピュレータにおいて各軸独立としたときに外乱 (干渉力) が加わる様子

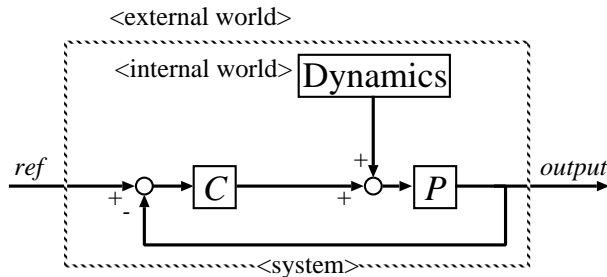


図 2.8: システム内部で外乱が発生するときのブロック線図

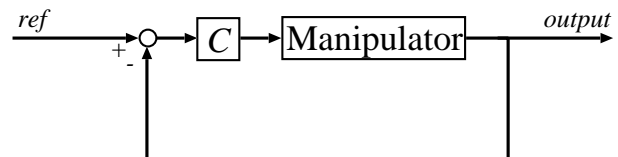


図 2.9: 多軸マニピュレータ全体を一つのシステムとみなしたときのブロック線図

2.3.2 システム内部で発生する外乱

ある制御システムを想定する時、システム内部で外乱が発生してしまう場合は図 2.8 のようなブロック線図で表される。このとき内部で発生してしまう外乱としてはモデル化誤差、パラメータ変動などが挙げられるが、通常、あるダイナミクスをもっていると考えられる。

また、多軸マニピュレータのようなシステムの場合には、各軸独立なシステムとみなすと前節のような外部外乱として扱うことになるが、多軸マニピュレータ全体を一つのシステムとみなすと軸間に生じる干渉力、作用・反作用の力を内部発生する外乱として図 2.8 のように表すことができる。さらに、このような内部発生する外乱を含めて大きな非線形システムとすると図 2.9 のように表すことができる。

2.4 本論文の外乱抑圧制御器について

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

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

また、システム内部で発生する外乱に対しては、通常の線形制御器ではシステムのダイナミクスを考慮した制御手法でないため、フィードバックの時間遅れを小さくするために、

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

2.5 まとめ

本章では、従来の外乱抑圧制御器、外乱をまとめ、現在必要とされている外乱抑圧制御器を述べた。フィードバック制御による外乱抑圧性能は既に飽和気味であり、さらに性能を上げようとするれば、ロバスト安定性を犠牲にしてしまう段階まできている。それに対して、フィードフォワード制御による外乱抑圧手法は最近特に力が入られ、ロバスト安定性を犠牲にすることもないことから、引き続き研究が進んでいくと考えられる。ただし、フィードフォワード入力による手法は制御入力自身が外乱となる可能性もあり、外乱に対して正確に一致するフィードフォワード入力を印加する必要がある。本章以降では、そのような制御入力を設計する手法を紹介していく。

第3章 センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計

3.1 はじめに

3.1.1 本研究の背景と目的

本章ではセンサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御器の設計法について述べる。具体的にはセンサからシステムに加わる外乱までの伝達特性を同定し、センサ信号をその伝達関数に入力することによって、外乱抑圧入力を生成する。前章で述べたように、一般的にある制御系に対して外部からの振動はトルク等価外乱として図3.1のように加わると理解される。したがってセンサを使うことによって、図3.2のように外乱情報を得ることができるが、図3.2にあるようにセンサで観測された信号はさらにシステムに加わるまでにその間にあるダイナミクスによって、変化することが予想される。そこで、外部からシステムに加わるまでの外乱は観測できるという前提のもと、図3.3のようにモデル化する。これに対して、図3.4のようにフィードフォワード入力 u_{FF} を設計し、外乱に対して減じるように入力することによって外乱の影響を打ち消すことができる。また、このように設計された外乱抑圧入力は従来から使われているフィードバック制御器とは独立に設計できるので、制御系全体の再設計をする必要なく適用できるという利点が挙げられる。ここで、 ref 、 $output$ 、 $sensor$ 、 d 、 d' は指令値、出力、センサ信号、外乱、センサで観測される外乱をそれぞれ示し、 C 、 P はコントローラ、プラントのブロック図を示す。

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

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

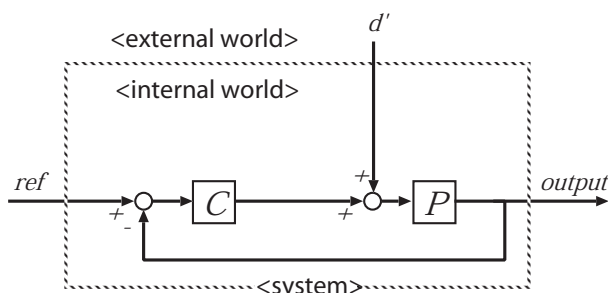


図 3.1: システム外部から外乱が加わる時のブロック線図

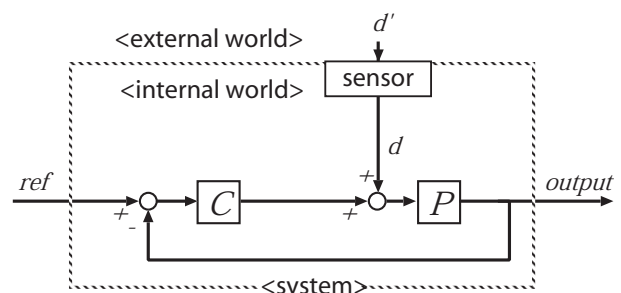


図 3.2: センサを用いて観測された外乱とセンサシステム間で変化してしまう外乱の様子

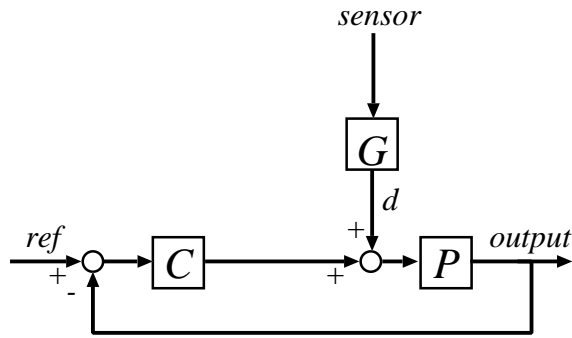


図 3.3: システムに外乱が加わる時のブロック線図

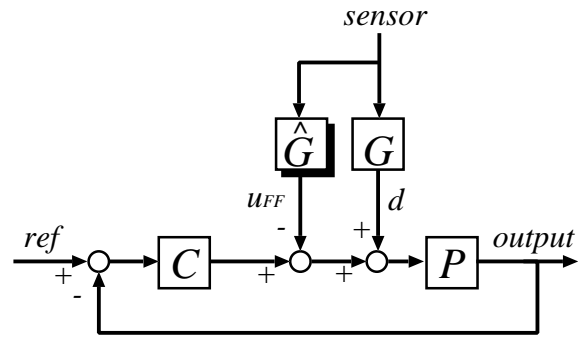


図 3.4: 外乱を打ち消すフィードフォワード入力を加えたときのブロック線図

第 3.4 節では外乱抑圧入力的设计法 (u_{FF} の设计法) について述べ、外乱抑圧入力的设计法により制御性能に違いが生じてしまうことを示し、より外乱抑圧効果が高い外乱抑圧入力の设计手法を提案する。第 3.5 に本章をまとめる。

3.1.2 センサを用いた外乱抑圧制御器の現状

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

White、Tomizuka らは加速度センサから出力信号までの伝達関数を個々に測定することによって、その外乱抑圧制御器を設計している [13]。また、Pannu、Horowitz らも同様に加速センサから出力信号までの伝達特性を同定することによって、外乱抑圧制御器を設計している [14]。また、Beak、Lee らは加速度センサが持つ位相遅れを補償するために位相補償制御器を挿入した制御器を提案している [15]。

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

3.2 伝達特性モデルとオブザーバを用いた外乱推定値の利用

3.2.1 伝達特性モデルの表現方法について

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

$$\begin{aligned} y(k) + a_1 y(k-1) + a_2 y(k-2) + \cdots + a_{N_a} y(k-N_a) \\ = b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) + \cdots + b_{N_b} u(k-N_b) + w(k) \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} y(k) = -a_1 y(k-1) - a_2 y(k-2) - \cdots - a_{N_a} y(k-N_a) \\ + b_1 u(k-1) + b_2 u(k-2) + \cdots + b_{N_b} u(k-N_b) + w(k) \end{aligned} \quad (3.2)$$

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

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

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

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

またここで、

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

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

と定義することによって、ARX モデルは式 (3.8)、(3.9) のように伝達関数表現することができ、その同定モデルは式 (3.10) のように表すことができる。図 3.5 は現実モデル $G(z^{-1})$ と ARX 同定モデルの関係を示し、 $\bar{y}(k)$ は同定モデルのパラメータを用いた $(k-1)$ 時の信号を用いた一段先予測値である。

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

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

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

3.2.2 オブザーバを用いた外乱推定値の利用

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

図 3.6 にオブザーバを用いた外乱推定値の取得方法のブロック線図を示す。図 3.6 中、 Q はローパスフィルタを表し、 P_n はプラント P のノミナルモデルのブロック線図を表す。

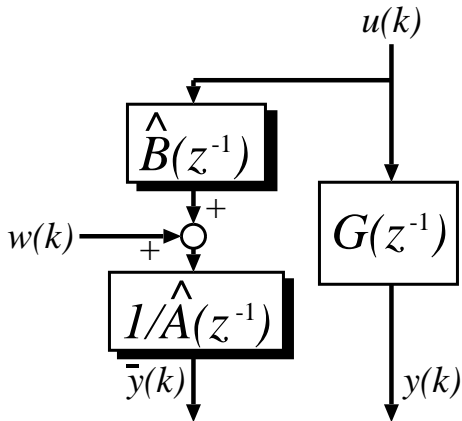


図 3.5: 現実モデルと ARX 同定モデル

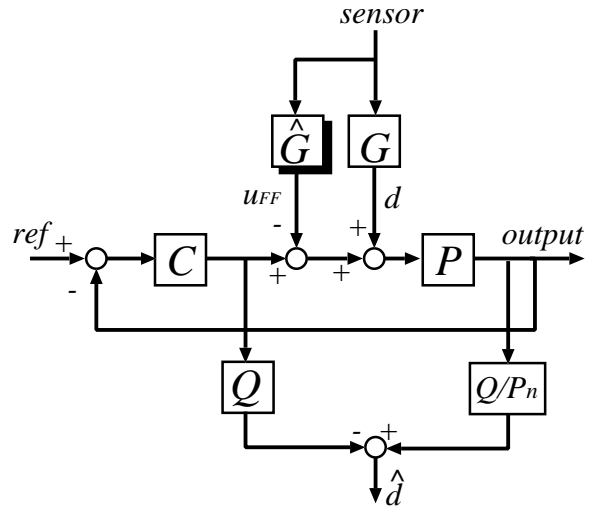


図 3.6: 外乱 $d(k)$ が観測できないときの外乱オブザーバの利用

外乱オブザーバはシステムに加わる外乱とノミナルプラント P_n でモデル化できないプラント誤差を推定し、その外乱推定値をフィードバックすることによって高性能なロバストサーボ系を設計するためのツールであるが、本手法ではその外乱推定機構を利用し、観測することができない外乱 $d(k)$ の代わりにオブザーバによって推定された外乱推定値 $\hat{d}(k)$ を用いる。図 3.6 より、観測することができない外乱 $d(k)$ に対して、オブザーバの外乱推定値 $\hat{d}(k)$ は式 (3.12) のように表すことができる。

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

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

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

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

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

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

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

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

3.3 センサからトルク等価外乱までの伝達特性の同定

3.3.1 オフライン同定とオンライン同定

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

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

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

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

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

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

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

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

3.3.2 オンライン同定手法のパラメータ更新式

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

通常の最小二乗法によるパラメータ更新式

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

$$\hat{\nu}(k) = \hat{\nu}(k-1) + \frac{\Gamma(k-1)\varphi(k)}{1.0 + \varphi^T(k)\Gamma(k-1)\varphi(k)}\varepsilon(k)$$

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

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

忘却係数付きの最小二乗法によるパラメータ更新式

忘却係数付きの最小二乗法のパラメータ更新式を式 (3.23) に示す。時変システムのパラメータ推定を行う場合には過去のデータを指数的に忘却する方法が有効である。忘却係数付きの最小二乗法では現時刻より τ サンプル前の観測値に対して λ^τ の重みをかけるパラメータ更新式であり、設計者は λ により忘却の程度を任意に決めることができる。通常の最小二乗法に対して忘却係数付きの最小二乗法の評価規範は、式 (3.24) のように表すことができる。

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

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

固定トレース法によるパラメータ更新式

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

忘却係数付きの最小二乗法では同定に用いられる信号が小さなものであっても、その信号を基に一定の忘却係数 λ でパラメータが更新されるが、固定トレース法では式 (3.25) のように $\Gamma(k-1)\varphi(k)$ の大小により、パラメータ同定に有効である信号の場合（入出力信号のノルムが大きい場合）には忘却係数を小さくすることによって過去情報を捨て、積極的にパラメータ更新を行う。また、設計者は $\text{tr}\Gamma(0)$ により、忘却のしやすさを任意に決めることができる。固定トレース法の評価規範は、式 (3.26) のように表すことができる。

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

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

3.4 外乱抑圧入力的设计法

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

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

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

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

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

3.4.1 オブザーバの外乱推定値を利用する場合の外乱抑圧入力的设计法

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

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

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

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

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

3.4.2 同定伝達関数の出力を利用する場合の外乱抑圧入力的设计法

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

同定する伝達特性の現実システムと ARX モデルの関係は図 3.5 のようになる。同定が上手く行われているときには図 3.5 中 $y(k) \approx \bar{y}(k)$ と近似することができる ($d(k) \approx u_{FF}(k)$)

ので、理想の一段先予測値 (3.28) の $d(k)$ に同定伝達関数の出力 $u_{FF}(k)$ を代入することで外乱抑圧入力を設計する。

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

3.4.3 外乱抑圧入力の違いによる同定誤差の影響

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

オブザーバの外乱推定値を利用する場合の外乱抑圧入力の設計法の場合

式 (3.13) に式 (3.31) を代入する。

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

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

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

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

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

$$\hat{d}(k) = \frac{Q}{A(z^{-1}) + Q\{1 - \hat{A}(z^{-1})\}} [\{B(z^{-1}) - \hat{B}(z^{-1})\}sensor(k) - \{A(z^{-1}) - \hat{A}(z^{-1})\}u_{FF}(k) - A(z^{-1})\xi(k)] \quad (3.37)$$

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

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

同定伝達関数の出力を利用する場合の外乱抑圧入力の設計法の場合

前節と同様に式 (3.13) に式 (3.32) を代入する。

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

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

表 3.1: 外乱抑圧入力設計法の比較

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

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

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

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

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

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

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

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

3.5 まとめ

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

第4章 再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧

4.1 はじめに

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

近年、多軸マニピュレータのような複雑な動力学が生じてしまうシステムでは外乱オブザーバを用いて各軸独立で制御することにより、従来の計算トルク法に比べて容易に高性能なサーボ系を実現することが可能になった [8][9]。しかし、外乱オブザーバはプラントへの入力と出力の差から外乱を推定して直接フィードバックするために、外乱の速さに対して十分速いサンプリングタイムで設計しないと加えられる外乱との時間のズレから不安定になってしまうという欠点があった。また、外乱オブザーバは外部から加わった外乱とプラント誤差を一括して推定する手法であるが、位置領域の周期外乱に焦点をあて、外乱オブザーバを利用して周期外乱の抑圧を行うという研究も報告されている [16]。

そこで、本研究では上記手法に対して、

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

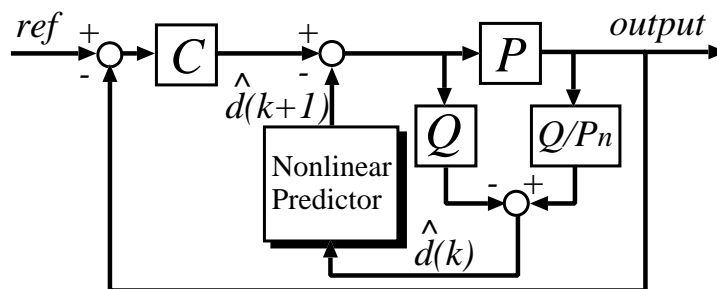


図 4.1: 非線形予測器を適用した外乱予測値フィードフォワード制御系のブロック線図

を改善することを目的として提案する非線形予測器の設計を行う。

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

4.2 再構成アトラクタを用いた非線形外乱予測器の設計

4.2.1 状態空間内のアトラクタについて

システム内部で自己発生する外乱またはダイナミクスを持つ外乱の予測手段として、カオス現象の解析に用いられるアトラクタを利用する [17]。

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

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

また、状態空間内の安定な軌跡の中でも特に近傍の軌跡さえも引き付ける軌跡をアトラクタと呼ぶ [18][19]。特にカオス的な挙動を示すランダムにみえる信号では、状態空間に投影することによって初期値に依存することなく幾何学図形を描くシステムが数多く存在する。そのため、カオス現象の解析ではこのような性質を利用し、アトラクタを描くことによってシステムの解析を行う。本研究ではこのようなアトラクタの性質を利用し、従来ランダム信号として制御することを諦めていた信号について制御することを目指し、非線形予測器の設計に利用する。また、もともとのシステムがカオス的な挙動を示さない場合、またアトラクタとして近傍の軌跡を引き付けない場合であっても状態空間の軌跡がシステムのダイナミクスを表現するという性質を利用し、状態空間の軌跡を非線形予測器の設計に利用する。

図 4.2 にカオス的な挙動を示さないシステムのアトラクタ、またカオス的な挙動を示すシステムのアトラクタの一例として図 4.3 に E.N.Lorenz 方程式、図 4.4 に O.E.Rössler 方程式、図 4.5 にダブルスクロールアトラクタの例を示す。図 4.2(a) は減衰振動、(b) は定常振動、(c) は複数の周波数がある場合の定常振動のアトラクタを表す。図 4.3、4.4、4.5 はそれぞれ低次元の数学モデルで表されたカオスモデルを表し、時系列上では一見ランダムに見えるシステムでもアトラクタ上では体系的な様相を表していることがわかる。図 4.3、4.4 中、 (x, y, z) は状態変数を表し、 (a, b, c) は定数項を表す。また、図 4.5 中、 (v_{c1}, v_{c2}, i_L) は状態変数を表し、 (C_1, C_2, G) は定数項を表す。さらに、 $g(v_{c1})$ は式 (4.2) で表される非線形関数を示し、式 (4.2) 中、 (m_0, m_1, B_p) は定数項を示す。

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

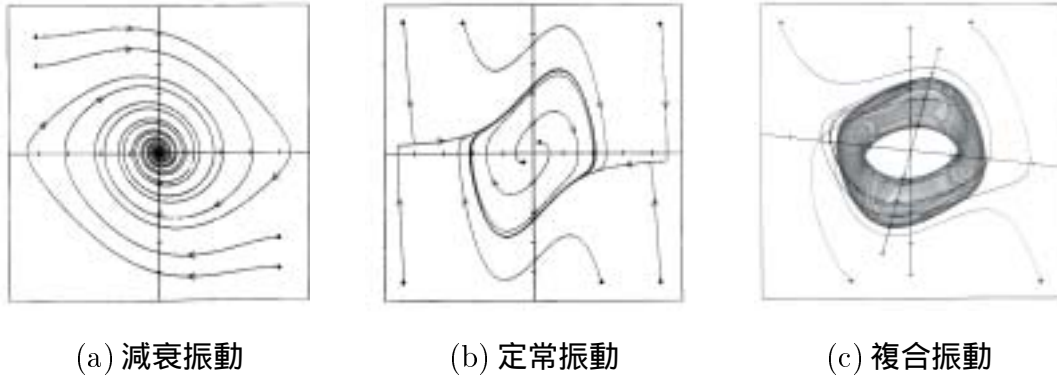


図 4.2: カオス的な挙動を示さない場合のアトラクタ

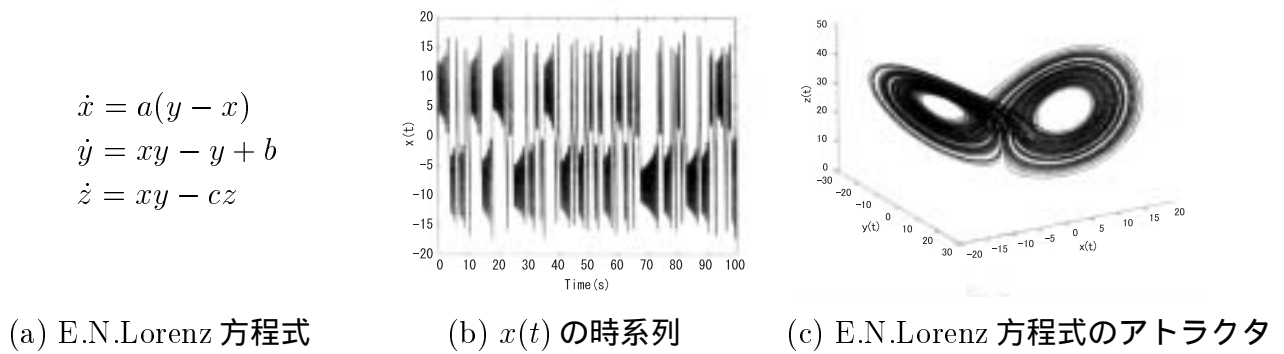


図 4.3: E.N.Lorenz 方程式の時系列とアトラクタ

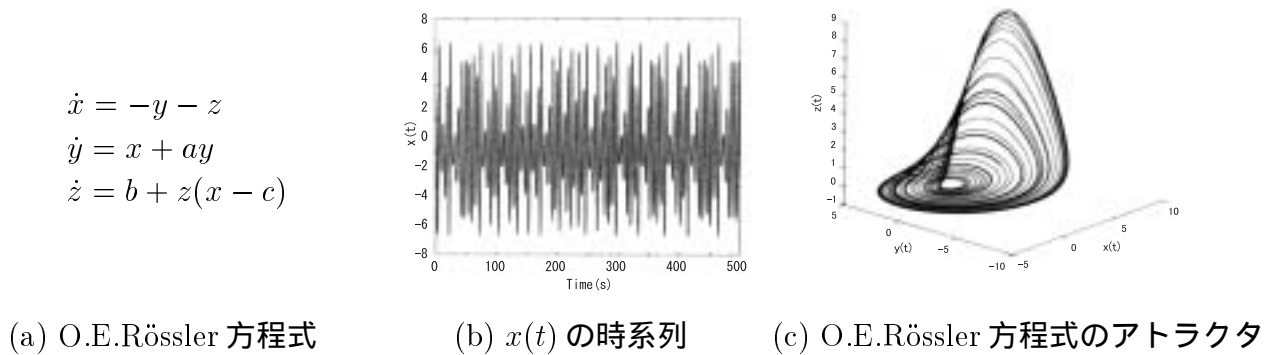


図 4.4: O.E.Rössler 方程式の時系列とアトラクタ

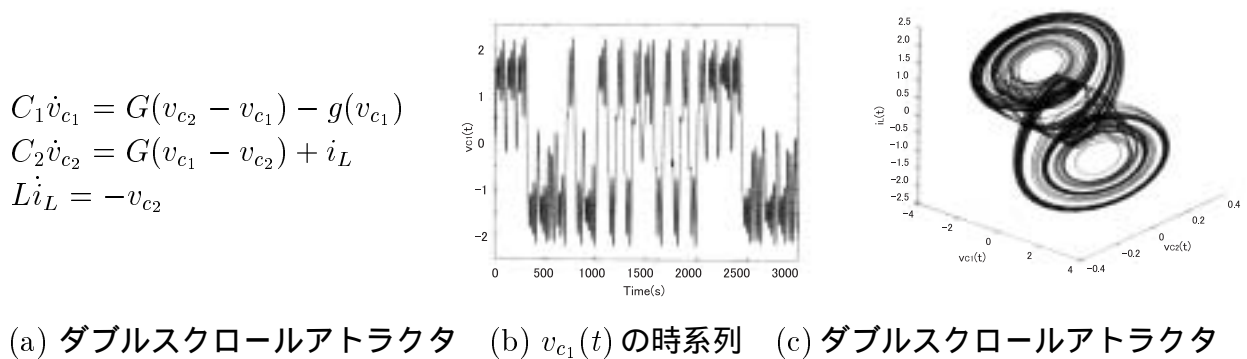


図 4.5: ダブルスクロールアトラクタの時系列とアトラクタ

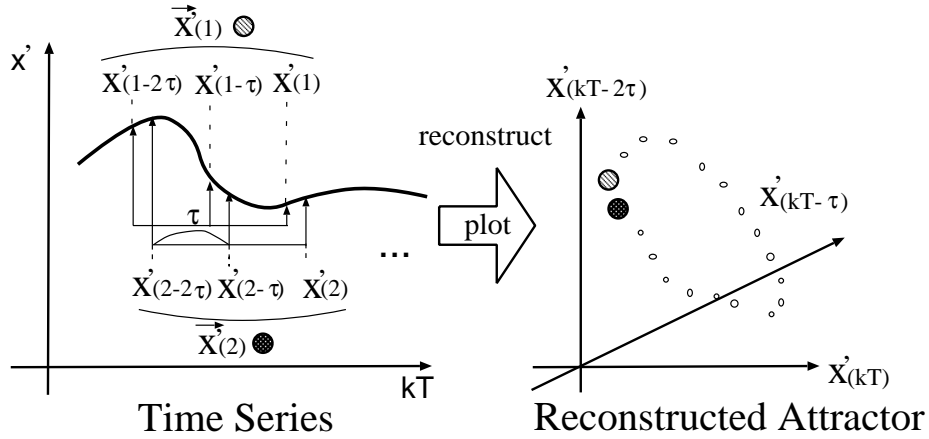


図 4.6: 遅れ座標系を用いた再構成アトラクタ

4.2.2 再構成アトラクタを用いたダイナミクス表現

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

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

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

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

を満たしていれば、 $x(k)$ と $x'(k)$ は微分同相になっており、力学的な性質は保存されることが Takens によって示されている (埋め込み定理) [20]。ただし、式 (4.3) 中、遅れ座標系ベクトルの時間遅れ τ は任意であるが、遅れ時間 τ の選び方によって再構成アトラクタの幾何学模様は大きく変わってくるので、その選び方は様々な手法が提案されている。また埋め込み定理によって、 $q \geq 2D + 1$ であれば、力学系が保存されることが保証されているが、 $q < 2D + 1$ であっても力学的な性質が保存されることもある。

4.2.3 再構成アトラクタを用いた非線形外乱予測器の設計

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

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

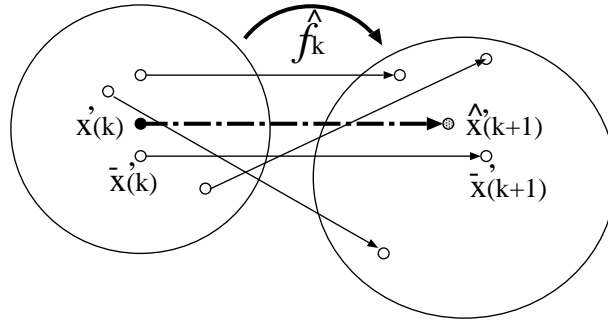


図 4.7: 次ステップ時の非線形予測

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

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

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

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

以下に非線形予測の具体的な順序を示す。

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

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

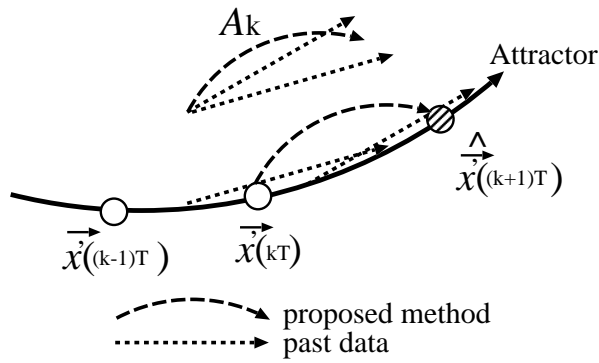


図 4.8: 再構成アトラクタ上における非線形予測

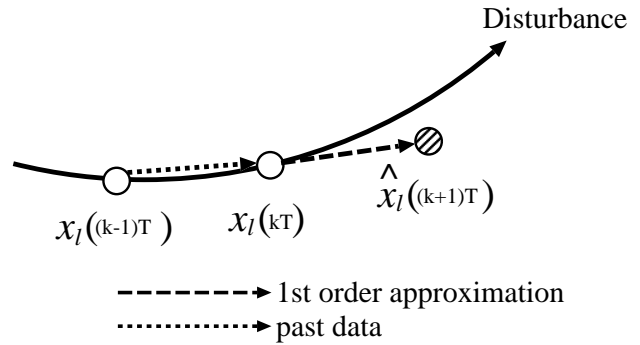


図 4.9: 外乱時系列上における一次線形近似による線形予測

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

4.3 まとめ

本章では、カオス分野でよく用いられる再構成アトラクタを用いて、非線形外乱予測器を構成する方法を述べた。この方法により、ダイナミクスの方程式が未知であったとしても、その時系列を用いることによって、再構成アトラクタを構成し、正確にその時系列の未来値を得ることができる。これを利用することにより、制御系にこの予測器を応用した場合に、時間遅れのない外乱補償が可能になると期待される。第 6 章に本章で述べた外乱予測器を多軸マニピュレータに応用した場合の外乱補償の様子を述べる。

第5章 磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系への適用

5.1 はじめに

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

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

5.2 磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系への適用

5.2.1 磁気ディスク装置位置決め制御系の特徴

磁気ディスク装置は1956年にIBMによって開発されて以来、コンピュータの外部記憶装置として大きく発展し続けている。特にここ数年の性能向上は目を見張るものがあり、図5.1に示すように記憶密度は年率100%で向上し、他の情報記憶装置を凌駕している[21]。このため、単位ビットあたりのコストも低く、磁気ディスク装置は今後も高い需要を維持していくと考えられる。しかし、こうした性能向上の影には記憶密度の向上に加えて高精度に追従するヘッドの位置決め制御系の高性能化が必要不可欠である。そこで、本節では磁気ディスク装置における位置決め制御系の特徴について述べる。

磁気ディスク装置の外観を図5.2に示す。データの記録されているディスクはスピンドルモータによって一定速度で回転し、記録再生・書き込みのためのヘッドはスライダと呼ばれる浮上機構によってディスク面に対して十数ナノメートルの距離を保って浮上し、スライダはサスペンションによって支持されている。また、サスペンションはキャリッジに取り付けられ、回転軸の反対側にあるボイスコイルモータと呼ばれるリニアDCモータによって駆動、揺動運動をする。この動きによって、ヘッドはディスク面上の目標データトラックに移動・位置決めすることができる。

磁気ディスク装置の位置決め制御系は記録再生・書き込み時、記録トラック検索時によって異なる制御要求に対応しなくてはならない。そこで、複数の制御器を用意することによって、目的にあった制御器を切替えて使用する。

- シークモード

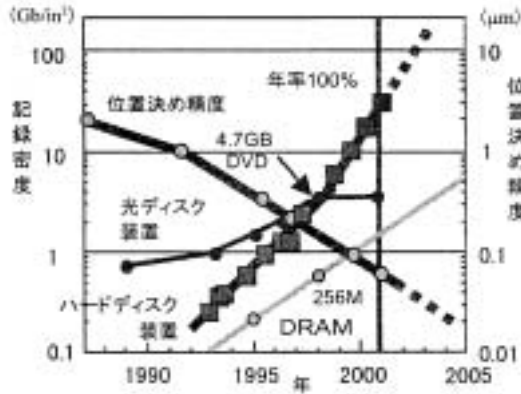


図 5.1: 磁気ディスク装置の記録密度の動向

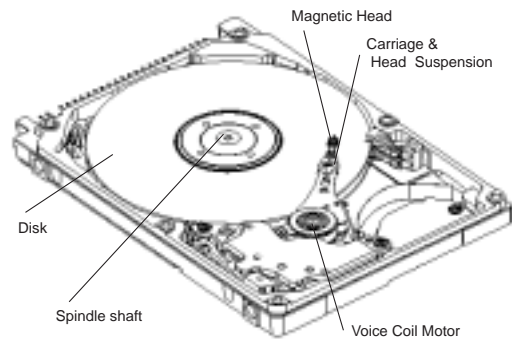


図 5.2: 磁気ディスク装置の概観図

⇒ 記録検索時に現在のトラック位置から目標トラックまで高速に移動する。

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

- フォロイングモード

⇒ 記録再生・書き込み時に目標トラックに高精度位置決めする。

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

5.2.2 一般的な位置決め制御系と磁気ディスク装置位置決め制御系の違い

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

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

以上に挙げた磁気ディスク装置位置決め制御系の特徴は、一般的な位置決め制御系では

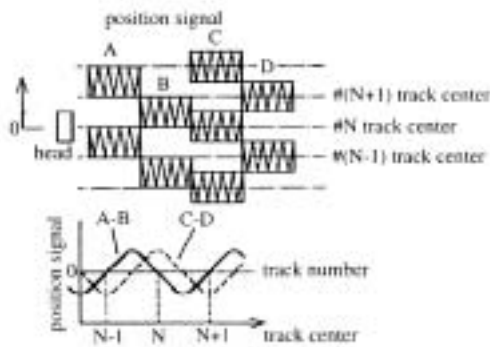


図 5.3: 磁気ディスク装置に描かれている位置

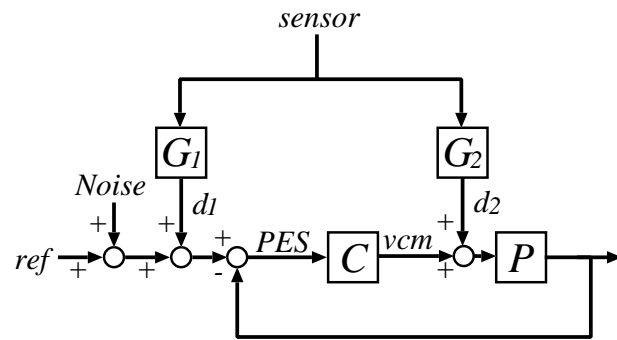


図 5.4: 磁気ディスク装置位置制御系に外部振動が印加された際のブロック線図

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

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

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

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

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

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

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

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

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

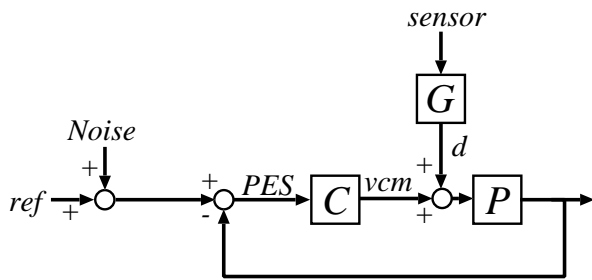


図 5.5: 磁気ディスク装置への外乱を一つの伝達関数で表したときのブロック線図

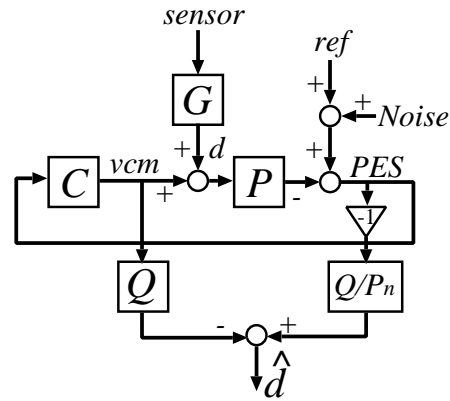


図 5.6: PES 信号と vcm から外乱を推定する変形外乱オブザーバのブロック線図

上記に示したように、外部から加わった振動はある伝達特性を持って PES 信号に影響を与えてしまう。したがって、第 3 章で提案した外乱抑圧手法を適用することによって、外部振動を打ち消し、ヘッドが高精度に目標トラックに追従できることを示す。

5.3 センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御の実験的検討

5.3.1 実験の概要

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

このような実験環境のもと、第 3 章で提案した外乱抑圧制御器を適用する。式 (3.1) に示す ARX モデルにおいて分母分子四次 ($N_a = N_b = 4$) の多項式とした伝達関数により加速度センサからシステムまでの伝達特性を表現した (式 (5.4))。さらに雑音の影響を無視した伝達関数表現は式 (5.5) のようになる。実験で使用した制御用 PC では CPU の演算速度から最小二乗法を用いる場合には分母分子四次のパラメータ同定が限界であった。またオブザーバに用いるローパスフィルタはカットオフ周波数を上げすぎると雑音の影響が大きくなるので $500[\text{Hz}]$ とした。

$$\begin{aligned}
 d(k) + a_1 d(k-1) + a_2 d(k-2) + \dots + a_4 d(k-4) \\
 = b_1 \text{sensor}(k-1) + b_2 \text{sensor}(k-2) + \dots + b_4 \text{sensor}(k-4) + w(k) \quad (5.4)
 \end{aligned}$$

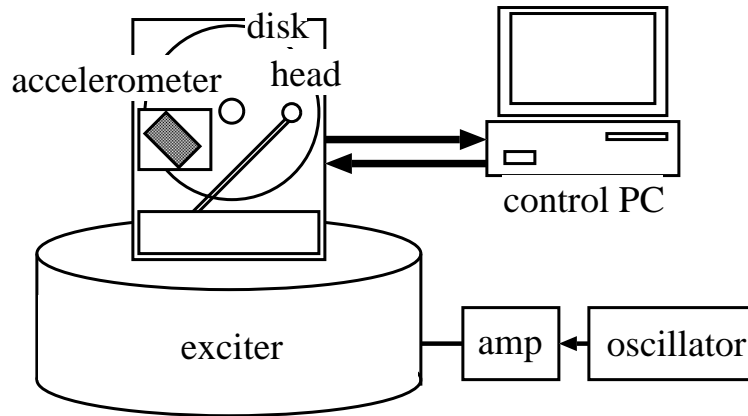


図 5.7: 実験環境の概観図

$$d(k) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_4 z^{-4}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_4 z^{-4}} \text{sensor}(k) \quad (5.5)$$

5.3.2 外乱抑圧入力的设计法の違いによる性能比較

第3章で紹介した外乱抑圧入力の设计法について、

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

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

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

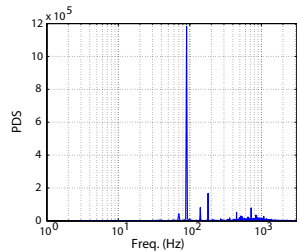
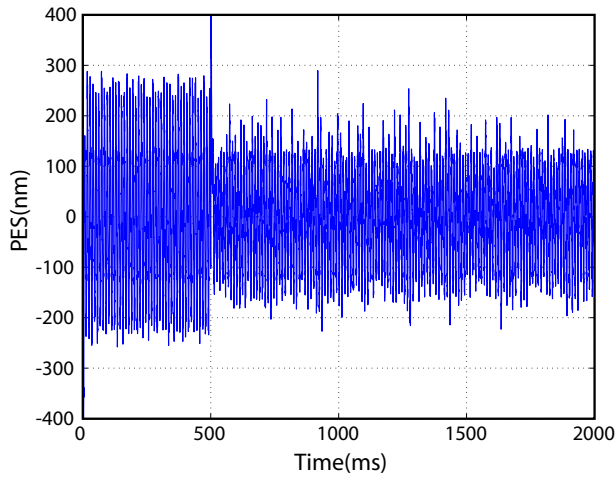
$$u_{FF,2}(k) = \{1 - \hat{A}(z^{-1})\} \{\hat{d}(k) + Q \cdot u_{FF}(k)\} + Q \hat{B}(z^{-1}) \text{sensor}(k) \quad (5.7)$$

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

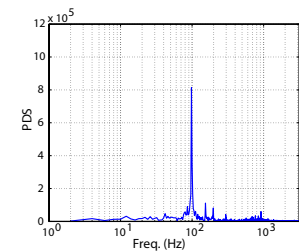
実験は周波数 90[Hz] の正弦波上の外乱を振幅 1[G] 程で磁気ディスク装置に与えた。各設計手法において 0[ms] ~ 500[ms] については外乱抑圧入力を与えずに、500[ms] ~ 2000[ms] に外乱抑圧入力を与え、外乱抑圧制御を適用した。また、伝達特性の同定にはそれぞれ忘却係数付きの最小二乗法を用いて、パラメータ更新をしている。

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

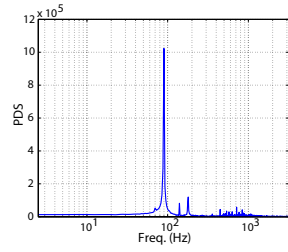
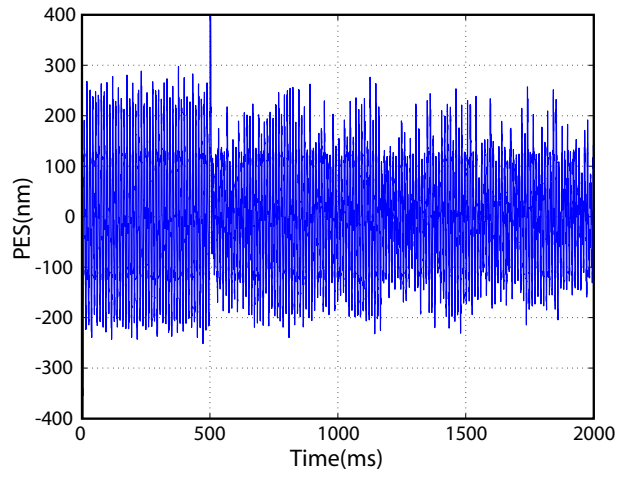
表に各外乱抑圧入力の外乱抑圧性能の比較を示す。3 σ で評価することによって、磁気ディスク装置のヘッドが目標トラック中心から離れる距離を表すことができる。式 (5.8) で表さ



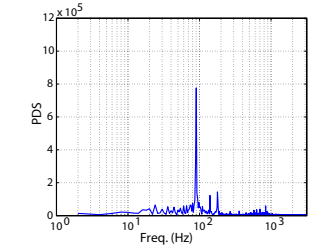
(a)0[ms] ~ 500[ms]
外乱抑圧無し



(b)1500[ms] ~ 2000[ms]
外乱抑圧有り



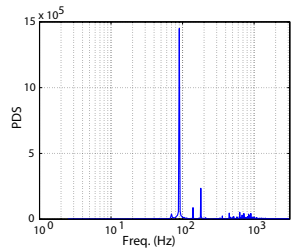
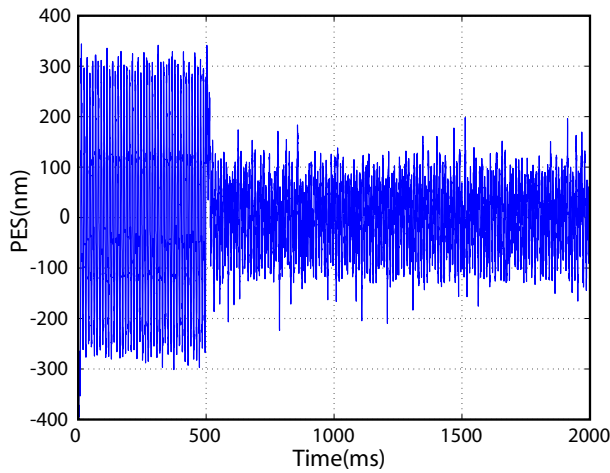
(a)0[ms] ~ 500[ms]
外乱抑圧無し



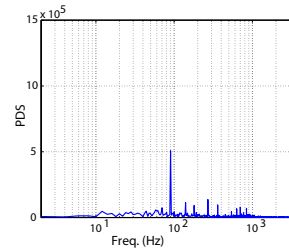
(b)1500[ms] ~ 2000[ms]
外乱抑圧有り

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

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



(a)0[ms] ~ 500[ms]
外乱抑圧無し



(b)1500[ms] ~ 2000[ms]
外乱抑圧有り

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

表: 各外乱抑圧入力の外乱抑圧性能の比較

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

* 抑圧率は抑圧された位置誤差信号を示す。

れる外乱抑圧入力 $u_{FF,3}$ が 63.6[%] の抑圧率を示し、 PES 信号時系列からも一番外乱抑圧されているのがわかる。以上の結果から以降の実験は全て $u_{FF,3}$ の外乱抑圧入力の設計方法で実験を行う。

5.3.3 単一の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧性能

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

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

に分けて各周波数帯に帯する制御性能について述べる。

低周波数外乱に対する抑圧性能 (60 ~ 80[Hz])

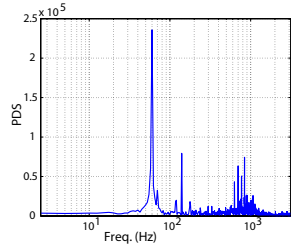
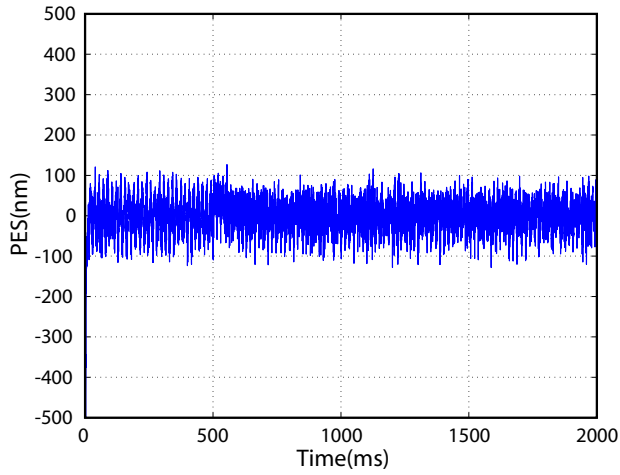
図 5.11、5.12、5.13 に 60[Hz]、70[Hz]、80[Hz] の低周波数外乱を加えたときに観測された PES 信号の時系列と外乱抑圧前・外乱抑圧後の PES 信号のフーリエ変換の周波数特性を示す。フーリエ変換の周波数特性から与えた周波数の外乱は抑圧されていることは確認できるが、 PES 信号からは顕著に外乱抑圧されていることは確認できない。これは外乱が低周波数帯のときには既存のフィードバック制御器が上手く働くので、外から振動を与えた場合でも制御性能は悪くなることはない結論付けられる (各図 0[ms] ~ 500[ms])。また、提案する外乱抑圧制御を適用した後 (各 500[ms]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

中周波数外乱に対する抑圧性能 (90 ~ 200[Hz])

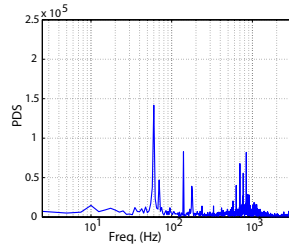
図 5.14、5.15、5.16 に 90[Hz]、100[Hz]、200[Hz] の中周波数外乱を加えたときに観測された PES 信号の時系列と外乱抑圧前・外乱抑圧後の PES 信号のフーリエ変換の周波数特性を示す。外乱が中周波数帯のときには既存のフィードバック制御器の外乱抑圧特性の帯域を越えているので、この周波数の外乱を加えると PES 信号の時系列は極端に悪くなってしまふ (各図 0[ms] ~ 500[ms])。しかし、提案する外乱抑圧制御を加えることによって外乱は打ち消され、高性能な位置決め制御性能が得られる (各図 500[ms] ~ 2000[ms])。

高周波数外乱に対する抑圧性能 (300 ~ 400[Hz])

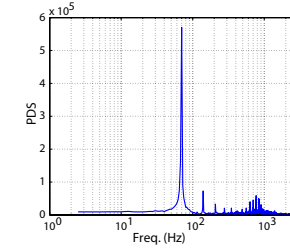
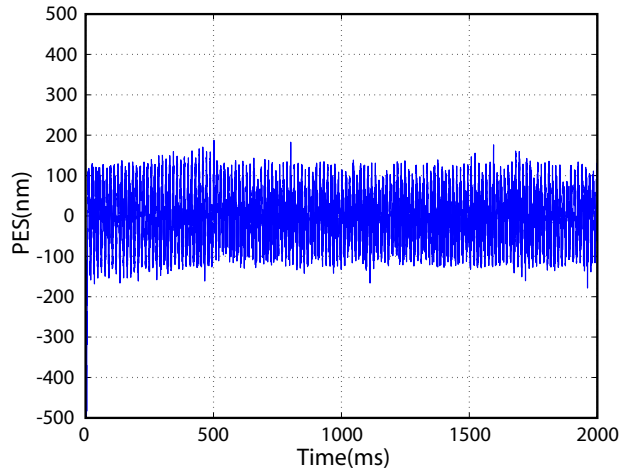
図 5.17、5.18 に 300[Hz]、400[Hz] の高周波数外乱を加えたときに観測された PES 信号の時系列と外乱抑圧前・外乱抑圧後の PES 信号のフーリエ変換の周波数特性を示す。外乱が高周波数帯のときには大きな外乱を加えたときにも低周波数外乱を加えたときと同様に



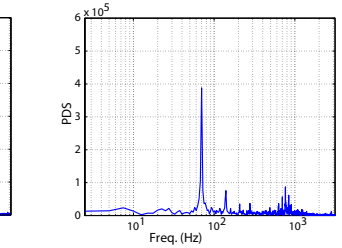
(a)0[ms] ~ 500[ms]
外乱抑圧無し



(b)1500[ms] ~ 2000[ms]
外乱抑圧有り



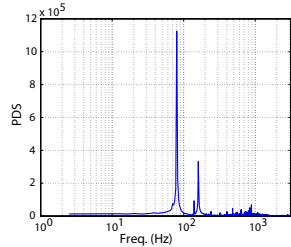
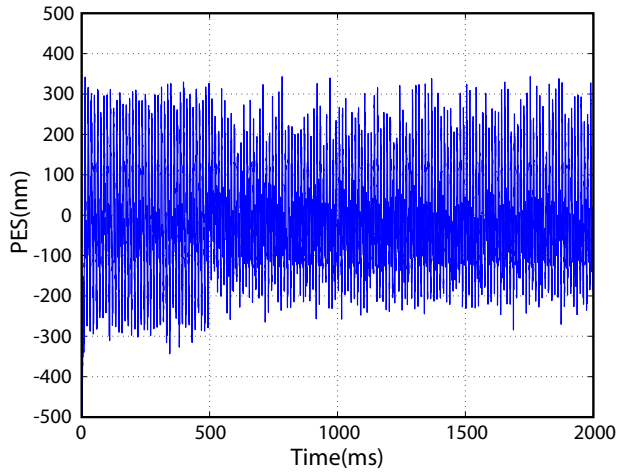
(a)0[ms] ~ 500[ms]
外乱抑圧無し



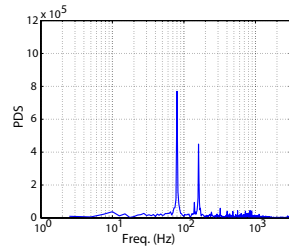
(b)1500[ms] ~ 2000[ms]
外乱抑圧有り

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

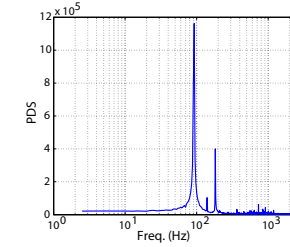
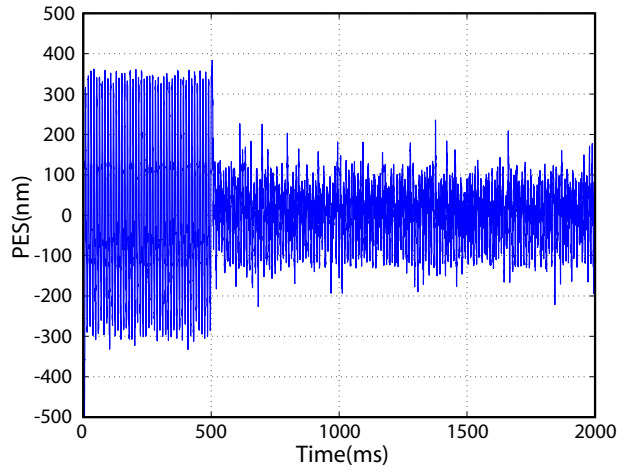
図 5.12: 70[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換



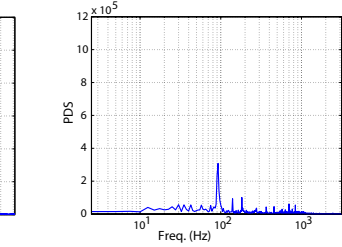
(a)0[ms] ~ 500[ms]
外乱抑圧無し



(b)1500[ms] ~ 2000[ms]
外乱抑圧有り



(a)0[ms] ~ 500[ms]
外乱抑圧無し

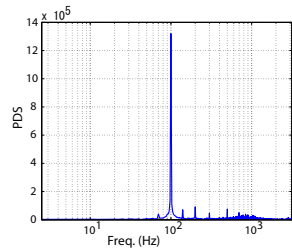
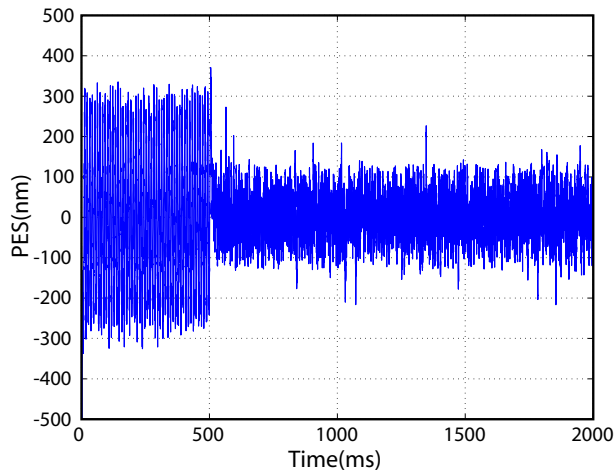


(b)1500[ms] ~ 2000[ms]
外乱抑圧有り

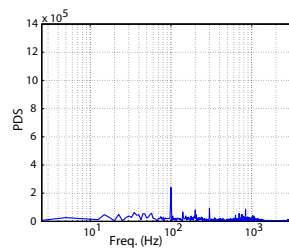
図 5.13: 80[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換

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

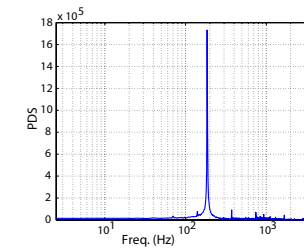
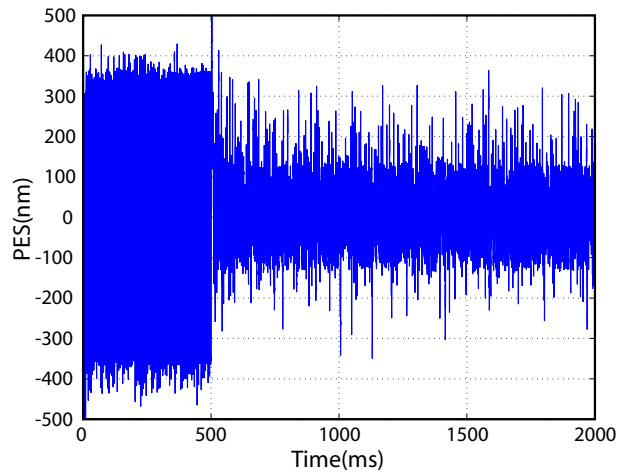
5.3 センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御の実験的検討



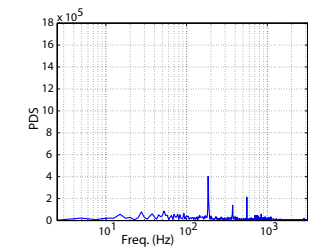
(a) 0[ms] ~ 500[ms]
外乱抑圧無し



(b) 1500[ms] ~ 2000[ms]
外乱抑圧有り



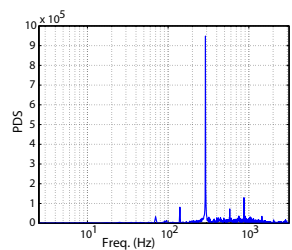
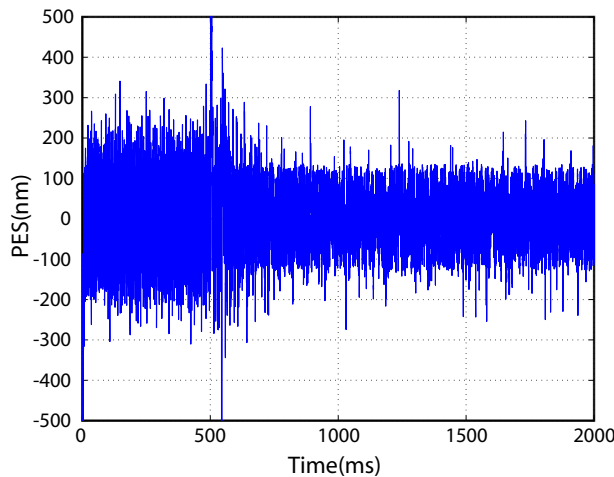
(a) 0[ms] ~ 500[ms]
外乱抑圧無し



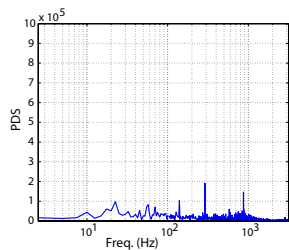
(b) 1500[ms] ~ 2000[ms]
外乱抑圧有り

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

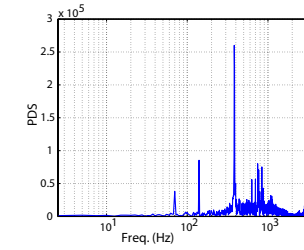
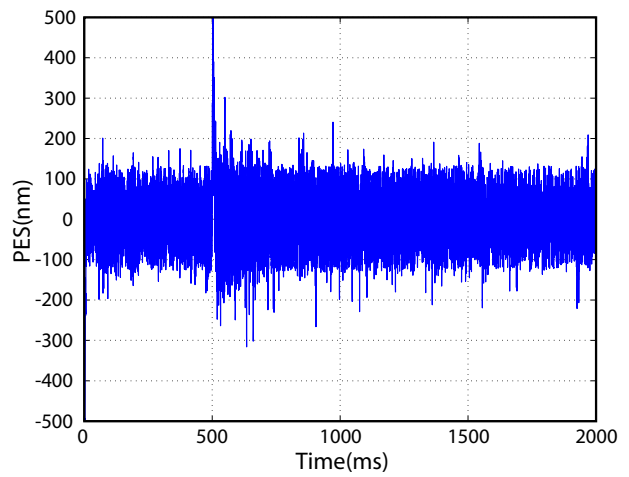
図 5.16: 200[Hz] の単一周波数外乱を加えたときの PES 信号とフーリエ変換



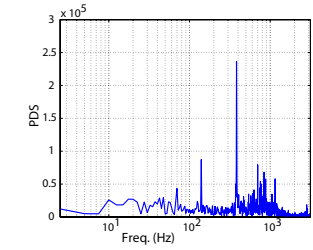
(a) 0[ms] ~ 500[ms]
外乱抑圧無し



(b) 1500[ms] ~ 2000[ms]
外乱抑圧有り



(a) 0[ms] ~ 500[ms]
外乱抑圧無し



(b) 1500[ms] ~ 2000[ms]
外乱抑圧有り

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

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

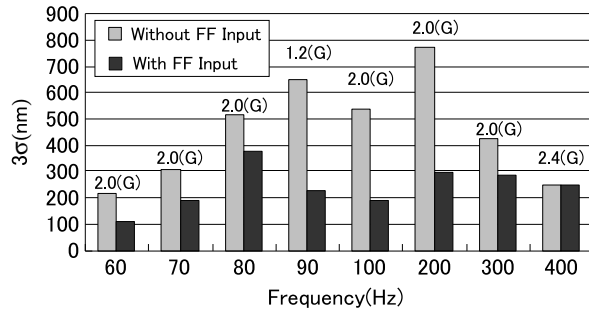


図 5.19: 単一周波数外乱をくわえたときの外乱抑圧率の様子

表 5.1: 単一の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧率

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

* 抑圧率は抑圧された位置誤差信号を示す。

制御性能は悪くならない。これは外乱から PES 信号までの感度関数が積分特性をもっているために、システムの伝達特性が高周波帯域ではゲインが下がるため、PES 信号にあまり悪影響を与えないためだと考えられる。

以上の実験結果から提案する外乱抑圧制御は既存のフィードバック制御系では抑圧することができない 90 ~ 200[Hz] の中周波数外乱に対して顕著に制御性能が上がる実証された。また、その他の周波数帯においても外部振動の成分は抑圧され、このとき既存のフィードバック制御系、また機構そのものが持つ外乱抑圧性能を妨げることはない。また、表 5.1 に単一の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧率を示す。3σ を用いた外乱抑圧性能では各周波数で抑圧されていることがわかる。図 5.20、5.21 に単一の周波数成分をもつ外乱に対して同定した結果、ARX モデルとして得られた伝達特性のボード線図を示す。

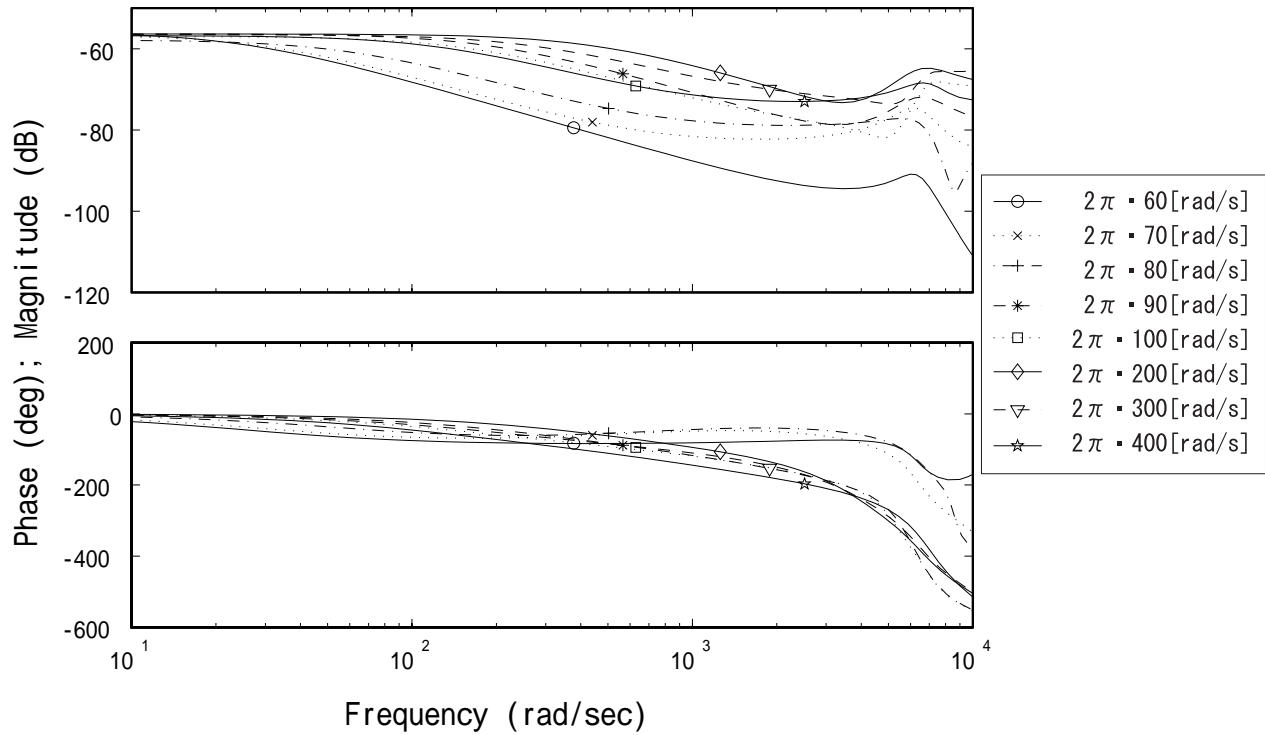


図 5.20: 単一周波数外乱をくわえたときに同定された各周波数での伝達特性

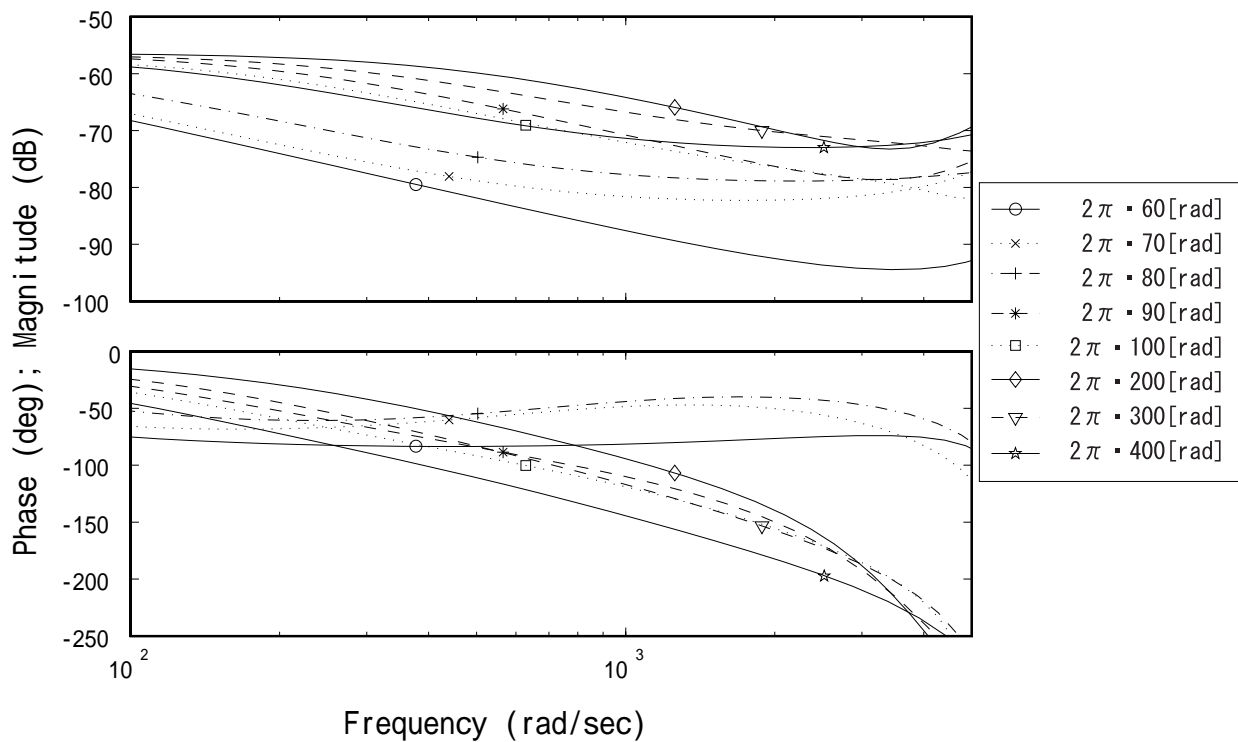
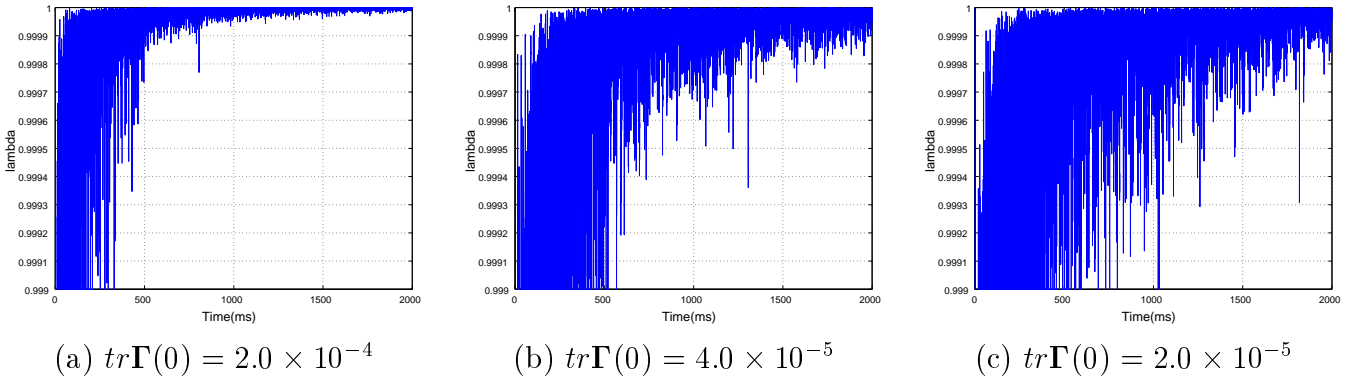


図 5.21: 単一周波数外乱をくわえたときに同定された各周波数での伝達特性 (拡大図)


 図 5.22: $tr\Gamma(0)$ を変化させたときの $\lambda(k)$ の時間変化の様子

5.3.4 同定手法の違いによる性能比較

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

固定トレース法の忘却係数の設定について

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

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

90[Hz] の振動外乱を磁気ディスク装置に加え、 $tr\Gamma(0)$ によって、忘却係数がどのように変化するかを実験により検証した。図 5.22 に $tr\Gamma(0)$ の違いによる $\lambda(k)$ の時間変化の様子を示す。通常、最小二乗法では共分散行列 $\boldsymbol{\Gamma}(k)$ は大きな初期値を持たせるので、値が収束するまでの間は $\lambda(k)$ は式 (5.9) より小さな値を持つことがわかる。また、次節以降、固定トレース法では $tr\Gamma(0) = 2.0 \times 10^{-5}$ とする。

周波数が時間変動する外乱に対する抑圧性能

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

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

図 5.23、5.25、5.26、5.27、5.28 に通常の最小二乗法を用いた場合の位置誤差信号の時系列、実験の時間経過、パラメータ変動の様子、各時間で同定されたボード線図を示す。通常の最小二乗法では、90[Hz] から 100[Hz] に振幅が変わることによって、外乱抑圧性能が下がっていることがわかる。これは加速度センサからシステムに加わるまでの伝達特性が 90[Hz] の場合と 100[Hz] の場合で異なるために 90[Hz] で同定された特性を持ち続けるこの同定手法が外乱に対して柔軟に対応できていないためだと考えられる。ただし、100[Hz] の外乱になった後では最小二乗法の評価規範式 (3.22) より徐々に 100[Hz] の信号が増えるので、徐々に PES 信号の振幅に減少が見られる。

図 5.29、5.31、5.32、5.33、5.34 に忘却係数付きの最小二乗法を用いた場合の位置誤差信号の時系列、実験の時間経過、パラメータ変動の様子、各時間で観測されたボード線図を示す。このときの忘却係数は $\lambda = 0.999$ とした。図 5.29 より忘却係数を使う場合には外乱の周波数が変わった後でも瞬時にパラメータが更新され、外乱抑圧性能に変化がないことがわかる。図 5.33、5.34 に 90[Hz]、100[Hz] それぞれで同定された伝達特性のボード線図を示す。通常の最小二乗法で同定された伝達特性のボード線図 5.28 に対して図 5.34 のボード線図では先に示した 100[Hz] 外乱を加えたときの伝達特性に一致すると考えられたが、ボード線図では一致が見られなかった。これは、実験時の時間差のために加速度センサから外乱までの伝達特性が変わったためだと考えられる。しかし、忘却係数付きの最小二乗法では、このような変動に対してもパラメータ更新され柔軟に対応されるといえる。

図 5.35、5.37、5.38、5.39、5.40 に固定トレース法を用いた場合の位置誤差信号の時系列、パラメータ変動の様子、各時間で観測されたボード線図を示す。忘却係数付きの最小二乗法と同様に固定トレース法でも外乱の周波数が変わった場合に柔軟にパラメータ更新が行なわれ、外乱抑圧性能に変わりがないことがわかる。また、ボード線図に関しては上述したように加速度センサから外乱までの伝達特性が単一周波数外乱印加時と変わったために異なる伝達特性が同定されたと考えられる。

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

振幅が時間変動する外乱の対する抑圧性能

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

図 5.41、5.42、5.43、5.44、5.45 に通常の最小二乗法を用いた場合の位置誤差信号の時系列、観測された加速度信号の時系列、パラメータ変動の様子、各時間で観測されたボード線図を示す。通常の最小二乗法では外乱の振幅が変わろうとパラメータ更新に対して変動はなく、振動の振幅を元に戻した後でも始めの外乱抑圧性能が得られていることがわかる。

図 5.46、5.47、5.48、5.49、5.50 に忘却係数付きの最小二乗法を用いた場合の位置誤差信

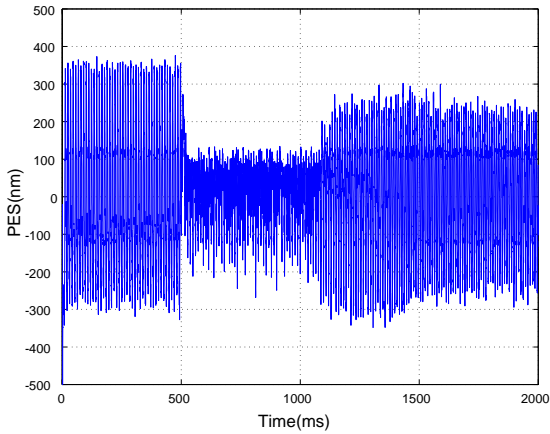


図 5.23: 通常の最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときの PES 信号時系列

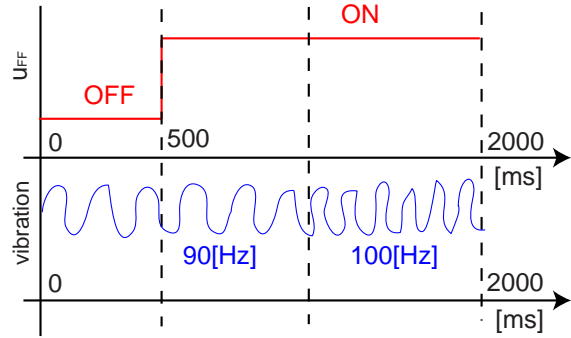


図 5.24: 実験時の外乱抑圧入力と振動の様子

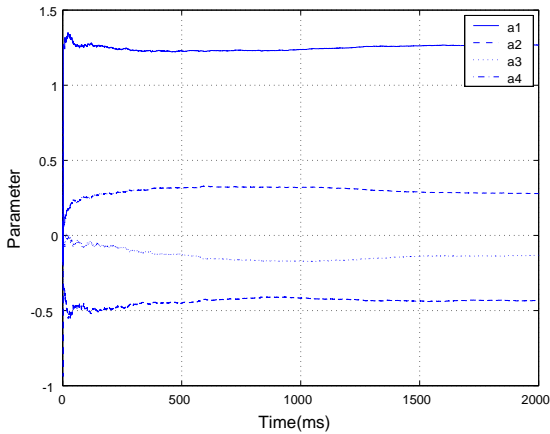


図 5.25: 通常の最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子

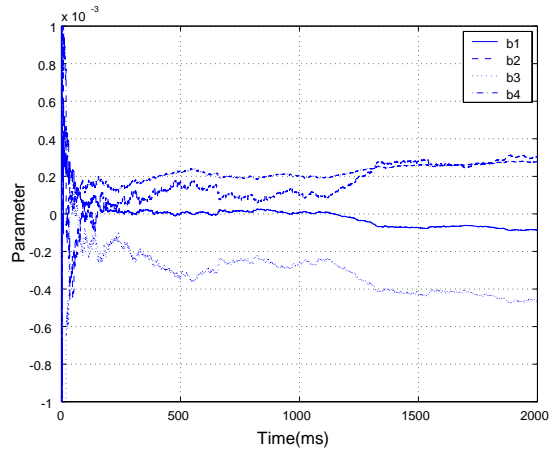


図 5.26: 通常の最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子

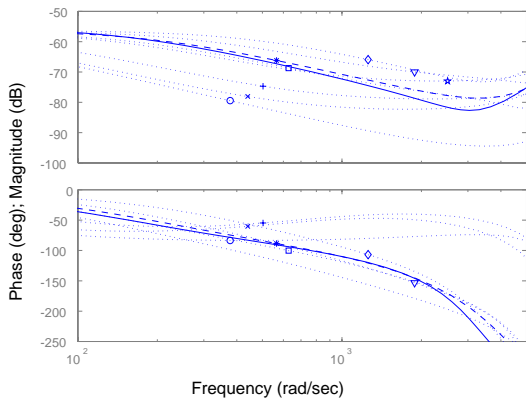


図 5.27: 600[ms] 時の同定伝達特性のボデー線図

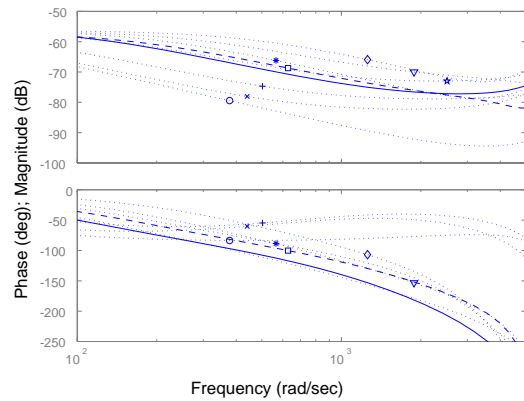


図 5.28: 2000[ms] 時の同定伝達特性のボデー線図

5.3 センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御の実験的検討

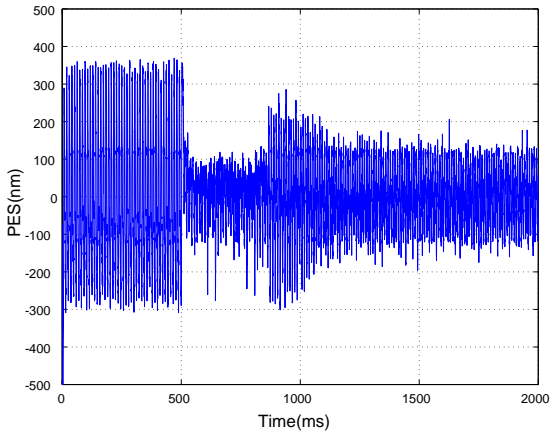


図 5.29: 忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときの PES 信号時系列

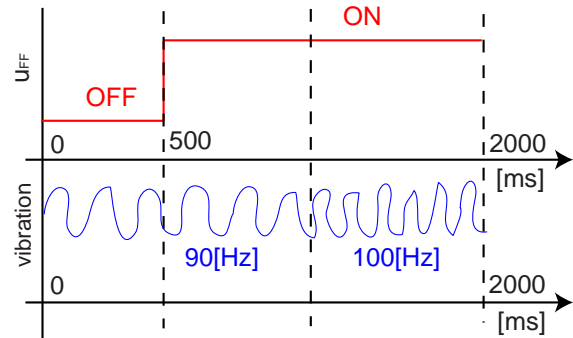


図 5.30: 実験時の外乱抑圧入力と振動の様子

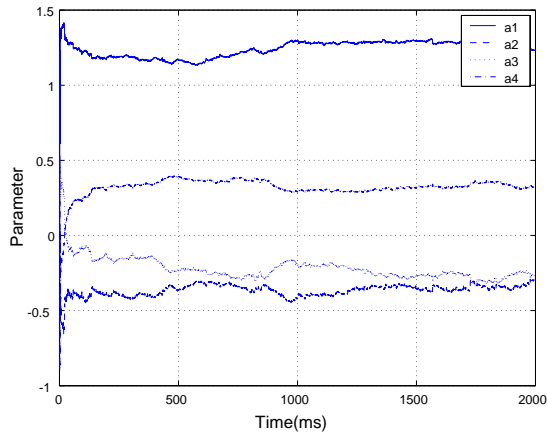


図 5.31: 忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子

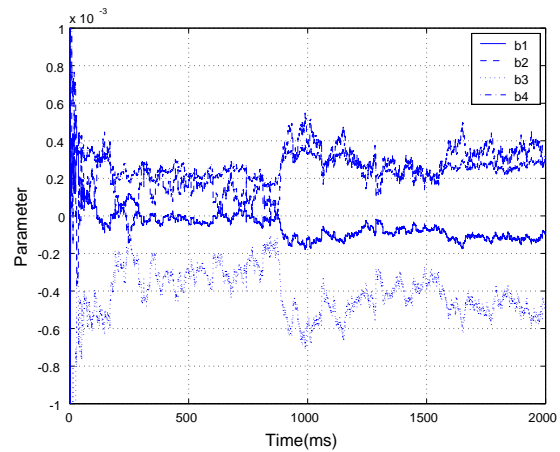


図 5.32: 忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子

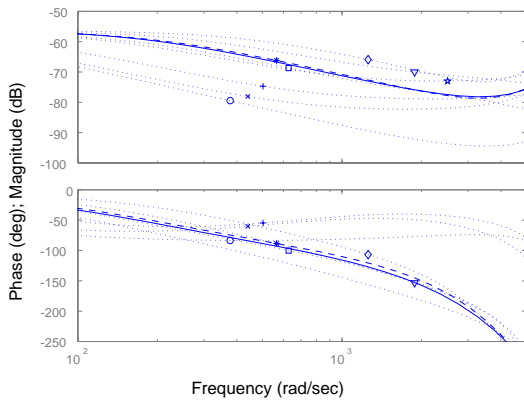


図 5.33: 600[ms] 時の同定伝達特性のボデー線図

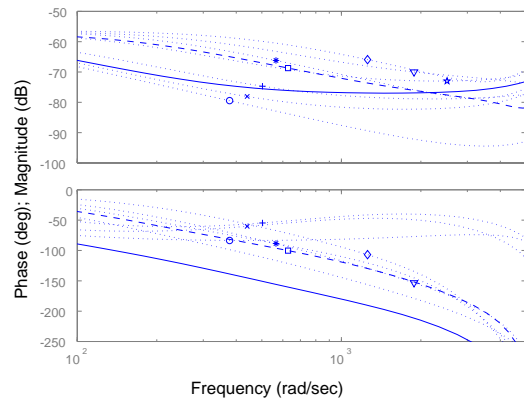


図 5.34: 2000[ms] 時の同定伝達特性のボデー線図

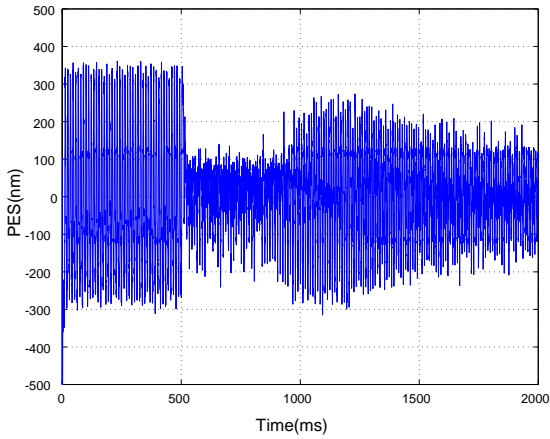


図 5.35: 固定トレース法で同定しているときに外乱周波数が変化したときの PES 信号時系列

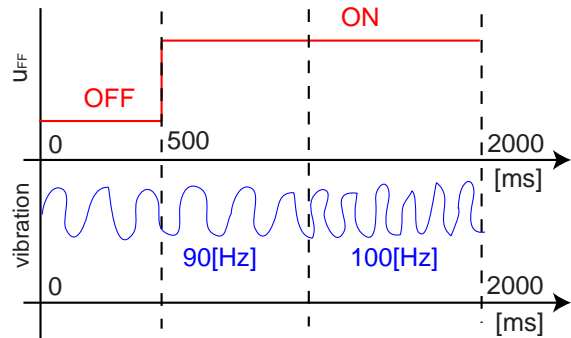


図 5.36: 実験時の外乱抑圧入力と振動の様子

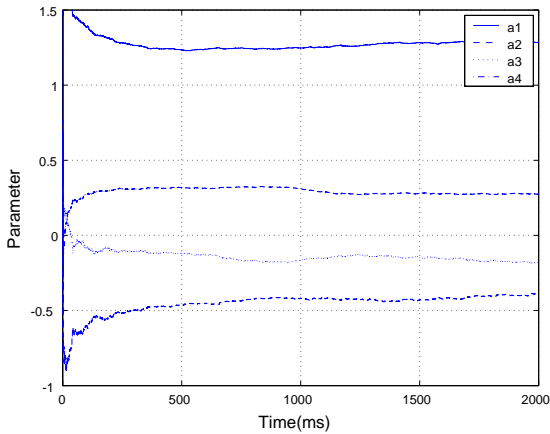


図 5.37: 固定トレース法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子

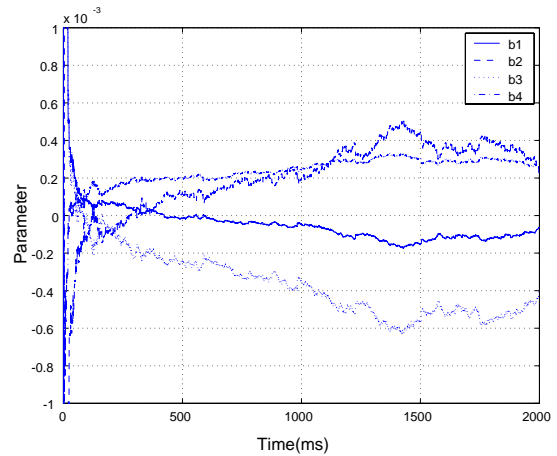


図 5.38: 固定トレース法で同定しているときに外乱周波数が変化したときのパラメータ変化の様子

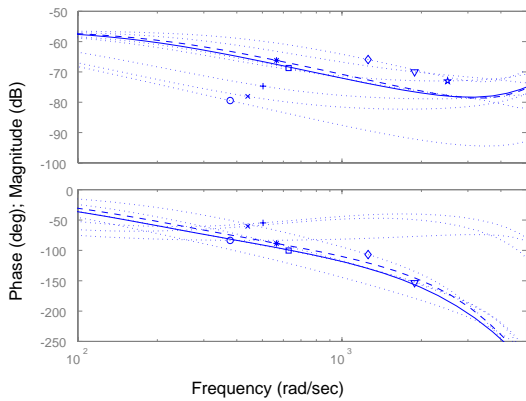


図 5.39: 600[ms] 時の同定伝達特性のボデー線図

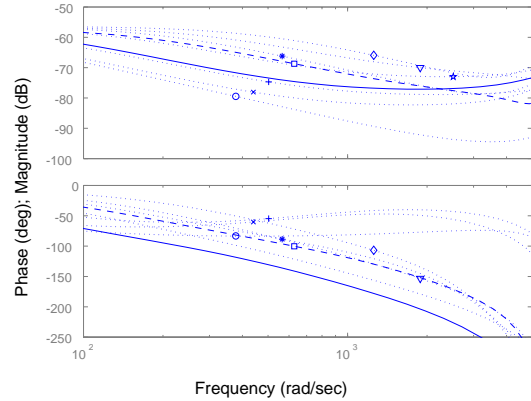


図 5.40: 2000[ms] 時の同定伝達特性のボデー線図

表 5.2: 同定手法の違いによる制御性能の比較

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

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

図 5.51、5.52、5.53、5.54、5.55 に固定トレース法を用いた場合の位置誤差信号の時系列、観測された加速度信号の時系列、パラメータ変動の様子、各時間で観測されたボーデ線図を示す。固定トレース法では同定に使用する信号のノルムが小さい際には自動的にパラメータ更新を抑制する効果があるので、本実験のように外乱の振幅が変動した場合にも安定してパラメータ更新されると考えられる。そのため、外乱振動の振幅を下げた際にはパラメータは更新されにくくなり、元の振幅の外乱が加わった際にも始めの外乱抑圧性能が得られる。

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

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

5.3.5 複数の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧性能

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

加振器に 100[Hz]、200[Hz]、300[Hz] の外乱を加え、そのときの外乱抑圧性能を検証した。幾つかの周波数組み合わせを行い、一番目としての実験結果を図 5.56 にそのとき観測された位置誤差信号の時系列、同定された伝達特性のボーデ線図、加速度センサで得られた信号のフーリエ変換周波数特性、外乱抑圧前と外乱抑圧後の *PES* 信号のフーリエ変換周波数特性を示す。図 5.57、5.58 にも同様の結果を示す。外乱抑圧入力を加えることにより、*PES* 信号の位置誤差信号は減少していることがわかるが、第 5.3.3 節のときほどの外乱抑圧性能は得られなかった。また、定量的な外乱抑圧率を表 5.3 に示す。図 5.56 のボーデ線図より、複数の外乱周波数が加わったときには全ての周波数帯で単一周波数と同様なゲイン・位相が同定できていないことがわかる。これは、本実験の ARX モデルが分母分子四次であるため現実モデルに帯して次元が足りなかったためと理解できる。本実験ではサンプリングタイムに対して五次の伝達特性を同定することはできなかったが、計算機の性能により

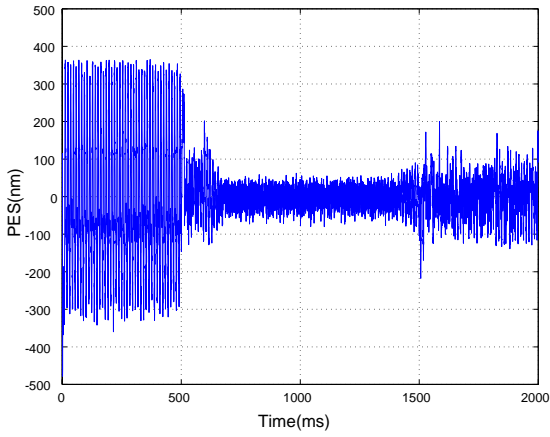


図 5.41: 通常の最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときの PES 信号時系列

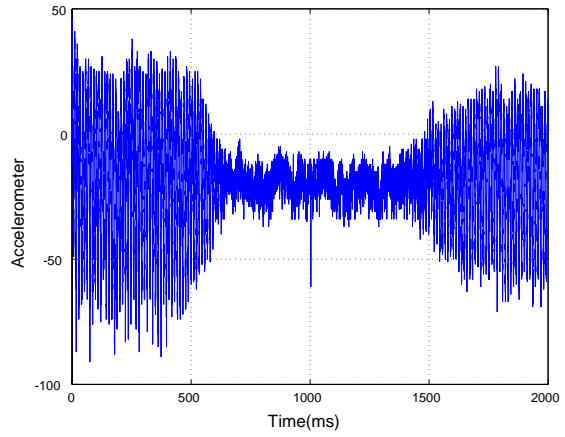


図 5.42: 加速度センサで得られた加速度信号の時系列

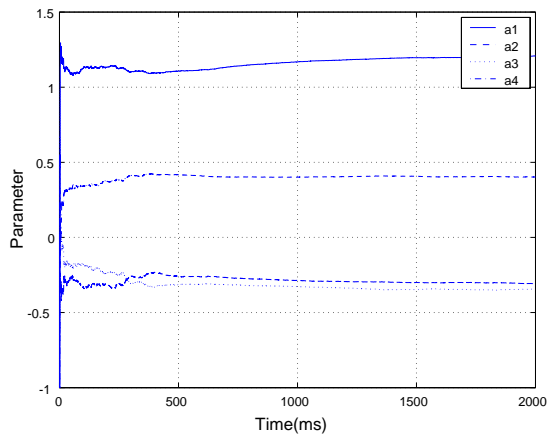


図 5.43: 通常の最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子

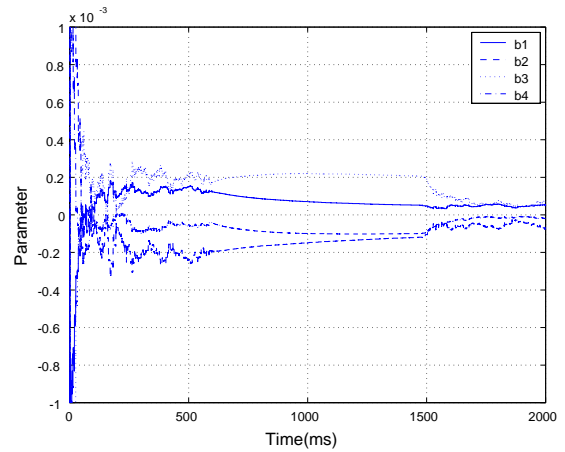


図 5.44: 通常の最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子

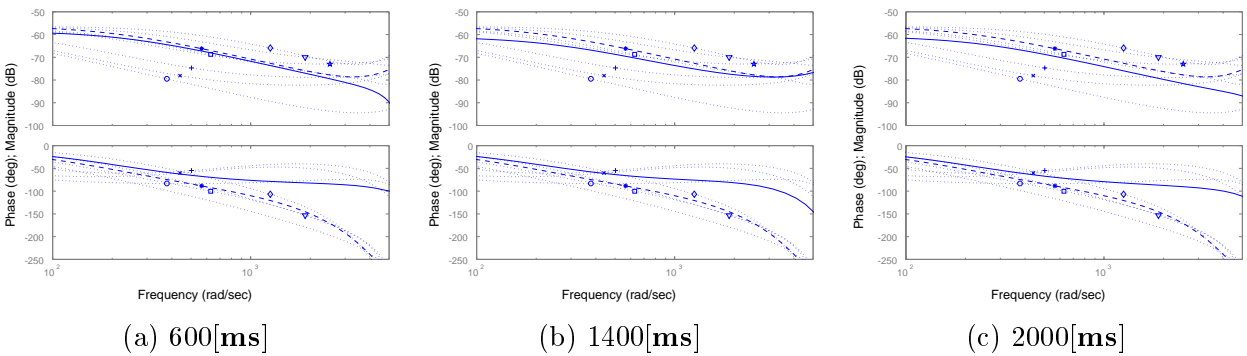


図 5.45: 各時間で同定された伝達関数のボーデ線図

5.3 センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御の実験的検討

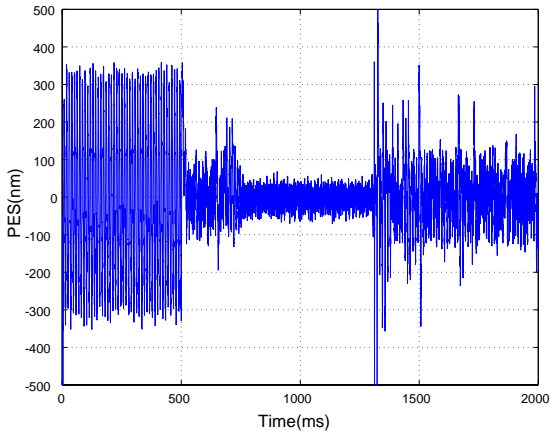


図 5.46: 忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときの PES 信号時系列

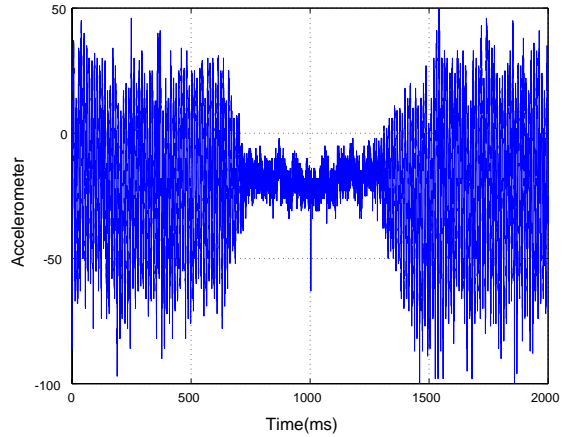


図 5.47: 加速度センサで得られた加速度信号の時系列

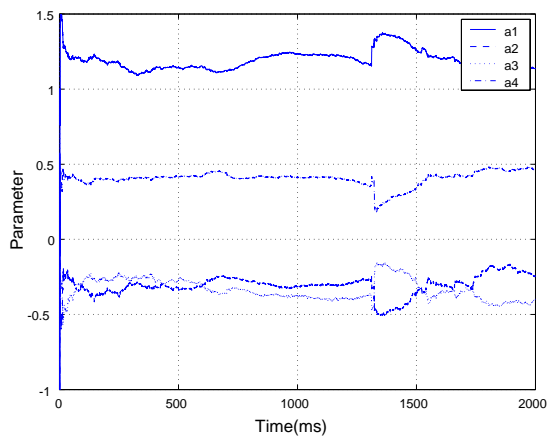


図 5.48: 忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子

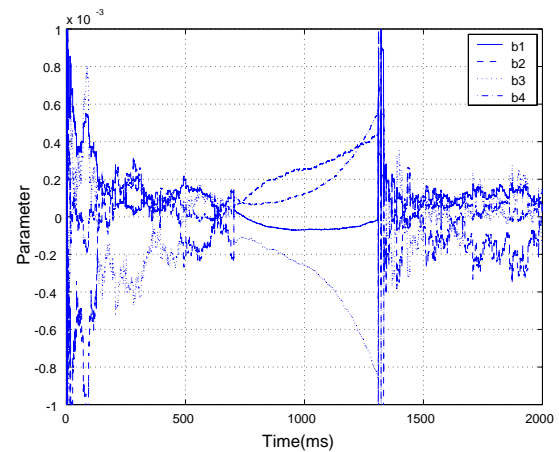


図 5.49: 忘却係数付きの最小二乗法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子

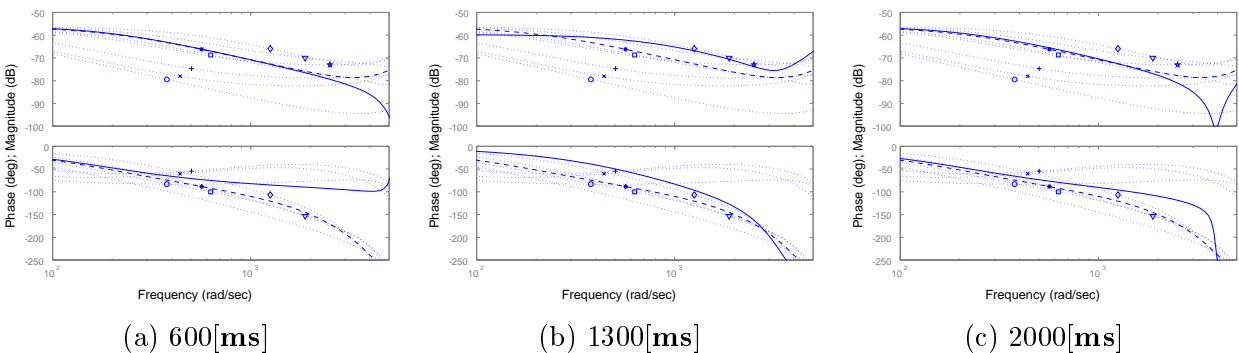


図 5.50: 各時間で同定された伝達関数のボーデ線図

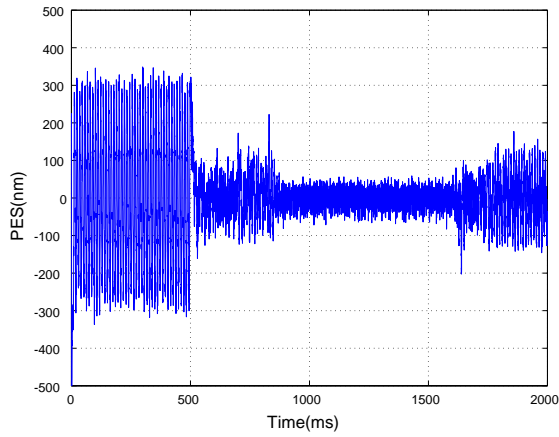


図 5.51: 固定トレース法で同定しているときに外乱振幅が変化したときの PES 信号時系列

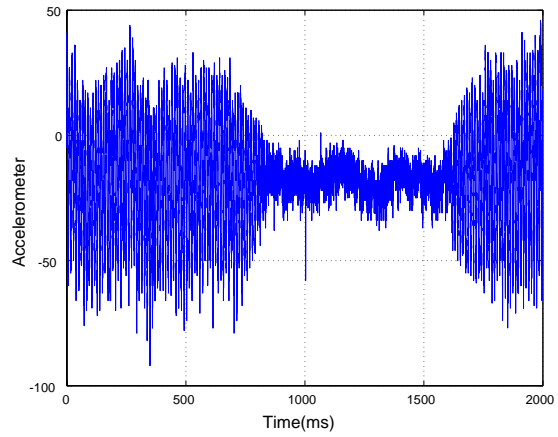


図 5.52: 加速度センサで得られた加速度信号の時系列

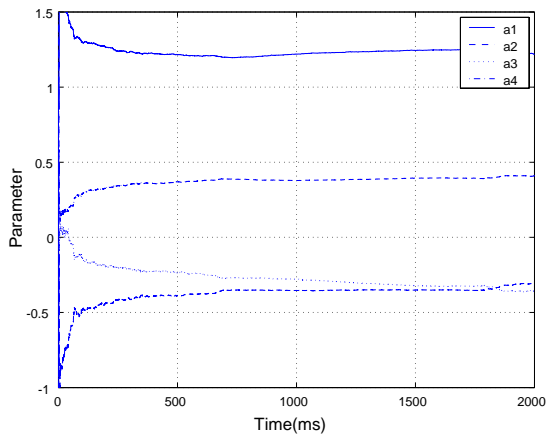


図 5.53: 固定トレース法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子

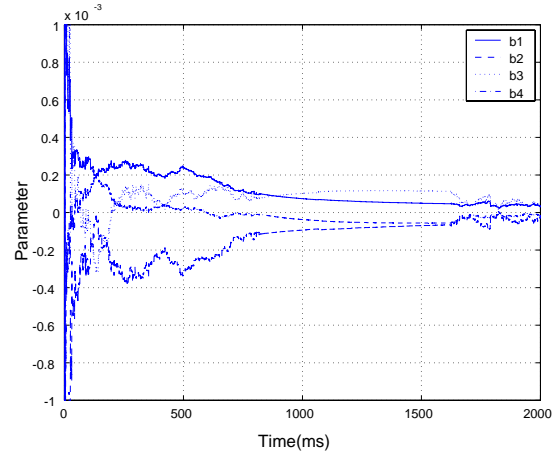


図 5.54: 固定トレース法で同定しているときに外乱振幅が変化したときのパラメータ変動の様子

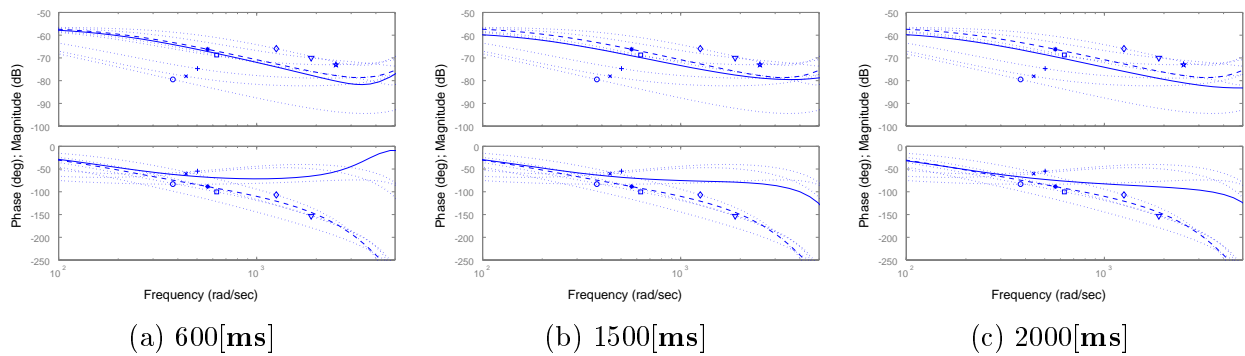


図 5.55: 各時間で同定された伝達関数のボーデ線図

5.3 センサからの伝達特性に基づいた外乱抑圧制御の実験的検討

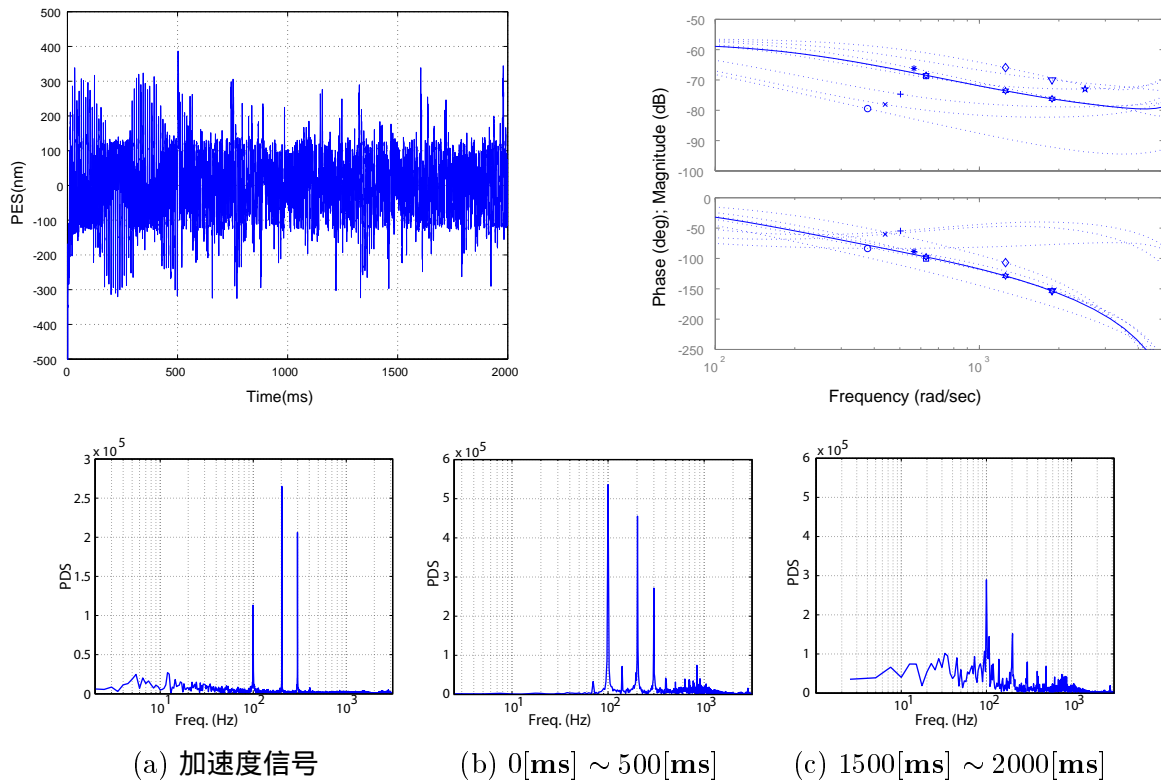


図 5.56: 100[Hz]、200[Hz]、300[Hz] の周波数成分が含まれる外乱を与えた場合の PES 信号

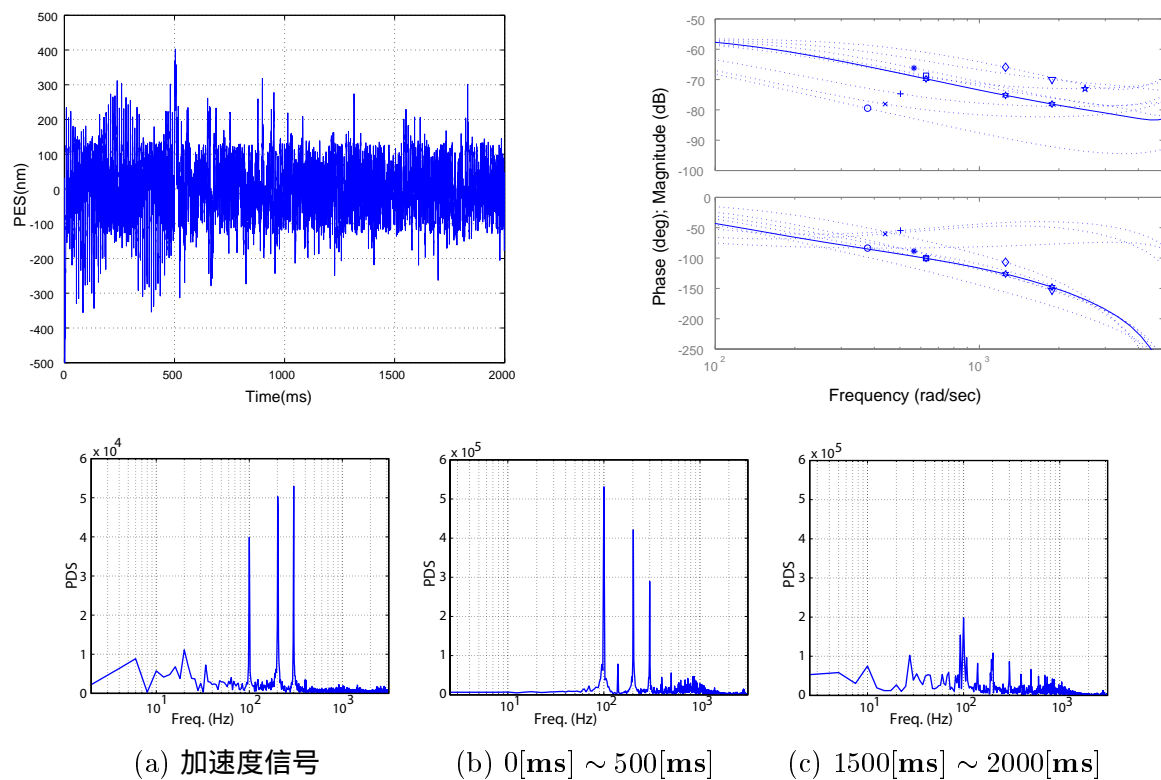


図 5.57: 100[Hz]、200[Hz]、300[Hz] の周波数成分が含まれる外乱を与えた場合の PES 信号

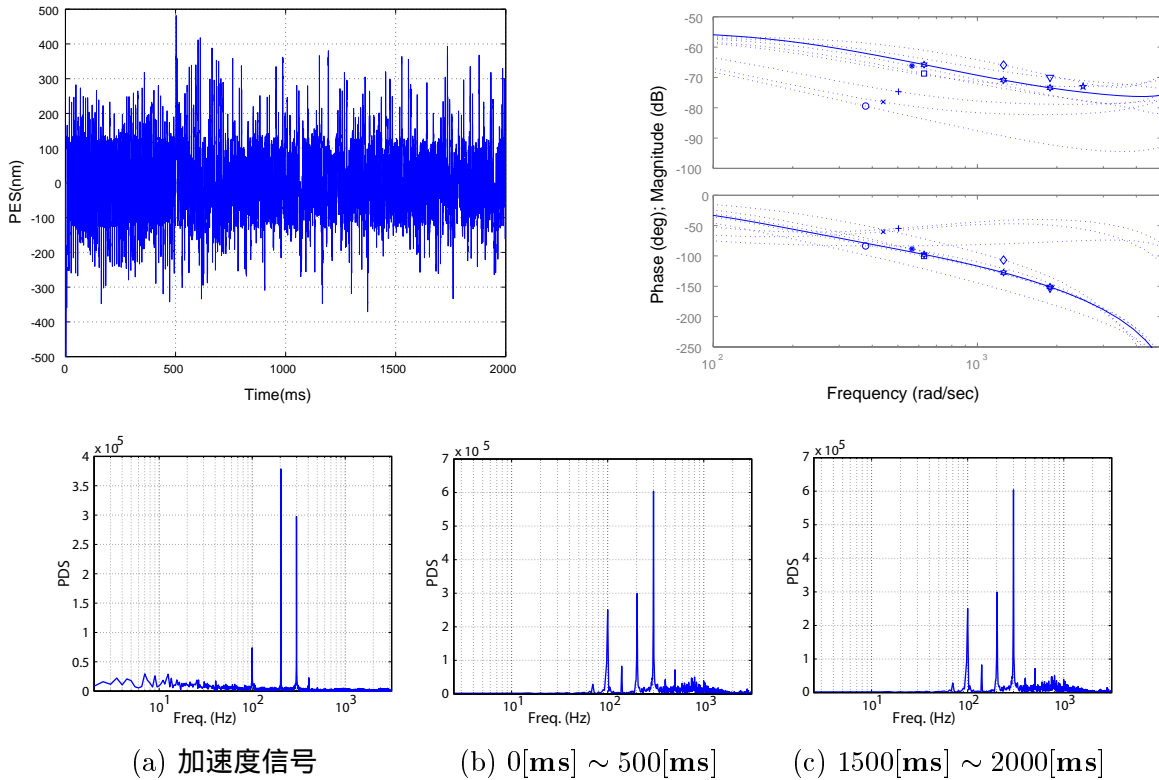


図 5.58: 100[Hz]、200[Hz]、300[Hz] の周波数成分が含まれる外乱を与えた場合の PES 信号

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

5.4 まとめ

本章では第 3 章で提案した外乱抑圧手法を磁気ディスク装置位置決め制御系のフォロイングモードに適用し、外乱抑圧特性を向上させることに成功した。外乱抑圧入力的设计法については第 5.3.2 節において実験により外乱抑圧性能を比較し、第 3 章第 3.4.3 節で解析

表 5.3: 複数の周波数成分をもつ外乱に対する抑圧率

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

* 抑圧率は抑圧された位置誤差信号を示す。

5.4 まとめ

的に検証した設計法の有効性を実機で実証した。また、第5.3.4節ではオンライン同定によるパラメータ決定法について、外乱の種類を変えて外乱抑圧性能を比較することで適切な同定手法を提案した。以上の実験より、本手法が磁気ディスク装置の外乱抑圧制御系として実際に実装することは可能であると考えられる。また、周波数を変えながら外乱抑圧制御の性能を検証することにより、既存のフィードバック制御器では抑圧することができない周波数帯に高性能な外乱抑圧性能が得られることも実証し、本手法によって既存のフィードバック制御器の性能に悪影響を及ぼさないことも実証された。

第6章 多軸マニピュレータへの適用

6.1 はじめに

本章では、第4章で提案した再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧をカオス的な挙動を示す二重振り子に適用し、通常の方法では予測不可能な外乱が制御系に加わったとしても、精密に外乱を予測・抑圧することができることを計算機シミュレーション・実験により検証を行っている。

第6.2節では、多軸マニピュレータのダイナミクスについて述べ、第6.3節で第4章で提案した再構成アトラクタを用いた非線形外乱予測の予測と抑圧について二重振り子に適用し、シミュレーションによる検証を行っている。さらに第6.4において実際に二重振り子を用いた実験を行い、本手法の検証を行っている。

6.2 多軸マニピュレータのダイナミクスについて

本節では多軸マニピュレータの中でも最もシンプルな図6.1のような二重振り子を想定し、マニピュレータ間の干渉力の予測を行なう。マニピュレータの連続系の動力学方程式はラグランジュ方程式から式(6.1)のように表される[26]。

$$\begin{aligned} J(\theta)\ddot{\theta} + c(\theta, \dot{\theta}) + g(\theta) &= T_{in} \\ c(\theta, \dot{\theta}) &= \dot{J}(\theta, \dot{\theta})\dot{\theta} - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta} (\dot{\theta}^T J(\theta)\dot{\theta}) \end{aligned} \quad (6.1)$$

ここで、 $J(\theta)$ 、 $c(\theta, \dot{\theta})$ 、 $g(\theta)$ 、 T_{in} はそれぞれ慣性行列、遠心力・コリオリ力の総和、重力、入力トルクを表す。また、二重振り子は式(6.1)のような動力学方程式で表され、解の存在と一意性が保証された決定論的システムであるが、鋭敏な初期依存性を持つカオス力学系であるため、通常の予測では高い精度では予測できない[17]。それに対して本手法は再構成アトラクタを用いて非線形予測を行うので二重振り子のようにカオス的な時系列が観測されてもそのダイナミクスの存在によりアトラクタを描くことが可能である。これにより、短期の予測においては十分精度よく予測することが可能になる。

式(6.1)で表される二重振り子のシステムに対して一軸関節に外乱オブザーバを設置し、一軸に加えられる二軸の干渉力トルク T_d を推定する。外乱オブザーバによって推定される干渉トルク T_d は、式(6.3)のように遠心力・コリオリ力、重力の他、慣性行列の対角成分以外の作用・反作用の力によって構成されている。また、現実には関節角度 θ に依存する動摩擦力などモデル化が困難な非線形外乱が加わることが予想されるが、本節では考慮しない。ただし、本手法の再構成アトラクタ上では、このような非線形外乱があるダイナミクスに従うことから、実験等ではその影響も含めて予測が可能であることが予想される。

$$diag J(\theta)\ddot{\theta} = T_{in} - T_d \quad (6.2)$$

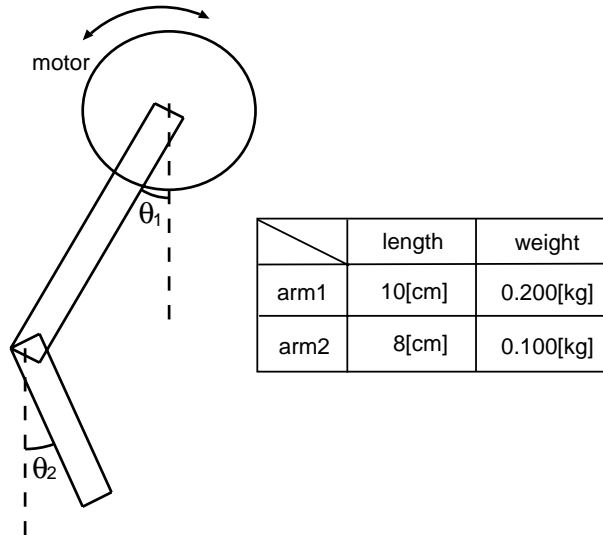


図 6.1: 二重振り子の構成図と各パラメータ

$$T_d = \{J(\theta) - \text{diag}J(\theta)\}\ddot{\theta} + c(\theta, \dot{\theta}) + g(\theta) \quad (6.3)$$

外乱オブザーバによって推定された推定外乱 (6.3) は θ に関する非線形連続状態方程式だが、一軸関節角に加わる外乱 $T_{d,1}(k)$ は次ステップの外乱 $T_{d,1}(k+1)$ との間に式 (6.4) で表されるダイナミクスをもつと予想できる。

$$T_{d,1}(k+1) = \hat{f}_{d,1}(T_{d,1}(k)) \quad (6.4)$$

第 6.3.1、6.3.2 節では図 6.1 の二重振り子の第一関節に正弦波状の指令角度を与え PD コントローラによって制御を行い、第二関節には制御を施さないで式 (6.4) で表される外乱 $T_{d,1}$ を非線形予測器を用いて推定する。

6.3 二重振り子シミュレーションによる検討

6.3.1 再構成アトラクタを用いた外乱予測

図 6.1 の二重振り子の一軸関節角のみをサンプリングタイム 2[ms] で正弦波状の指令角度に追従させる。この時第一関節角に設置された外乱オブザーバによって推定された時系列から式 (4.3) の遅れ時間 60[ms] の遅れ座標系ベクトルを構成し、再構成アトラクタを描く。遅れ座標系ベクトルの次元は Takens の埋め込み定理に従うと多次元になってしまうので、再構成アトラクタの次元はパラメータとして設計者が与えることができるものとする。ここでは 3 次元ベクトルとした。これにより、モデル化が困難な $T_{d,1}$ の差分方程式 (6.4) の力学形が再構成アトラクタによって表現される。また、再構成アトラクタの構成要素数 N_q はアトラクタ上での検索時間をないものと仮定し $N = 1000$ 点とし、ヤコビ行列の生成には近傍点 $N_q = 3$ 点を用いた。

以上のようなシミュレーション条件の下、一軸関節角に式 (6.5) で表される正弦的な位置指令を与え、一軸関節角を外乱フィードバック + PD コントローラで制御した。そのとき観測される各軸関節角度の時系列を図 6.2、図 6.3 に示す。図 6.3 からわかるように二軸は

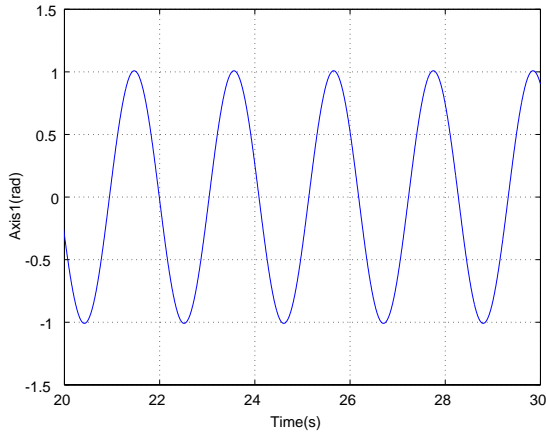


図 6.2: 一軸関節角 θ_1 の時系列

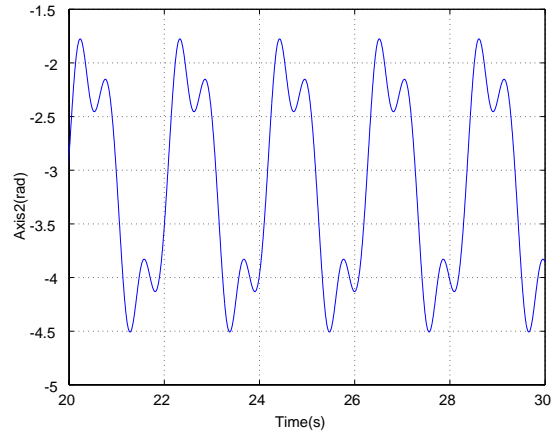


図 6.3: 二軸関節角 θ_2 の時系列

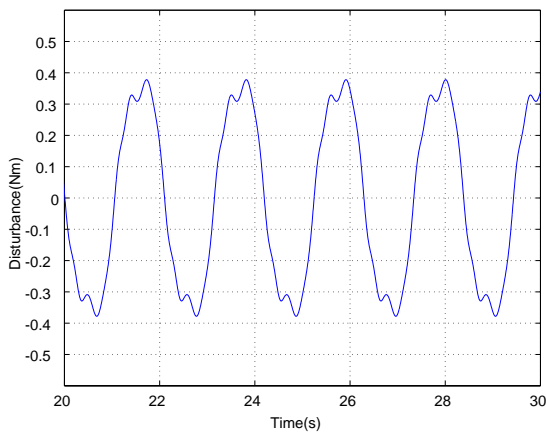


図 6.4: 外乱オブザーバによって推定された一軸の外乱時系列

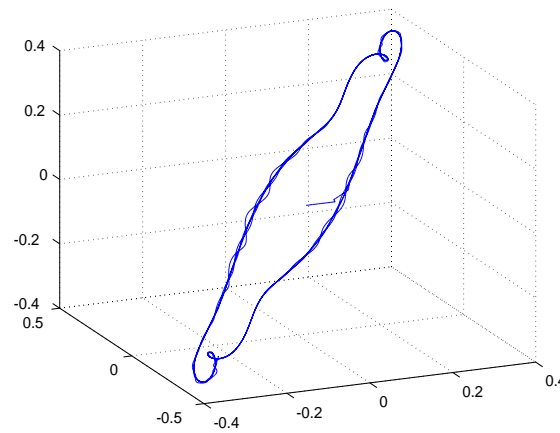


図 6.5: 一軸外乱時系列から得られた三次元再構成アトラクタ

任意に動いてしまい、一軸に外乱を与えてしまう。また、二軸の干渉力によって発生する一軸関節角に対する外乱の時系列を図 6.4 に示す。

$$ref(t) = 1.0 \sin(\pi t) \tag{6.5}$$

本手法は最終的に外乱抑圧を目的とするが、外乱予測値をフィードフォワード的に補償することにより関節角度が影響を受け、推定される外乱自体にも影響を受けてしまう。つまり、実際に外乱抑圧を行っているときには再構成アトラクタは時間と共に変化するが、本節では外乱が抑圧された状態での再構成アトラクタを想定し、外乱予測が実際に上手く行うことができるのか検証を行う。

図 6.2、6.3 から一軸を正弦波状に制御している時には、二軸は式 (6.1) で表される動力学に従って動いてしまい、一軸に図 6.4 のような外乱を与えていることがわかる。このような外乱は図 6.4 のような低周波の外乱であるときは問題になることはないが、速く変化するときには特に問題になる。そこで、本研究では図 6.4 の時系列から再構成アトラクタを構成し、一軸に加わる外乱を事前に予測する。

図 6.4 の一軸外乱時系列から次元 3、遅れ時間 60[ms] の遅れ座標系の再構成アトラクタを描くと、図 6.5 のようになる。この時系列をもとに一軸に加わる一サンプル先の外乱を式

6.3 二重振り子シミュレーションによる検討

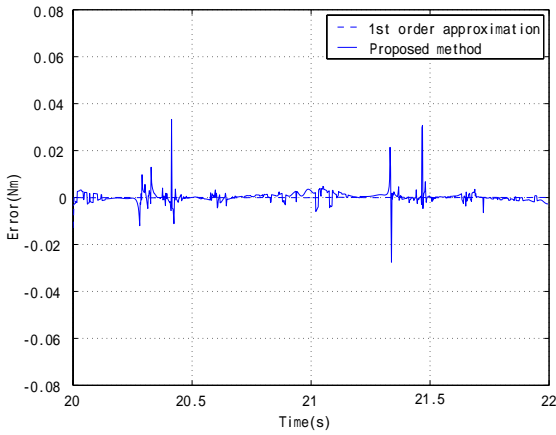


図 6.6: 提案手法と 1 次近似で得られた外乱の 1 サンプル先の予測値と真値の誤差

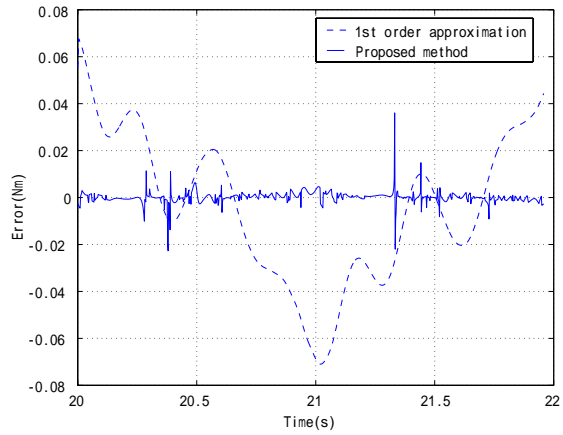


図 6.7: 提案手法と 1 次近似で得られた外乱の 20 サンプル先の予測値と真値の誤差

(6.6) から予測する。推定される一軸関節角の外乱 $\hat{d}(k+1)$ に対して、一サンプル先で外乱オブザーバによって推定された外乱 $d(k+1)$ を真値としてその誤差を図 6.6 に示す。あわせて、式 (6.7) の一次線形近似によって予測された外乱予測値 $\hat{d}'(k+1)$ と外乱真値の誤差も図 6.6 に示す。

$$\hat{\mathbf{x}}'(k+1) = \mathbf{A}_k \{\mathbf{x}'(k) - \bar{\mathbf{x}}'(k)\} + \bar{\mathbf{x}}'(k+1) \quad (6.6)$$

$$\hat{x}_l(k+1) = \frac{\partial f}{\partial t} \{x_l(k) - x_l(k-1)\} + x_l(k) \quad (6.7)$$

また、同様に 20 サンプル先の外乱を提案手法、一次近似で予測した予測値と真値の誤差を図 6.7 に示す。

図 6.6、6.7 より、2[ms] という短い一サンプル先の予測をする際には、従来の一次線形近似による予測値の方が真値に近い予測をしていることがわかるが、従来の一次線形近似では線形に近似しているので、予測時間が伸びれば伸びるほど、その誤差は大きくなるのがわかる。これに対して、提案する再構成アトラクタを用いた予測手法では、予測ステップが伸びても予測の精度が落ちていないことがわかる。これは外乱である干渉力があるダイナミクスをもって変化しているために、そのダイナミクスの再現が保証されている再構成アトラクタを用いた予測がその変位に対して柔軟に対応しているからと理解できる。

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

6.3.2 再構成アトラクタを用いた外乱抑圧

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

前節と同様に二重振り子の一軸に正弦的な指令角度を与え、外乱フィードバックと PD コントローラによって制御を行う。サンプリングタイムは 40[ms] とし、ローパスフィルタ・

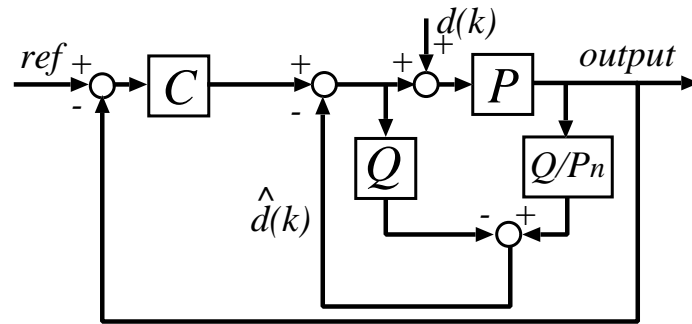


図 6.8: 通常の外乱オブザーバによって推定された外乱フィードバック + PD コントローラのブロック線図

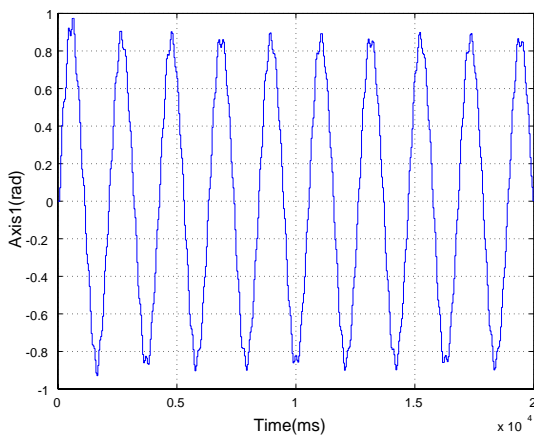


図 6.9: 通常の外乱フィードバックを行った場合の一軸角度の時系列

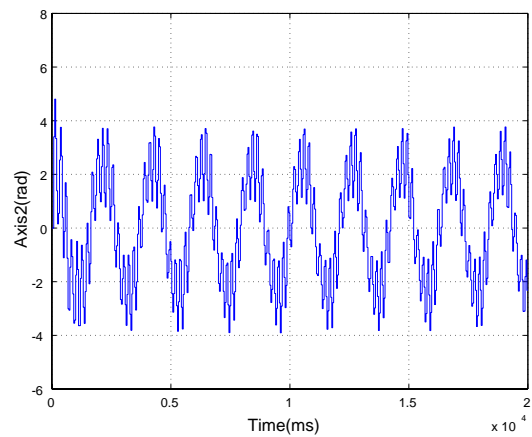


図 6.10: 通常の外乱フィードバックを行った場合の二軸角度の時系列

PD コントローラ共に 40[ms] のサンプリングタイムで *tustin* 変換することによって、離散コントローラを設計した。また、二軸は制御を施さないで、動力学方程式に従い自由に動き周り、一軸に対して外乱を与えてしまう。

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

- 通常の外乱オブザーバによって推定された外乱フィードバック + PD コントローラ (図 6.8)
- 一次線形近似によって予測された外乱値予測値のフィードフォワード + PD コントローラ (図 6.11)
- 非線形外乱予測を行った外乱予測値のフィードフォワード + PD コントローラ (図 4.1)

の制御比較を行う。

図 6.9、6.10 に通常の外乱オブザーバに推定された外乱推定値をフィードバックした場合の一軸の角度時系列、二軸の角度時系列を示す。

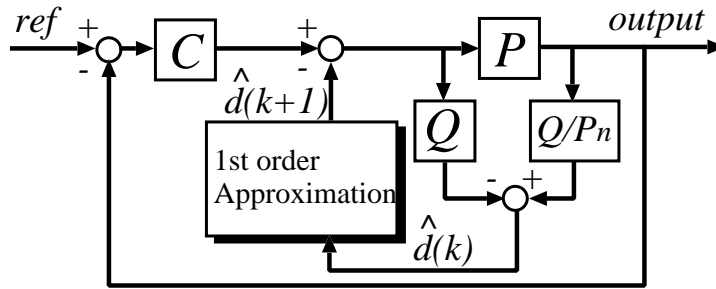


図 6.11: 一次線形近似によって予測された外乱予測値のフィードフォワード + PD コントローラのブロック線図

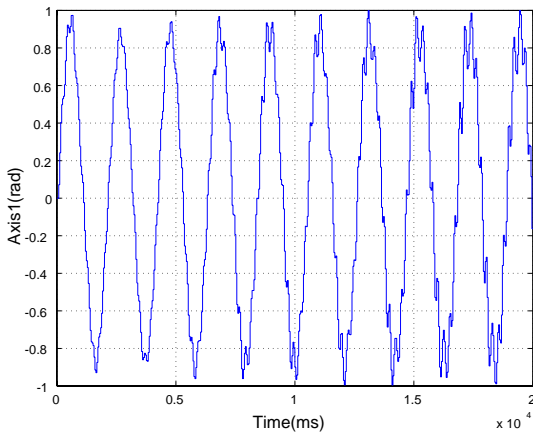


図 6.12: 一次線形近似の外乱予測値をフィードフォワード的に入力した場合の一軸角度の時系列

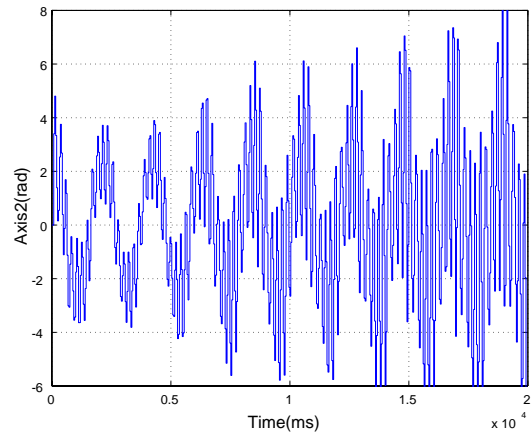


図 6.13: 一次線形近似の外乱予測値をフィードフォワード的に入力した場合の二軸角度の時系列

外乱オブザーバの外乱推定値をフィードバックした場合にはフィードバックの際に遅れ時間が生じてしまうので、一軸は正弦に対してずれた軌道になってしまうことがわかる。特に、一軸が折り返すときには二軸の影響を受け、一軸は振動的な挙動を示している。つまり、二軸の動きによって生じてしまう動力学は完全には抑圧することができない。また、二重振り子は一般的にカオス的な挙動を示すものとして扱われ、図 6.10 の二軸角度の動きからもその様子が理解できる。特に二軸の動きからこのときの二重振り子システムは臨界振動の様相を示しており、さらにサンプリングタイムを伸ばすことによって、簡単に発散していきってしまうことが予想される。

通常の外乱オブザーバによって推定された外乱推定値をフィードバックする場合に対して図 6.11 に示すように一次線形近似によって一ステップ先を予測した外乱予測値をフィードフォワード的に入力する場合の一軸角度時系列、二軸角度時系列を図 6.12、6.13 に示す。

ただし、図 6.12、6.13 とともに後述する提案手法との比較をするために 0 ~ 400[ms] は通常の外乱オブザーバによって推定された外乱推定値を予測なしでフィードバックしている。したがって、0 ~ 400[ms] は図 6.9、図 6.10 と同様の結果となっている。400[ms] 以降では、式 (6.7) のような予測計算式で予測した外乱予測値をフィードフォワード的に入力している。図 6.12 より一次線形近似による外乱予測値は実際に一軸に加わる外乱と異なるために図 6.9 に示す通常の外乱のフィードバックした制御結果より悪くなる。さらに一軸が振動的にな

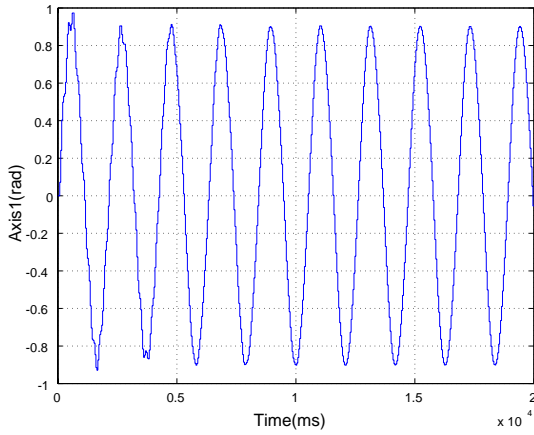


図 6.14: 提案手法の外乱予測値をフィードフォワード的に入力した場合の一軸角度の時系列

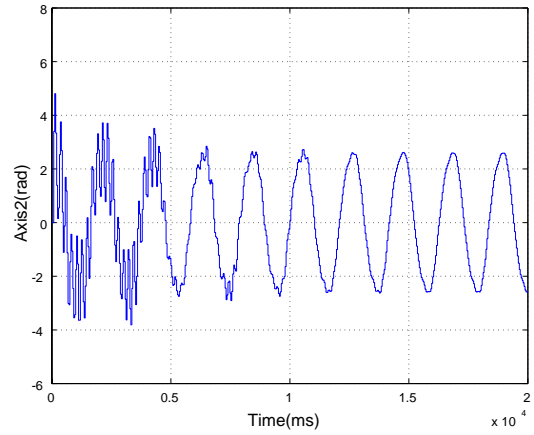


図 6.15: 提案手法の外乱予測値をフィードフォワード的に入力した場合の二軸角度の時系列

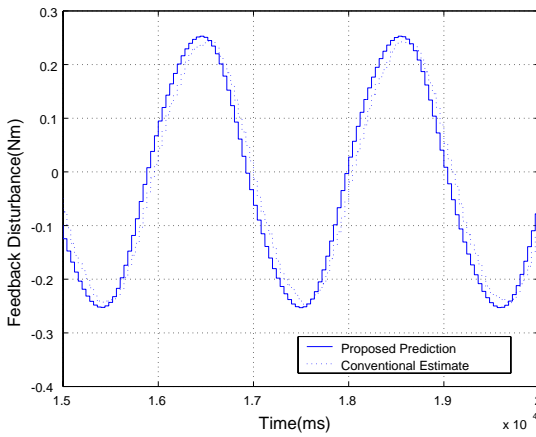


図 6.16: 通常の外乱オブザーバによって推定された外乱推定値と提案手法によって予測された外乱予測値の比較

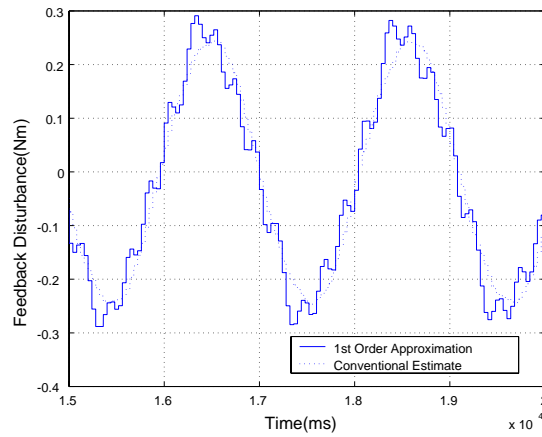


図 6.17: 通常の外乱オブザーバによって推定された外乱推定値と1次線形近似によって予測された外乱予測値の比較

ることから二軸に悪影響を与えることになり、悪循環が生じ図のような制御結果が得られると考えられる。

図 6.14、6.15 に本論文で提案する非線形予測を行った外乱値をフィードフォワード的に入力した場合の一軸の角度時系列、二軸の角度時系列を示す。このときの再構成アトラクタは $N_q = 100$ 点によって構成され、ヤコビ行列の近傍点の検索は $N = 3$ とし、遅れ時間 2 ステップタイム (80[ms]) のものを利用している。再構成アトラクタを構成するために 0 ~ 400[ms] は予測することができないので、通常の外乱オブザーバの外乱推定値をフィードバックしている。そのため、各図は 0 ~ 400[ms] の間は図 6.9、図 6.10 と同様の結果になっている。

再構成アトラクタを用いて非線形外乱を予測すると二軸の動きによって一軸に加えられる外乱は二重振り子のダイナミクスに従って予測される。したがって、遅れ時間は存在せず、高い外乱抑圧性能が得られていることがわかる。また、図 6.15 から一軸のみならず、二軸の動きも安定化されていることがわかる。これは作用・反作用の関係で一軸を安定化されることで二軸の動きも安定化しているためだと考えられる。

前節でも述べたように再構成アトラクタは現在の時刻に対して近い時刻の時系列によっ



図 6.18: 二重振り子の概観図

て遅れ座標系ベクトルが形成されるために徐々にその軌跡を変えていく。つまり安定化すればより正確に外乱の予測値も精度が上がっていくと理解される。

6.3.3 提案手法と既存手法の外乱推定値・外乱予測値の比較

また、図 6.16、6.17 に各手法においてフィードフォワード的に入力している外乱値の時系列を示す。図 6.16 では、提案手法の外乱予測値は通常の外乱オブザーバの外乱推定値に比べて、時間遅れのない外乱推定値になっていることがわかる。さらに、通常の外乱オブザーバの外乱推定値は二軸の動きのために振動的な外乱になっているが、提案手法の外乱予測値は二軸が振動的でないために滑らかな外乱予測値になっている。逆に、図 6.17 に一次線形近似によって予測された外乱予測値は通常の外乱オブザーバの外乱推定値よりもさらに振動的になっている。これは、外乱予測値が実際と異なっているために、一軸の動きが乱れ、さらに二軸の動きも乱れることによって、悪循環が生じ、外乱抑圧が上手く行われていないからだと考えられる。

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

6.4 二重振り子を用いた実験による検討

6.4.1 提案手法と既存手法の外乱予測の比較

前節でシミュレーションによって検証した非線形外乱の予測と抑圧を実験によって検証を行う。図 6.18 に本実験で用いた二重振り子の概観を示す。

図 6.18 の 1 軸に正弦波状の指令値を与え、外乱オブザーバ、再構成アトラクタを用いた提案手法による外乱推定、1 次線形近似によって、外乱が正確に推定できるか検証を行った。フィードバック制御器には通常の PD 制御器を用いて位置制御を行っている。図 6.19 に各手法で推定された外乱値の推定値の時系列、その拡大図を図 6.20 に示す。実験結果より外

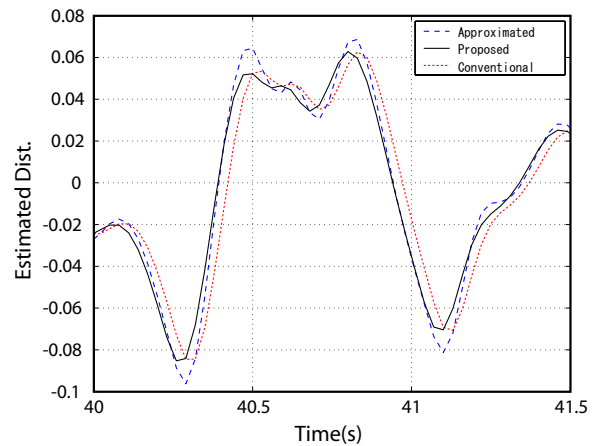
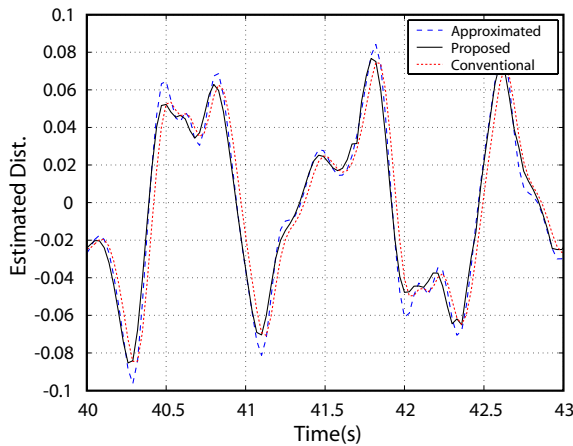


図 6.19: 各手法で推定された外乱値の時系列の様子 図 6.20: 各手法で推定された外乱値の時系列の様子 (拡大図)

乱オブザーバで推定された外乱推定値に対して、提案する外乱予測器が 1 サンプル未来の外乱値を正確に予測していることがわかる。これは先に示したように、再構成アトラクタが実際のシステムのダイナミクスを表現しているために、そのアトラクタ上での先延ばしが二重振り子の動きと合うように外乱の予測がされているためだと考えられる。それに対して、1 次線形近似による外乱予測値は悪い精度で予測されてしまっていることがわかる。これは、単純に線形先延ばしであれば、特に速い動きをする時系列に対して、その動きに着いていけず、真値と外乱予測値の差が大きくなってしまっているからだと考えられる。

6.4.2 提案手法と既存手法の外乱抑圧の比較

前節では提案する再構成アトラクタによる外乱予測手法が正確な外乱値を予測することが可能であることが実証できたので、さらに外乱予測値をフィードフォワード的に補償する実験を行う。図 6.21 に 1 次線形近似で得られた外乱予測値をフィードフォワード的に入力した場合の 1 軸関節角の時系列を示す。また、同様に図 6.22 に外乱オブザーバで得られた外乱推定値をフィードバックした場合の 1 軸関節角の時系列、図 6.23 に提案する外乱予測器で得られた外乱予想値をフィードフォワード的に入力した場合の 1 軸関節角の時系列の時系列を示す。

図より、提案する外乱予測器をフィードフォワード的に補償した場合の 1 軸関節角の時系列は 2 軸の動きに影響されることなく、安定した軌道が描かれていることがわかる。これに対して、外乱推定値をフィードバックしている場合、1 次線形近似で予測した外乱予測値をフィードフォワード的に補償した場合には、1 軸の動きが乱れて入ることがわかる。これは 2 軸の動きによって、1 軸の動きが乱れているからに他ならない。

以上に示したように提案手法による外乱予測器は実際に印加される外乱と正確に一致するように外乱を予測することができ、時間遅れのない外乱補償には有効に働くと考えられる。

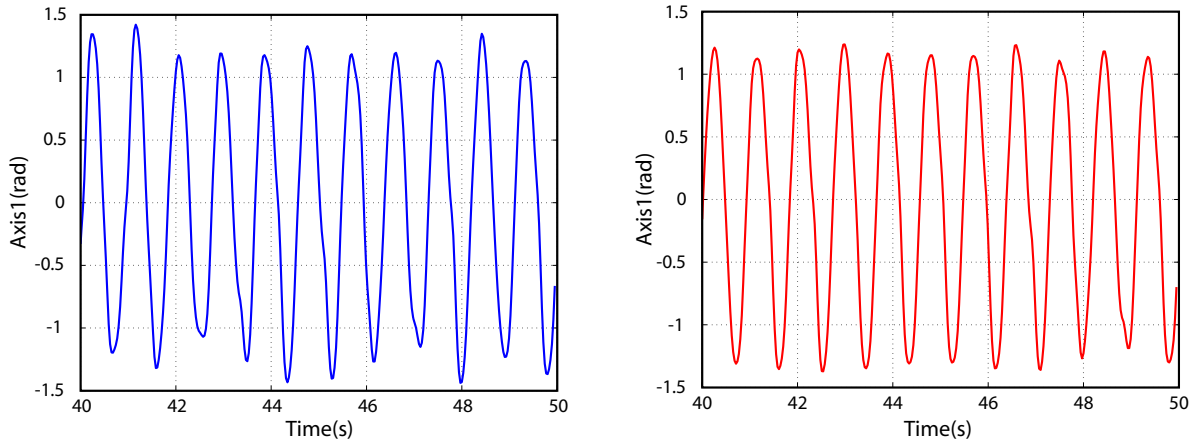


図 6.21: 1次線形近似で得られた外乱予測値を
図 6.22: 外乱オブザーバで得られた外乱推定
フィードフォワード的に入力した場合の1軸値をフィードバックした場合の1軸関節角の
関節角の時系列
時系列

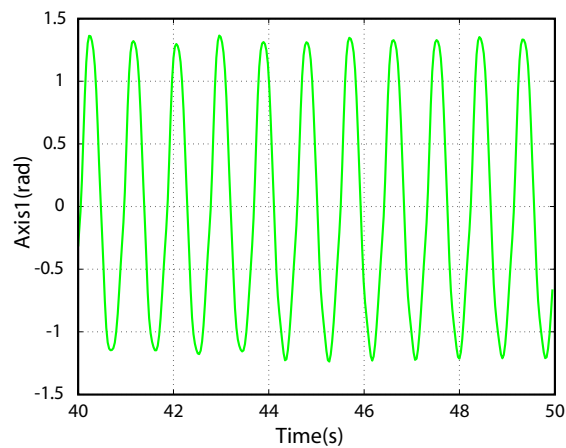


図 6.23: 提案する外乱予測器で得られた外乱予測値をフィードフォワード的に入力した場
合の1軸関節角の時系列

6.5 まとめ

本章では、再構成アトラクタを用いた非線形外乱の予測と抑圧の手法を用いて、カオス的な挙動を示す外乱について実際に外乱を抑圧することができるのか検証を行った。シミュレーション・実験を通じて本手法はカオス的な挙動を示す二重振り子において、通常では予測不可能な外乱の未来値を予測することに成功した。本章ではロボットマニピュレータの中でもシンプルな2軸関節角の振り子を用いて検証を行ったが、産業界で広く用いられている6軸以上のロボットマニピュレータにおいても容易に拡張することが可能である。以上のシミュレーション・実験結果より、本手法が非線形外乱の予測と抑圧に対して十分有効であるといえる。

現在、より高速・高精度を狙っているマニピュレータにおいてはその実現のために外乱の解析を行って、それぞれの外乱に対する対策をこうじているのが現状である。しかし、このような方法は煩雑な計算が生じてしまう割には高い性能を得ることができない。これに対して、本手法は再構成アトラクタを用いることによって、それぞれの外乱のダイナミク

スを包含した形で外乱の未来値を予測することが可能となる。計算機の演算能力が向上している現在、このような方法はさらに有効に働くと考えられる。

第7章 結言

7.1 本論文のまとめ

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

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

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

7.2 今後の課題

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

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

た同定手法を適宜探す必要がある。

二つ目の外乱抑圧制御器の今後の課題は、様々な外乱に本手法を適用することが挙げられる。本手法は外乱がダイナミクスを持ち、連続的に変化する限りにおいては、予測することが可能であると考えられる。また、さらに本手法を発展させ、長いサンプリングタイムでしか運用できない制御システムにおいて、サンプル点間の外乱を予測することが挙げられる。これにより、従来では、線形近似などで近似してきたサンプル点間の外乱をダイナミクスを考慮した形で予測・抑圧することが可能になると考えられる。

第II部

誤差信号時系列を用いたSelf Servo Track Writerの実現

第8章 緒言

8.1 本論文の背景と目的

本論文では、磁気ディスク装置の製造過程に使われる Servo Track Writer と呼ばれる製造装置に対して、Self Servo Track Writer と呼ばれる外部から製造装置を用いずに磁気ディスク装置自身で Servo Track を書き込む方式を実現させることを目的とする。従来、Self Servo Track Writer はヘッドの絶対位置を観測することができないことから、描かれた Servo Track が発散してしまい、実現が困難とされていたが、本論文では誤差信号の時系列を用いることによって、ヘッドの絶対位置を推定できることを提案し、これにより、安定して Servo Track が描けること、実際に Self Servo Track Writer が実現できることを示す。

近年、磁気ディスク装置は様々な分野に使われるようになり、パソコンやサーバといった情報機器に加え、HDD レコーダやカーナビゲーション、携帯用音楽プレイヤーといったコンシューマエレクトロニクスへの需要が高まっていることから年々ますますその出荷台数は増加している。特に、従来の 3.5 インチ、2.5 インチに加え、1.8 インチ、1.0 インチ、0.85 インチの磁気ディスク装置が発売された後には、携帯用の情報機器やデジタルカメラ、デジタルビデオカメラなどといった情報メディアにも磁気ディスク装置が普及し始めたので、その普及に拍車がかかっている状況だと考えられる。

特に小型の磁気ディスク装置の出荷台数が増加している現状から、小型磁気ディスク装置の集積度は各社で凌ぎをけずっている。最近では（株）東芝から垂直磁気記憶記録の磁気ディスク装置が世界で初めて製造・販売が行われ、小型の磁気ディスク装置の市場はさらに激しい技術開発、シェア競争が続いていくと考えられる。

このように磁気ディスク装置の出荷台数が増大するに連れ、また集積度が高い磁気ディスク装置が増え続けることによって、磁気ディスク装置の製造現場では問題が挙がっている。磁気ディスク装置では大容量に書き込まれたデータを読み込むためにヘッドは高精度な位置決め制御系を構成しているが、この制御系を実現するためには磁気ヘッドの位置をセンシングする必要があり、ディスク上にあらかじめ書き込まれたサーボトラック信号をヘッド自身が読み込むことによって、ヘッドの位置サーボ系が構成されている。

従来では、このサーボトラック信号はサーボトラックライタと呼ばれる専用の製造装置を使うことによって描かれていたが、昨今の磁気ディスク装置の大容量化により、

- トラック間距離が短くなってきたことにより、現状のサーボトラックライタで今まで以上の性能を出すのは困難になってきたこと
- 一台の生産時間が増加してきたことにより、クリーンルームの維持費にかかるコストが増加してきたこと

などから磁気ディスク装置の製造現場では、現状とは異なる方法でサーボトラックを描くことができないか最近では研究が盛んになってきた。特に磁気ディスク装置が持つ読み込



図 8.1: 本論文の構成

み機構と書き込み機構を用いることによって、自身でサーボトラックを書きこむ Self Servo Track Writer は新たにサーボトラックを書き込む装置が不用であることから、その実現が望まれてきた。

しかし、詳細は次章以降で述べるが、Self Servo Track Writer には多くの問題があり、特に絶対座標系における現在値がわからないことから、安定したサーボトラックが書くことができないので、その実現は困難であると考えられてきた。

そこで、研究ではこのような問題を解決し、実際に Self Servo Track Writer が実現できることを示すことを目的とする。

8.2 本論文の構成

本論文では Self Servo Track Writer の実現に向けて、その構成と手法について検討をまとめたものである。以下に各章の内容を記す。

第 9 章 (Servo Track Writer の現状と Self Servo Track Writer への期待) では、現在使用されている Servo Track Writer の現状と問題点、また Self Servo Track Writer の原理と実現を妨げている幾つかの問題点を挙げ、問題の定式化を図っている。計算機シミュレーションモデルを作成し、フィードバック制御器のみで Self Servo Track Writer を実現しようとした場合には、サーボトラックが発散し、実現が不可能であることを示している。

第 10 章 (フィードフォワード制御入力による Self Servo Track Writer の実現) では、Self Servo Track Writer が抱える問題点に対して、フィードフォワード入力を加えることによって、その問題が解決できることを示し、さらに磁気ディスク装置のヘッド位置推定アルゴリズムを提案することによって、そのフィードフォワード入力が設計できることを示している。これにより従来では実現が不可能であった Self Servo Track Writer が実現できることを実証している。また、ヘッド位置が推定できることから、マルチレートフィードフォワード制御による完全追従制御を適用することが可能になり、さらに安定してサーボトラックを書き込むことができることを示している。

第 11 章 (Self Servo Track Writer への提案手法の適用と実験的評価) では、第 10 章で

提案したヘッド位置推定アルゴリズムを実際に磁気ディスク上でサーボトラックを書き込む実験を行い、Self Servo Track Writer でサーボトラックを幾周も描いたとしてもサーボトラックが発散しないことを検証している。これにより、実際に磁気ディスク装置の実機であってもサーボトラックが発散しないことが実証され、Self Servo Track Writer の実現が可能であることを示している。また、実機での適用にあたり、サーボトラック書き込み遅れに対する検討を行い、提案手法の拡張を行っている。

第12章（結言）では、第2部の成果と今後の課題をまとめている。

第9章 Servo Track Writerの現状と Self Servo Track Writerへの 期待

9.1 はじめに

本章では、現在使用されている Servo Track Writer の現状と問題点、また Self Servo Track Writer の原理と実現を妨げている幾つかの問題点を挙げ、問題の定式化を図る。また、Self Servo Track Writer の計算機シミュレーションモデルを作成し、従来のフィードバック制御器のみで Self Servo Track Writer を実現しようとした場合には、サーボトラックが発散し、実現が不可能であることを示している。これに対して、Self Servo Track Writer を実現するために必要な構成を述べ、次章で述べるフィードフォワード制御入力を用いた制御系設計が必要であることを述べる。

9.2 Servo Track Writer とは？

9.2.1 Servo Track について

図 9.1 に示される磁気ディスク装置は回転するディスクに大容量のデータを保存するため、データが書かれているトラックに読み込み・書き込みヘッドが移動するためのサーボトラックと呼ばれる磁気情報が書き込まれている（図 9.2）。Servo Track Writer はそのサーボトラックを書き込むための磁気ディスク装置の製造装置である。

通常のサーボ機器では、モータにエンコーダなどの位置検出器が付加されているが、磁気ディスク装置においては、ディスクが高速で回転しているため、ヘッドが追従すべき目標トラックは微小な揺動を繰り返している。そのため、ヘッドを絶対座標系で位置制御することよりも、ディスクとの相対位置を制御することが重要であることから、このような形態がとられている。また、最近の磁気ディスク装置では、100[kTPI¹] 近くのトラックがディスクに描かれているため、これらを絶対座標系で区別するほどのエンコーダはかなり高価になる上、磁気ディスク 1 台 1 台に取り付けることは不可能である。

図 9.2 に実際のサーボトラック信号の例を示す [38]。図 9.2 はヘッドがサーボトラック信号を読み込んだときに再生された信号波形である。各信号の役割を以下に示す。

1. ギャップ

回転変動などによるタイミングのずれを調整するために設けられている箇所である。

¹1 インチの間に記録されているトラックの本数: 50[kTPI] で 1[cm] の間に約 2 万本のトラックがあることになる

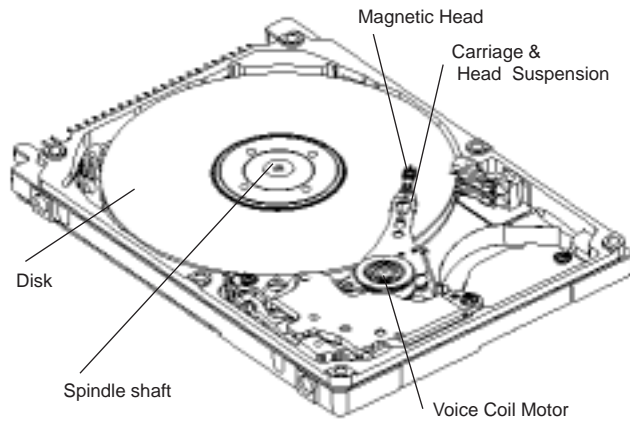


図 9.1: 磁気ディスク装置の概観図

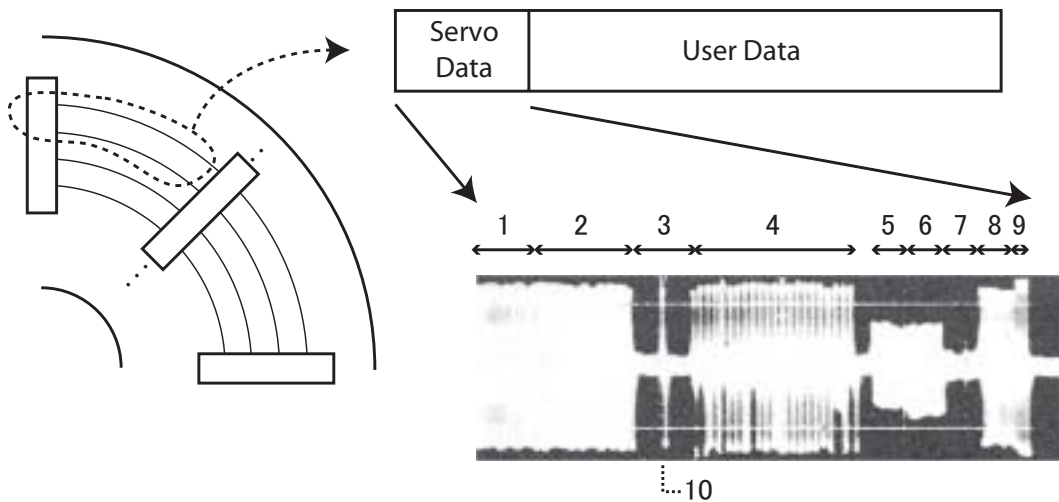


図 9.2: 磁気ディスク装置のサーボトラック信号

2. サーボ AGC

サーボトラック信号を読み出す前に、信号アンプの増幅率を調整するために振幅を一定にする箇所である。

3. サーボ・マーク

サーボトラック信号が始まることを知らせる箇所である。10. のダイ・ビット・パルス（パルス波）とイレーズ（波なし部分）によって、構成されている。

4. サーボアドレス

トラックデータと呼ばれるトラック番号情報を示す部分（ディスク半径方向）とセクタデータと呼ばれるセクタ情報を示す部分（トラック方向）が描かれている。

5. バースト信号 A

トラックに対するヘッドの相対位置情報が描かれている箇所である。位置制御に必要な部分なので、詳細は後述する。

6. バースト信号 B

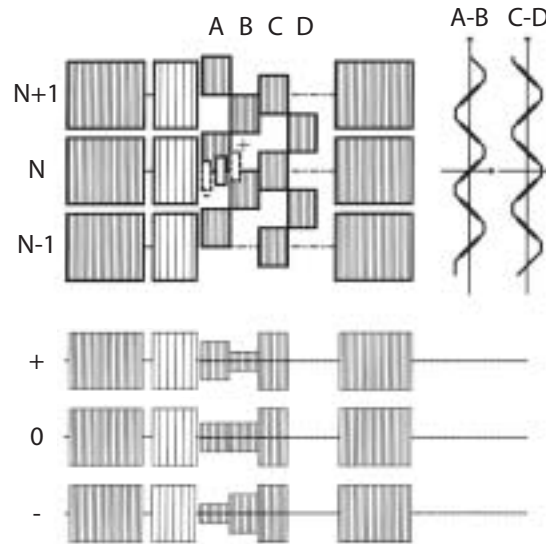


図 9.3: 磁気ディスク装置に描かれている位置信号の概念図

7. バースト信号 C
8. バースト信号 D
9. ギャップ
 1. と同様。

バースト信号について

位置の検出にはディスクにあらかじめ描かれているバースト信号が用いられる (図 9.3) [39]。ヘッドがパターン上を通過することによって、ヘッド位置に比例した信号が出力される。ヘッドが観測した信号の強さから式 (9.1) で示される演算によって、トラックの中心からのヘッドの位置ズレを観測することができる。また、A-B、C-D の信号の線形性の良いところを使うことで、連続した位置信号を得ることができる。

$$\Delta x = \frac{V_A - V_B}{V_A + V_B} \quad (9.1)$$

9.2.2 製造過程における Servo Track Writer

前節で紹介したサーボトラック信号であるが、磁気ディスク装置を製造するためには大きく分けて図 9.4 のように、

- 部品製造
- 組み立て

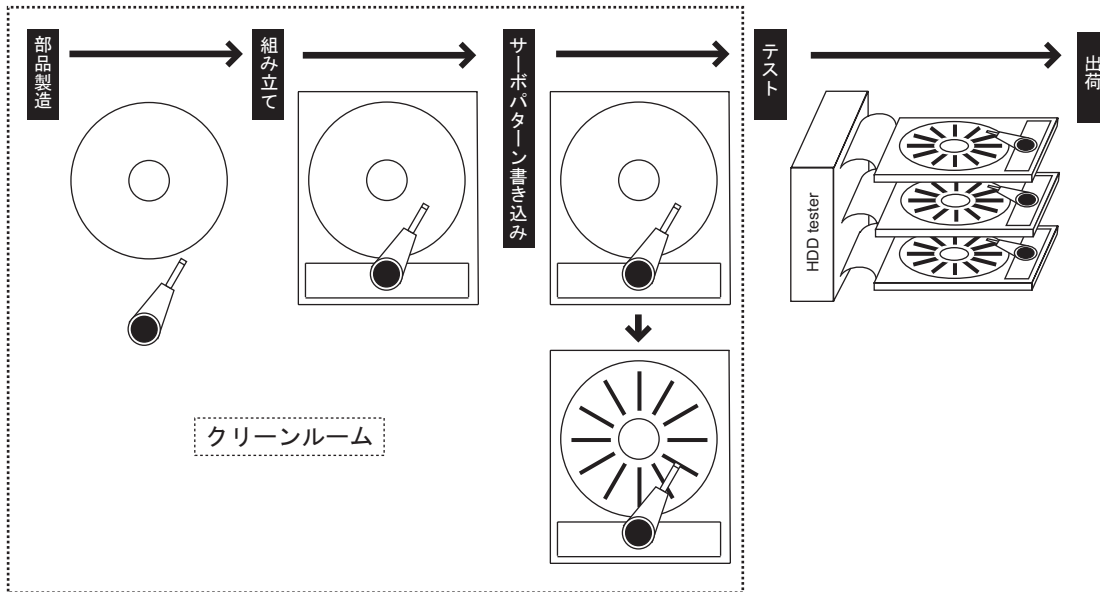


図 9.4: 磁気ディスク装置の製造工程

- サーボパターン書き込み
- テスト
- 出荷

の工程が存在し、サーボパターン書き込み時にサーボ信号も書き込まれる。Servo Track Writer は磁気ディスク装置を製造する際にサーボパターンを書き込むために使う製造装置である。

9.3 Servo Track Writerの現状と問題点

9.3.1 プッシュピン方式による Servo Track Writer の原理

現在、サーボパターンを書き込むためには、図 9.5 に示されるように外部から高精度エンコーダを持つヘッド送り装置を用いることによって、磁気ディスク装置自身のヘッドを絶対座標系で精密な制御を行い、ディスク上にサーボトラックを描いていく。しかしディスクは高速で回転していることから、ディスクのフラッタ振動やディスク回転の同期外乱や非同期外乱などが存在するため、位置決めには様々な工夫がなされている。さらに、現在では後述するように多くの問題を抱えるため、プッシュピン方式に代わるサーボトラックの書き方が多く提案されるようになっている。

9.3.2 プッシュピン方式による Servo Track Writer の抱える問題点

今まではプッシュピン方式で書かれていたサーボトラックも現在では以下に挙げる問題点により、今後ますますサーボパターンの書き込みは困難になると考えられる。

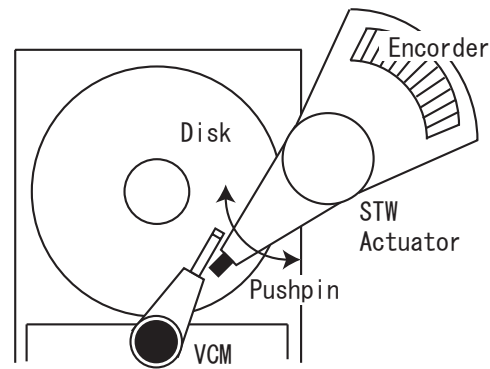


図 9.5: プッシュピン方式による Servo Track Writer

- ディスク回転に伴う外乱が無視できなくなってきた
 現在、磁気ディスク装置においてはトラック間距離が数十ナノメートルにまで狭まってきた。その結果、従来ではトラック間距離に対して無視することができたディスク回転に伴うフラッタ振動、ディスク回転同期外乱、ディスク回転非同期外乱などの影響が大きくなってきた。その間隔を維持しながら、トラック間隔に対するディスクの外乱などの影響が無視できなくなり、その間隔でサーボトラックを書き込む Servo Track Writer は益々条件が厳しくなっている。
- ディスク容量増加に伴い、1 台にかかる時間とコストが高くなってきた
 図 9.4 にあるようにサーボパターン書き込みは磁気ディスク装置の蓋を開けて行うため、クリーンルーム内で Servo Track Writer を稼働させる必要がある。昨今のディスク容量の増加に伴い、1 台のサーボパターン書き込みにかかる時間が増加しているために、今までと同等の量を製造するだけでも、Servo Track Writer の増設とクリーンルームの維持にコストがかかってしまうことになる。また、先に述べたように最近では磁気ディスク装置は様々な機器に搭載されるようになり、出荷量はますます増加している。このような現状のなか、1 台にかかるコストが高くなってしまいうッシュピン方式の Servo Track Writer に代わって他の手法が望まれているのである。

9.4 これから実現が期待される Servo Track Writer の研究

9.4.1 非接触方式による Servo Track Writer

プッシュピン方式の Servo Track Writer においてはクリーンルームの維持は大変なものである。そこで、磁気ディスク装置の蓋を開けずにサーボトラックを描く非接触方式の Servo Track Writer も提案されている [29]。

この手法においては、図 9.6 のように、外部からレーザー干渉計を用いて、ヘッド位置を測定し、その情報をもとにヘッド駆動のための VCM へ指令を送る。これによって、外部から絶対座標系でヘッドの駆動を行う Servo Track Writer なしでセンサのみでサーボトラックを書き込むことが可能になる。ただし、この手法では外部から非接触でヘッド位置測定を行うため、HDD に外部からヘッド位置を観測することができるように、窓を付ける必要がある。

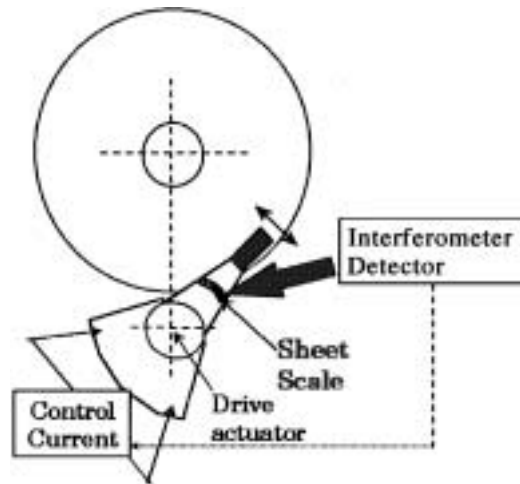


図 9.6: レーザ干渉計を用いてヘッドの絶対位置を観測する場合の Servo Track Writer の概観図 [29]

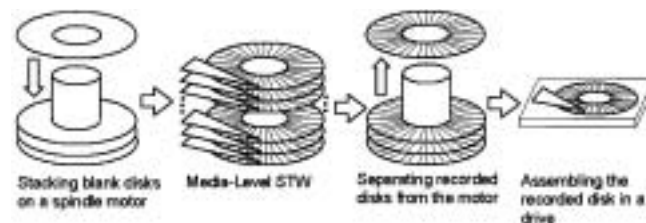


図 9.7: メディア Servo Track writing の概念図 [35]

9.4.2 メディア Servo Track Writer

図 9.7 にあるように HDD に組み込む前にディスクにあらかじめサーボトラックを描いておく方法も考案されている [35]。専用のライターが必要ではあるが、図 9.4 にあるような製造工程を考えると部品製造の段階でサーボトラックが描かれているディスクを組み立てることができるので、1 台 1 台に対するサーボトラック書きこみの工程がなくなるため、この方法の利点は大きいと考えられる。ただし、サーボトラック書き込み時に HDD が使われる状態でのスピンドルモータを使わないので、サーボトラックを書く際のモータの振動が HDD 使用時には位置誤差外乱として性能を劣化させてしまう可能性がある。

9.4.3 磁気転写方式による Servo Track Writing

図 9.8 にあるようにマスタディスクの情報を磁気的に転写してディスクを量産する方法である [33][34]。メディア STW と同様に、モータの特性による誤差を生じてしまう可能性があるが、メディア STW 以上に大量生産に向いていることから現実的に実現される可能性が高いとされている。

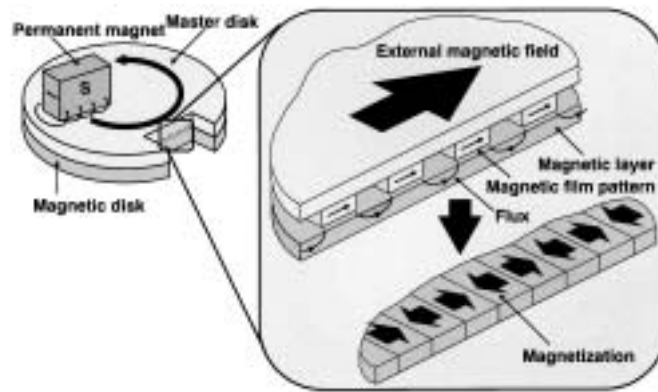


図 9.8: 磁気転写方式による Servo Track Writing の概念図 [33][34]

9.4.4 Self Servo Track Writer

本論文で扱う Servo Track Writer の手法である。非接触式の Servo Track Writer と同様に HDD が持つデータ読み込み・書き込み機構を用いて、サーボトラックを描く方法である。しかし、非接触式のように外部からの位置測定用のセンサを用いずに、内周に沿って外周のサーボトラックを書き込むことによって、センサ無しで全てのサーボトラックを描く方法である。この方法は図 9.4 におけるテスト過程においてサーボトラック書き込み工程を行えばよく、クリーンルームをほとんど使わずにサーボトラックを描くことができる (図 9.9)。最内周のサーボトラックについてはどのようにサーボトラックを描くかは議論の残るところだが、たとえ従来の STW を使うにしろ、最内周のみのサーボトラックを描けばよく、このような方法ではクリーンルームを使う時間は大幅に短縮され、従来のような専用の STW を数多く準備する必要はないと考えられる。その後、テスト工程に入る前に磁気ディスク装置の蓋を閉めた状態でサーボトラックを書き込む。これにより、サーボトラック書き込み時には、専用の機械も必要なく、一度に大量の個数を生産することが可能である。そのため、実現されれば、最も安価に大量生産できると考えられている。また、メディア STW のように部品製造の段階で最内周のサーボトラックを書きこんでおくことも可能である。ただし、内周に沿って外周のサーボトラックを描く方法は周を追う毎にサーボトラックが乱れてしまい、今までには実現は困難であると思われていた。本論文はこのようなサーボトラックの乱れを起こらないようにセンサなしで正確にヘッド位置を推定を行う手法を提案する。

9.5 Self Servo Track Writer の原理と問題点

9.5.1 Self Servo Track Writer の原理と定式化

Self STW は磁気ディスク装置自身が持つヘッドの read 機構、write 機構を用いてサーボトラックを書いていく手法である。本論文では簡単のために read 機構と write 機構がトラックピッチと等しい間隔を維持できるものとして議論を進める²。

²ヘッドの位置によって、read ヘッドと write ヘッドの間隔は変わるが、変化量はあらかじめわかっていることから、内周のトラック中心に対してオフセットを乗せることによって、この問題を解消することができる。

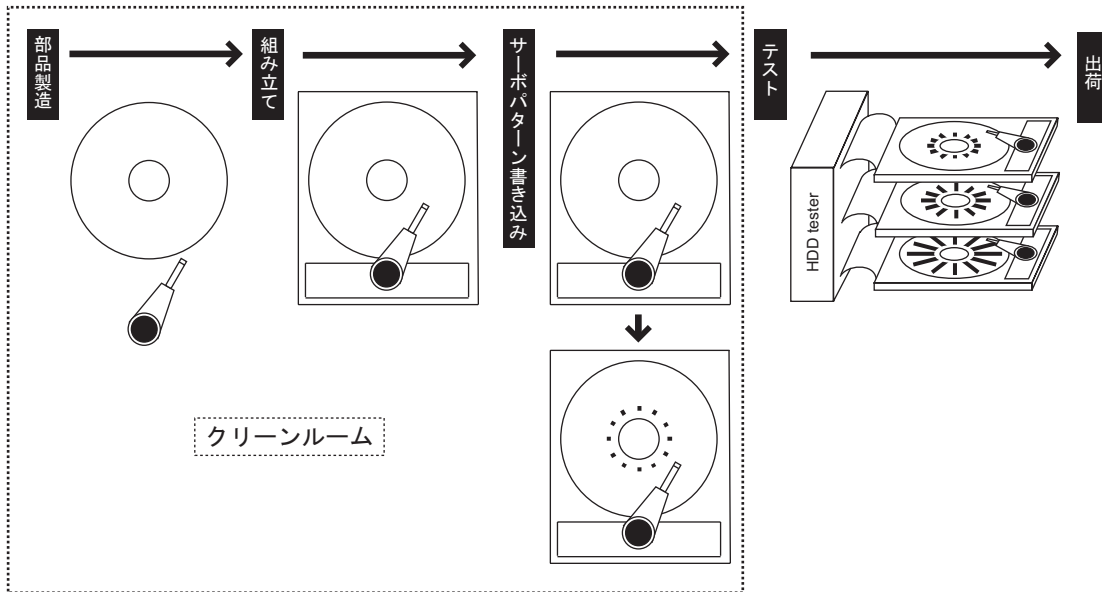


図 9.9: Self Servo Track Writer を用いた場合の磁気ディスク装置の製造工程

ただし、最内側のサーボトラックは事前に何らかの方法でサーボトラックが書かれていると仮定する。したがって、クリーンルームで最内側のサーボトラックのみは書きこまれていることが前提となる。この最内側のサーボトラックを read ヘッドが追従することによって、トラックピッチ間だけ離れた write ヘッドが次周のサーボトラックを書いてく。これにより、さらに次周では書き込まれたサーボトラックを read ヘッドが追従することによって、次々とサーボトラックが書かれる仕組みになっている。

また、ある周のサーボトラックの書き込みが完了した後は、ヘッドが次週へ移動するために常時書き込みがなされているというわけではないが、Self Servo Track Writer はどのセクタから書き込みをしても問題ないので、本論文ではこの問題は取り扱わないことにする。この 1 トラックシークにも似た移動にいくらかの時間がかかってしまう、もしくはオーバーシュートが生じる場合にも振動が問題なくなるまで待機していれば良い。

以下に Self STW を構成するための変数を定義する。

- $y_{R,n+1}$: $n+1$ 周目の servo track を描くときの read ヘッドの絶対位置
- $y_{W,n+1}$: $n+1$ 周目の servo track を描くときの write ヘッドの絶対位置
- $y_{r,n}$: n 周目に相当する真円
- $y_{r,n+1}$: $n+1$ 周目に相当する真円
- y_n : $\text{track}(= y_{W,n})$
- l : n 周目に write トラックに描かれた track 間距離
- N : 1 周に存在するセクタ数

図 9.10 に SSTW の座標系、図 9.11 に単純なフィードバック制御器のみで制御を行った場合のブロック線図を示す。図中、 C は通常のフォロイングモードで用いられる一般的なフィードバック制御器を示す。また、後述するシミュレーションではプラント P のモデルとして式 (9.2) で示される高次の共振まで考慮したアクチュエータのモデルを使用している。 d :風乱、 SPM :ディスクの揺動による位置誤差外乱をそれぞれ示す。

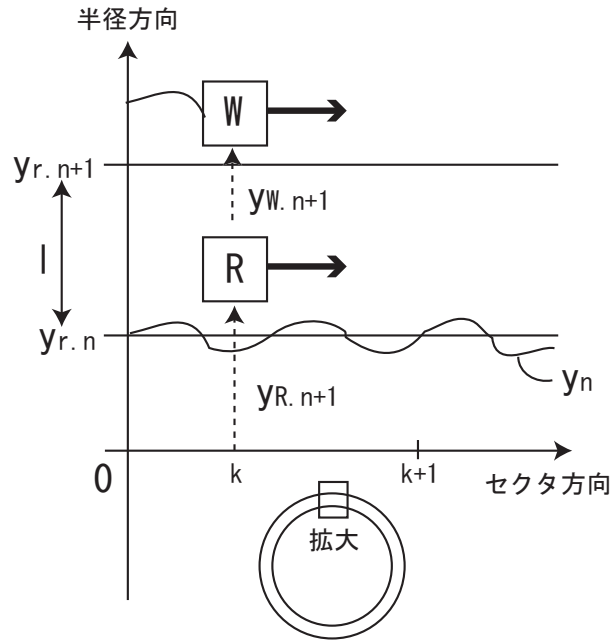


図 9.10: Coordinate system of SSTW

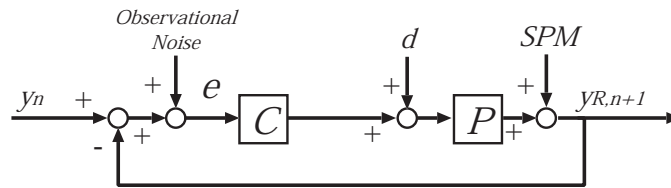


図 9.11: フィードバックコントローラの場合のブロック線図

$$P(s) = \sum \frac{G_k}{s^2 + 2\zeta_k \omega_k s + \omega_k^2} \quad (9.2)$$

このとき、 $n + 1$ 周目に描かれるトラック $y_{R,n+1}$ は、式 (9.3) のように表される。

$$y_{R,n+1}[k] = \frac{CP}{1+CP}y_n[k] + \frac{CP}{1+CP}\xi_{n+1}[k] + \frac{P}{1+CP}d_{n+1}[k] + \frac{1}{1+CP}SPM_{n+1}[k] \quad (9.3)$$

さらに、read ヘッド・write ヘッド間を l とし、それぞれの周で描かれたサーボトラックが真円に対して Δy の誤差を持つと表現すると、 $n+1$ 周、 n 周で描かれるサーボトラックは式 (9.4)、(9.5) のように書き表される。

$$y_n[k] = y_{r,n}[k] + \Delta y_n[k] \quad (9.4)$$

$$y_{n+1}[k] = y_{r,n+1}[k] + \Delta y_{n+1}[k] \quad (9.5)$$

したがって、 $n + 1$ 周目にかかるトラックの真円からの誤差 $\Delta y_{n+1}[k]$ は、式 (9.6) のようになる。

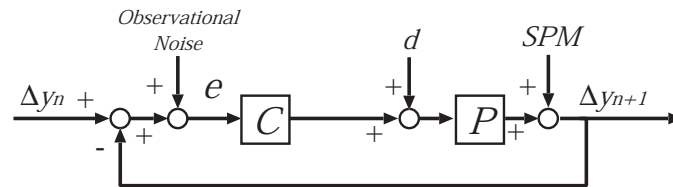


図 9.12: 真円からの誤差に関するブロック線図

$$\Delta y_{n+1}[k] = \frac{CP}{1+CP}\Delta y_n[k] + \frac{CP}{1+CP}\xi_{n+1}[k] + \frac{P}{1+CP}d_{n+1}[k] + \frac{1}{1+CP}SPM_{n+1}[k] \quad (9.6)$$

9.5.2 Self Servo Track Writerの問題点について

式(9.6)のようにあらされるサーボトラックであるが、その実現には幾つかの問題点が存在する。本節では、Servo Track Writerの問題点を挙げていく。

- 観測することができる信号

Self Servo Track Writerでは磁気ディスク装置が出荷される状態でサーボトラックが描かれるので、通常のヘッド以外にセンサは付加しない。つまり、観測することができる信号が式(9.7)で表される誤差信号 e のみである。観測される信号が前周との誤差信号のみであることから、ヘッドの絶対位置を観測することができないことが Self Servo Track Writerの実現を困難にしている。

$$e_{n+1}[k] = y_n[k] - y_{R,n+1}[k] \quad (9.7)$$

⋮

$$e_{n+1}[1] = y_n[1] - y_{R,n+1}[1] \quad (9.8)$$

$$e_n[N] = y_{n-1}[N] - y_{R,n}[N] \quad (9.9)$$

⋮

$$e_n[k] = y_{n-1}[k] - y_{R,n}[k] \quad (9.10)$$

⋮

$$e_n[1] = y_{n-1}[1] - y_{R,n}[1] \quad (9.11)$$

- 感度関数と補感度関数について

磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御には前述したようにシークモードとフォロイングモードがあるが、サーボトラック書き込み中はフォロイングモードとほぼ同様の位置決め制御系が構成されていると仮定する。磁気ディスク装置のフォロイング

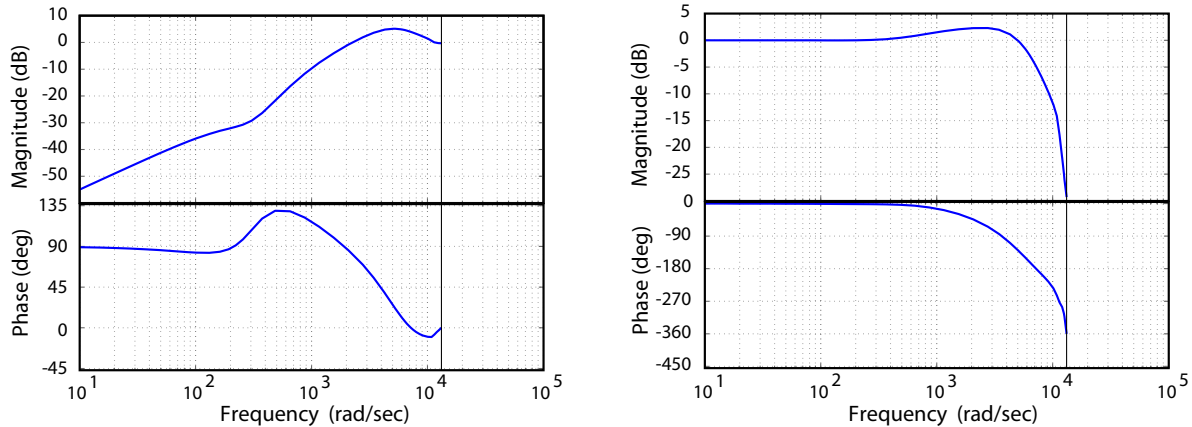


図 9.13: フィードバック制御系の感度関数のブロック線図
 図 9.14: フィードバック制御系の補感度関数のブロック線図

モードでは外乱からの影響を十分低減するために強いフィードバック制御器が構成されるが、このような制御系では感度関数の外乱抑圧特性を上げているために高周波領域でゲインが 0 よりも盛り上がりしてしまう領域が存在する (bode の積分定理)。式 (9.6) のような伝達関数がある場合には単純なフィードバック系を構成すると前周のサーボトラックの周波数成分で補感度関数が 0 よりも大きな周波数と一致する場合には周を追うごとにサーボトラックの乱れが指数関数的に増大していくことがわかる。特に磁気ディスク装置では後述するように高周波数帯に外乱が存在するため、この外乱を完全に除去するか、補感度関数の盛り上がり無くすようなフィードバック制御器を設計することが Self Servo Track Writer を実現するために必要だと考えられてきた。

2 周目に Servo Track Writer で描かれたサーボトラックの n 周目への影響は、式 (9.12) のようになる。

$$y_n[k] = \left(\frac{CP}{1 + CP} \right)^{n-2} y_2[k] \quad (9.12)$$

したがって、補感度関数のゲインがわずかでも 1 よりも大きい値をとるようであれば、 n 周目の挙動は指数関数的に増加してしまう。また、図 9.13、図 9.14 に後述するシミュレーションで使用したフィードバック制御系の感度関数、補感度関数のボード線図を示す。前述したように、このようなフィードバック制御系で盛り上がりが存在する周波数帯に入力成分が存在すれば、式 (9.12) より周を追う毎に指数関数的にサーボトラックを増幅してしまう。

● 外乱について

式 (9.6) に示すように磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系には様々な外乱が印加される。

－ 風乱

磁気ディスク装置ではディスクが高速回転しているためにディスク周辺には風乱を生じてしまう。したがって、ヘッドは絶えず白色的なトルク外乱が加わっている。図 9.15 にシミュレーションで仮定した風乱の時系列を示す。

－ ディスクの偏心やフラッタ振動

磁気ディスク装置では、ディスクが回転することによる影響は風乱だけでなく、

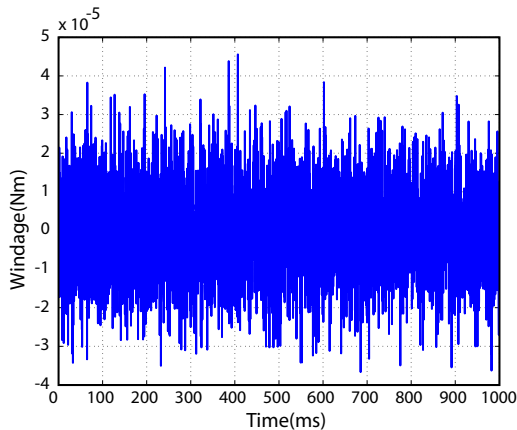


図 9.15: 風乱の時系列

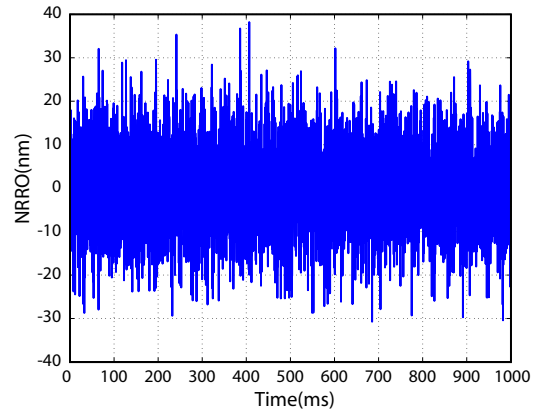


図 9.16: ディスクの振動やフラッタ振動の影響を仮定する時系列

ディスク偏心や回転軸のズレ、フラッタ振動（バタつき）などの影響により位置外乱が加わってしまう。特にディスクの回転数に同期した外乱をRRO(Repetitive RunOut)、ディスクの回転に非同期な外乱をNRRO(Non-Repetitive RunOut)と呼ぶ。シミュレーションでは、回転同期外乱はなんらかの方法で抑圧されているものとし、NRROを仮定するために、白色的な外乱を仮定する。図9.16にシミュレーションで印加したNRROの時系列を示す。

観測雑音

さきに示したディスクに描かれたバースト信号もセンシングには限界があることから、観測雑音が存在する。

したがって、このような外乱が加わることによって、Self Servo Track writerのwriteヘッドは微小ではあるにしろ、振動的なサーボトラックを描いてしまう。この振動成分は次周では指令値から入る外乱としてみなせることから、先に示した補感度関数のボーデ線図上でゲインが0よりも大きな周波数領域にあるために、サーボトラックが発散する原因になってしまう。このような外乱が存在することもSelf Servo Track Writerの実現を困難にする原因となっている。

9.6 シミュレーションモデルの作成

先に示したように、Self Servo Track Writerはreadヘッドが内側のサーボトラックを厳密にトラックするので、磁気ディスク装置のフォロイングモードとほぼ同様の制御系構成となる。もちろん、フィードバック制御器は実際に製品に搭載されるものではないので、振動などの悪条件でなければ発散することがないぐらいのSelf Servo Track Writer特有のゲイン調整を行い、ハイゲインなフィードバック制御器が構成可能といえる。したがって、本論文ではSelf Servo Track Writerに通常のフォロイングモードで用いられるフィードバック制御器を利用する。図9.17に通常のフォロイングモードでヘッドを駆動した場合の出力の時系列を示す。

また、本論文でのシミュレーションでは、表9.1に示すような磁気ディスク装置を想定する。ここで先の問題点で挙げたシミュレーションモデルを作成する。Self Servo Track Writer

表 9.1: Self Servo Track Writer シミュレーションモデルのパラメータ

パラメータ	値
ディスクサイズ	2.5[inch]
トラック間距離	705[nm]
セクタ数	60
回転数	4200[rpm]
サンプリングタイム T_s	238[μ s]

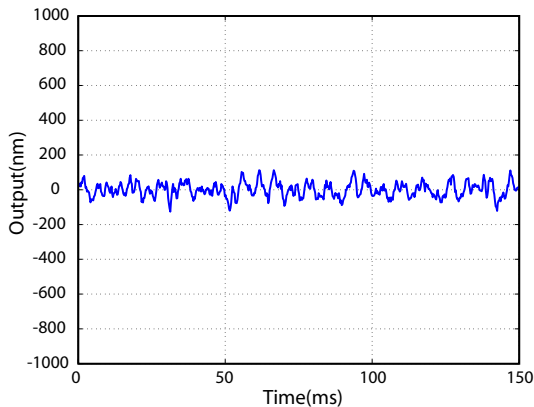


図 9.17: 通常の磁気ディスク装置フォロイングモード時の出力の様子の時系列

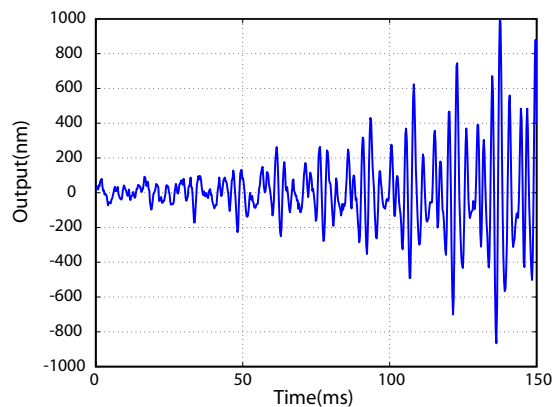


図 9.18: Self Servo Track Writer として前周との誤差をフィードバックした場合の出力の様子の時系列

では指令値は前周となるので、

1. 1 周目は最内側に真円のサーボトラックが描かれているものとして、そのトラックを指令値としてフィードバック制御器を働かせる。
2. n 周目以降は、 $n-1$ 周で描かれたサーボトラックを指令値としてフィードバック制御器を働かせる。

このとき、前周との誤差は観測できるが、描かれたサーボトラックは観測することはできずと仮定する。また、風乱として図 9.15 の時系列で示される白色的な雑音、位置誤差外乱として、図 9.16 で示される白色的な外乱を印加している。このとき、フィードバック制御器で抑圧できない外乱は次周では指令値として制御系に印加されてしまうので、補感度関数の盛り上がりによって、高周波な成分が励振されてしまう。図 9.18 にそのとき計算される出力の時系列を示す。周を追う毎に出力が発散していることがわかる。

また、このとき観測される時系列を周毎のフーリエ特性を調べると、図 9.19 のようになる。この図から、図 9.14 に示される補感度関数の盛り上がり部分の周波数帯で出力が増幅されていることが理解される。

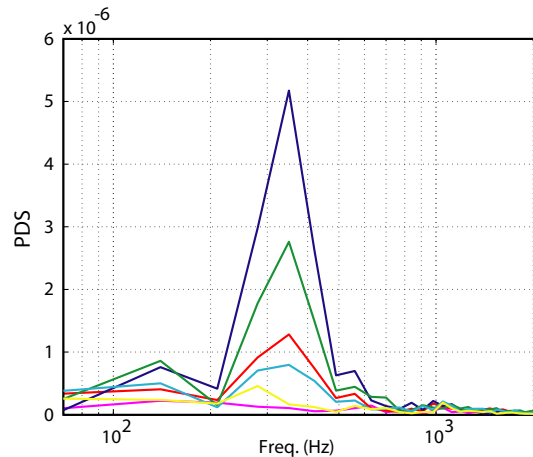


図 9.19: 図 9.18 で得られた出力を周毎にフーリエ変換したときの様子

9.7 Self Servo Track Writerの実現方法

前節で述べたように従来のフィードバック制御器のみで Self Servo Track Writer として駆動すると、補感度関数の問題により周を追う毎に発振してしまう。この問題点を解決する手段としては

- 補感度関数のゲインが全ての周波数帯で 0 よりも大きくなるようなフィードバック制御器を構成する。
- 周を追ってもフィードバック制御器の励振周波数帯に信号が存在しないようなフィードフォワード入力を印加する。

ことが考えられる。以下ではそれぞれの実現方法について考察を行う。

9.7.1 補感度関数の設計による Self Servo Track Writer の実現

補感度関数の周波数応答を設計することによって、Self Servo Track Writer がサーボトラックを描く際に周を追ったとしてもサーボトラックが発振しないようなフィードバック制御器を実現できれば、Self Servo Track Writer は問題なく実現することができると考えられる。

しかし、全周波数帯で補感度関数が 0 よりも小さいゲインを持つフィードバック制御器は外乱に対する感度特性が敏感になってしまうので、先に述べたような風乱やフラッタ振動などの外乱が多く存在する磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系には不向きである。

また、 H_∞ 制御系設計を用いることによって、目標値応答特性と外乱応答特性をそれぞれ独立に設計することは可能であるので、感度関数の設定次第では混合感度問題として、目標値応答特性や外乱応答特性を共に満たすフィードバック制御器は設計可能であるかもしれないが、やはりトレードオフの関係から、外乱応答特性を犠牲にする可能性が高い。

そこで、本論文ではフィードバック制御器の設計によって Self Servo Track Writer の実現を目指すのではなく、次節で述べるようなフィードフォワード入力によってその実現を目指す。

9.7.2 フィードフォワード制御入力による Self Servo Track Writer の実現

上述したようにフィードバック制御器による Self Servo Track Writer の実現は予想される範囲での改善にとどまり、これからもトラック幅が小さくなる磁気ディスク装置には到底使えるものではないと考えられる。

そこで、フィードフォワード入力を用いて励振周波数を相殺して次周に振動を受け継がないようにすることを考える。つまり、前周のサーボトラックの座標をフィードフォワード入力として印加し、励振する周波数帯の入力を除去することを考える。次章で詳しく述べていく。

9.8 まとめ

本章では現在使われている Servo Track Writer の方式・問題点を挙げ、次世代の Servo Track Writer として有望視されている手法を幾つか挙げた。また、本論文で扱う Self Servo Track Writer の原理・方式をまとめ、どのような問題点によりその実現が困難であったかを述べた。Self Servo Track Writer を実現するためには、フィードバック制御器の成形、フィードフォワード入力の設計など様々な方法が考えられるが、本論文ではフィードフォワード入力による実現を目指して行く。次章以降、フィードフォワード入力の設計方法について述べていく。

第10章 フィードフォワード制御入力によるSelf Servo track Writerの実現

10.1 はじめに

本章では前章の Self Servo Track Writer の問題点を受け、フィードフォワード入力による Self Servo Track Writer の実現を考える。また、フィードフォワード入力の設計には絶対座標系によるヘッド位置推定のアルゴリズムが必要なことから、そのアルゴリズムを提案し、従来不可能であると考えられてきた Self Servo Track Writer が実現可能であることを述べる。また、このアルゴリズムを適用することによって、真円を指令値とするサーボ系が構成できることになり、さらに前週のサーボトラックの絶対値も推定することができることから、ほぼ前周に追従することができるサーボ系も構成できることを示す。

10.2 フィードフォワード入力を用いたSelf Servo Track Writerの構成について

前章で述べように Self Servo Track Writer の実現にはフィードフォワード入力によって周を追う毎に発散する現象を防ぐことが必要になる。

式(9.6)で示したようにサーボトラックが発散する直接的な原因は前周の影響が補感度関数のゲインによって増幅されることにある。そこで、図10.1にあるようなブロック線図について、式(10.1)のような伝達関数を考える。

$$\Delta y_{n+1}[k] = \frac{C_2 P}{1 + C_2 P} \Delta y_n[k] + \frac{C_1 P}{1 + C_2 P} u_F[k] \quad (10.1)$$

ここで、Self Servo Track Writer は周を重ねていってもサーボトラックが発散しないことが必要であることから、

- $\Delta y_{n+1}[k]$ を 0 にするように $u_F[k]$ を設計する
- $\Delta y_{n+1}[k]$ と $\Delta y_n[k]$ が一致するように $u_F[k]$ を設計する

ようにフィードフォワード入力を設計することを考えることによって、発散しない Self Servo Track Writer が実現されると考えられる。

1. $\Delta y_{n+1}[k]$ を 0 にするように $u_F[k]$ を設計する

式(10.1)について、 $C_1 = C_2$ 、 $u_F[k] = -\Delta y_n[k]$ とすれば、式(10.1)は式(10.2)のように表され、 $\Delta y_{n+1}[k]$ を 0 に収束させることができる。

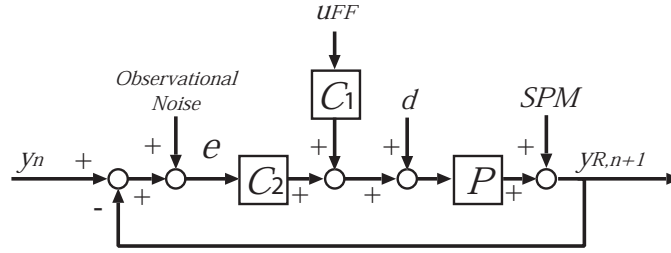


図 10.1: フィードフォワード入力を付加した self Servo Track Writer のブロック線図

$$\begin{aligned} \Delta y_{n+1}[k] &= \frac{C_2 P}{1 + C_2 P} \Delta y_n[k] - \frac{C_2 P}{1 + C_2 P} \Delta y_n[k] \\ &= 0 \end{aligned} \tag{10.2}$$

ただし、フィードフォワード制御器の形から容易に図 10.2 は 10.3 と同じ構成になっていることがわかる。したがって、図 10.2 のようにフィードフォワード入力を印加することは、図 10.3 のような制御系と等価であり、真円を指令値とする方法と見なすことができる。

2. $\Delta y_{n+1}[k]$ と $\Delta y_n[k]$ が一致するように $u_F[k]$ を設計する

式 (10.1) について、 $C_1[k] = P^{-1}$ 、 $u_F[k] = \Delta y_n[k]$ と設計する。これにより、式 (10.3) のようになり、 $\Delta y_{n+1}[k]$ を $\Delta y_n[k]$ と一致させることができる。

$$\Delta y_{n+1}[k] = \frac{C_2 P}{1 + C_2 P} \Delta y_n[k] + \frac{1}{1 + C_2 P} \Delta y_n[k] \tag{10.3}$$

$$\Delta y_{n+1}[k] = \Delta y_n[k] \tag{10.4}$$

ただし、富塚先生 [1] や藤本先生 [2][3] が述べているように、離散系のプラントの逆ダイナミクス P^{-1} には不安定極が含まれてしまうため、これを実現するためには、マルチレート制御系などの手法を適用する必要がある。

以上のように Self Servo Track Writer は、 $\Delta y_{n+1}[k]$ を 0 にするようにヘッドを制御する、もしくは $\Delta y_{n+1}[k]$ と $\Delta y_n[k]$ が一致するようにヘッドを制御することによって、実現することが可能であると考えられる。しかし、どちらの方法を用いるにせよ、フィードフォワード入力として、 $\Delta y_n[k]$ が必要になってしまう。

そこで、次節以降では、 $\Delta y_n[k]$ を得る方法を考察する。

10.3 提案する誤差時系列を用いたヘッド位置推定について

10.3.1 誤差信号の加算によるヘッド位置推定手法の提案

前述したように Self Servo Track Writer をフィードフォワード入力によって実現するためには、ヘッド位置 $\Delta y_n[k]$ の絶対座標が得られない限り構成することは困難である。そこ

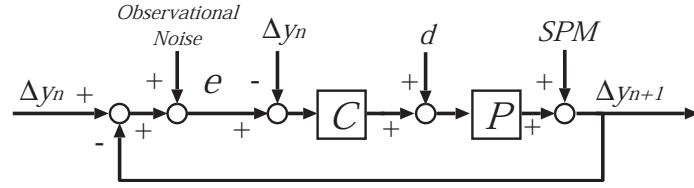


図 10.2: フィードフォワード入力を加えることによって、 $\Delta y_{n+1}[k]$ を 0 に収束させるブロック線図

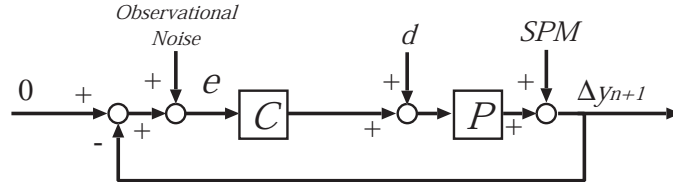


図 10.3: 真円を指令値とする Self Servo Track Writer のブロック線図

で、本節では、観測できる信号からヘッド位置の絶対座標を推定するアルゴリズムを提案する。前章の問題点で述べたように Self Servo Track Writer では前周との誤差しか観測することはできない。しかし、各セクタ毎の誤差を加算することによって、以下のようにヘッド位置を推定することができる。

観測される位置誤差信号は、絶対座標系でのヘッドの位置と前周で描かれたサーボトラック信号の誤差なので、式 (10.5) のように表される。ここで、 $\xi[k]$ は観測雑音を示す。また、同じセクタで前周に描かれたサーボトラック信号は式 (10.6) のように表されるため、同じセクタで観測される位置誤差信号は式 (10.5) ~ (10.8) のように表される。

$$e_{n+1}[k] = y_n[k] - y_{R,n+1}[k] + \xi_{n+1}[k] \quad (10.5)$$

$$e_n[k] = y_{n-1}[k] - y_{R,n}[k] + \xi_n[k] \quad (10.6)$$

$$e_{n-1}[k] = y_{n-2}[k] - y_{R,n-1}[k] + \xi_{n-1}[k] \quad (10.7)$$

⋮

$$e_2[k] = y_1[k] - y_{R,2}[k] + \xi_2[k] \quad (10.8)$$

これらの位置誤差信号を加算することによって、描かれたサーボトラック信号と次週のヘッド位置が相殺されることから、式 (10.12) のように表される。また、雑音は白色性を持つことから、単純加算をすることによって、0 に収束することから、観測誤差の加算は最終的にヘッド位置と 1 周目に描かれたサーボトラックの差となる。

$$e_{n+1}[k] + e_n[k] + \cdots + e_2[k] = y_1[k] + (n-1)l - y_{R,n+1}[k] + \sum_{m=2}^{n+1} \xi_m[k] \quad (10.9)$$

$$= y_1[k] + nl - y_{W,n+1}[k] + \sum_{m=2}^{n+1} \xi_m[k] \quad (10.10)$$

$$= y_1[k] - \Delta y_{n+1}[k] + \sum_{m=2}^{n+1} \xi_m[k] \quad (10.11)$$

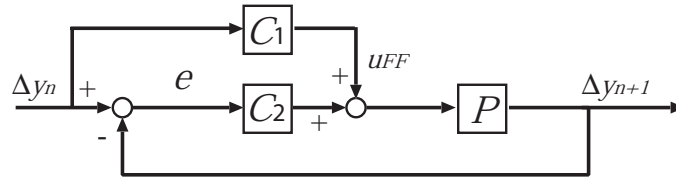


図 10.4: $\Delta y_{n+1}[k]$ を $\Delta y_n[k]$ に追従させる制御系のブロック線図

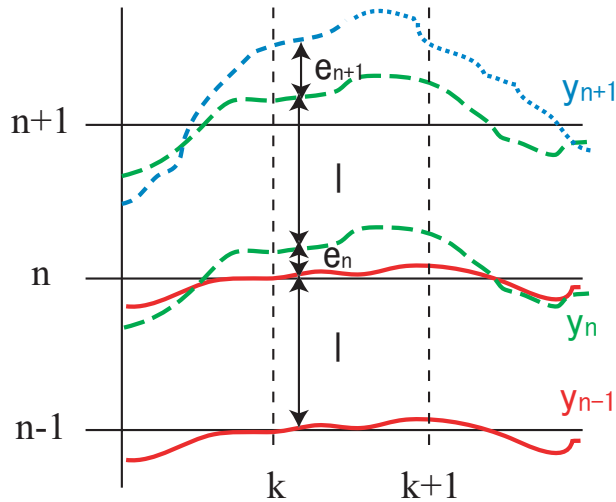


図 10.5: ヘッド位置推定アルゴリズムの推定の様子

$$= y_1[k] - \Delta y_{n+1}[k] \quad (10.12)$$

したがって、*Self Servo Track Writer* が実現できないこととして挙げられていたサーボトラックの発散は、以下のように防ぐことができる。

1. 位置誤差信号の加算によって、ヘッドの絶対位置座標が推定できること
2. ヘッドの絶対位置座標によりフィードフォワード入力が設計できること
3. フィードフォワード入力の設計によって、真円もしくは前周に完全追従する制御系が構成できること
4. サーボトラックの発散を防ぐことができる

10.3.2 ヘッド位置推定シミュレーション

上記に示した位置誤差信号の加算によるヘッドの絶対位置推定方法が実際にヘッド位置を正しく推定できるのかシミュレーションにより検討を行う。先に作成したシミュレーションモデルを用いて、観測ノイズがある場合であっても、安定してヘッド位置を推定できることを示す。

シミュレーションの条件は前章で作成したものと同様のものを用い、内側で描かれたサーボトラックを指令値として1周ずつ外側の周を描いていく。また、このシミュレーションで

10.3 提案する誤差時系列を用いたヘッド位置推定について

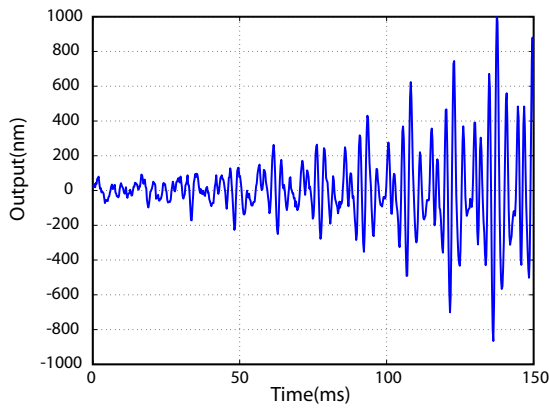


図 10.6: シミュレーション上で計算された出力の時系列

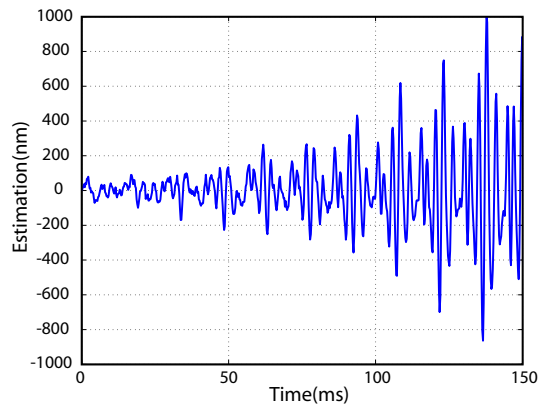


図 10.7: 推定された出力の時系列

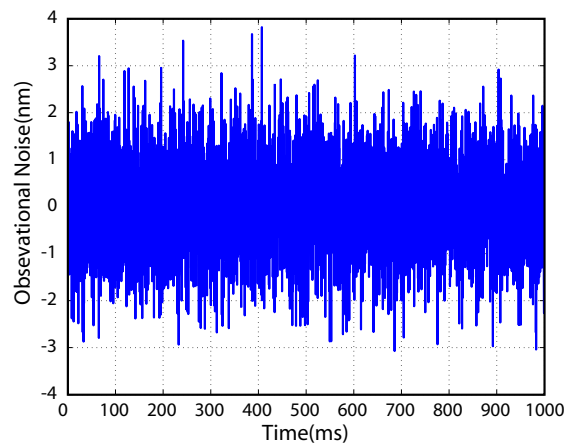


図 10.8: 観測雑音の時系列

はヘッドの位置決め制御系には従来のフィードバック制御器を用いるため、周を追う毎に発散することが予想される。

図 10.8 にシミュレーションで印加した観測雑音の時系列を示す。また、図 10.6、10.7 に出力の時系列、推定されたヘッド位置の時系列を示す。図 10.6 は前述したように通常のフィードバック制御器のみでヘッドを制御しているためにヘッド位置が発散している。このように発散してしまう制御系であっても前節で述べたヘッド位置推定方法は幾何学的な関係は特に変わらないので、ヘッド位置が正しく推定できていることがわかる。また、このシミュレーションではフィードバック制御器に加えられる誤差信号には観測ノイズを印加しているが、観測雑音が存在する場合であっても、提案するヘッド位置推定方法は誤差なく推定することができることが示された。

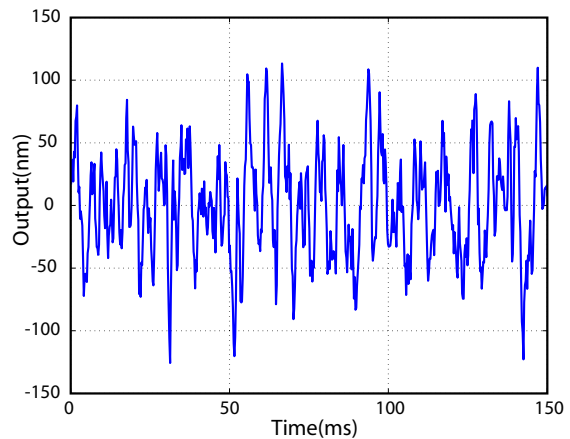
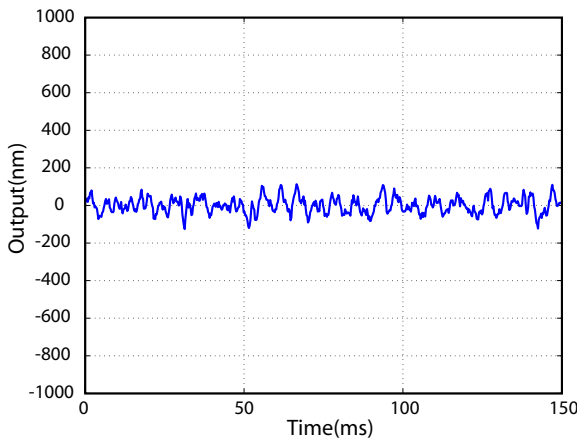


図 10.9: 真円に対する追従制御系のシミュレーション/ヘッド位置の時系列
 図 10.10: 真円に対する追従制御系のシミュレーション/ヘッド位置の時系列 (拡大図)

10.4 フィードフォワード制御入力を用いたヘッド位置制御

10.4.1 真円に対して追従する制御系/シミュレーション

前節で述べたヘッド位置推定シミュレーションより、本論文で提案する手法を用いることによって、ヘッド位置を正しく推定することが示された。このヘッド位置推定値をフィードフォワード入力として用いることによって、図 10.2 に示される $\Delta y_{n+1}[k]$ を 0 に収束させる制御系が設計可能である。先に示したようにこの制御系は真円を指令値とする制御系と等価であるので、安定したサーボトラックが描けると考えられる。

図 10.9 にシミュレーションで得られたヘッド位置の時系列、図 10.10 に図 10.9 を拡大した図を示す。フィードフォワード入力を加えることによって、もともと図 9.18 のように発散していたヘッド位置が図 9.17 と同様に安定した軌道を描いていることがわかる。ヘッドの絶対位置がわからない状況で、フォロイングモードと同等な軌道を描いていることはヘッド位置推定方法が正しく働いているためであると考えられる。

10.4.2 前周に追従する制御系/シミュレーション

図 10.4 で示した $\Delta y_{n+1}[k]$ を $\Delta y_n[k]$ に完全追従させることによって、Self Servo Track Writer を実現させる方法だが、実際には先に示したように磁気ディスク装置には高周波数領域まで存在する外乱のために実現が不可能であると考えられる。しかし、Self Servo Track Writer が安定してサーボトラックを描くためには、前周との位置関係は大変重要である。そこで、真円に対して位置決めを行うよりも、図 10.11 のように真円に対して幾分前周の情報を入れた方がトラック間距離を一定に保つという意味では、より安定したサーボトラックを描くことができる。

そこで、前周に対して完全追従する制御系ではなく、前周の真円に対する誤差を κ 倍した軌道を指令値とする制御系を考える。この際、前節で提案したヘッド位置推定アルゴリズムを用いることによって、任意の指令値を制御系に与えることができる。図 10.12 に $\kappa \Delta y_n$ に対して追従する Self Servo Track Writer のブロック線図を示す。

図 10.12 で示されるブロック線図に指令値として $0.4\Delta y_n$ 、 $0.6\Delta y_n$ 、 $0.8\Delta y_n$ を与えた。観

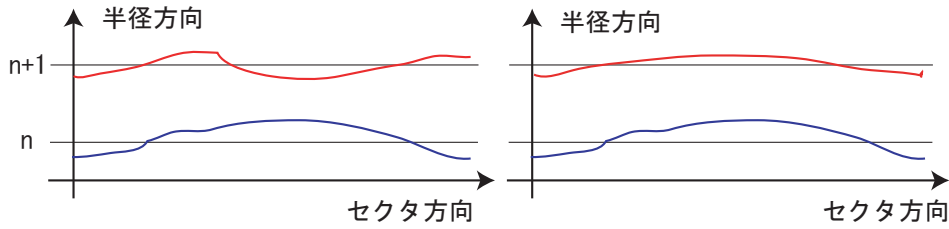


図 10.11: 指令値に前周の情報を入れることによる利点

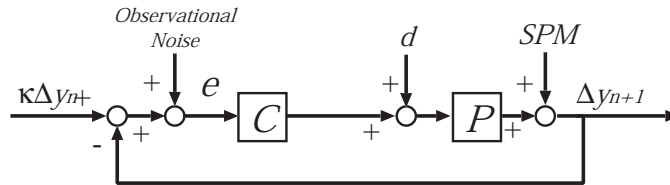


図 10.12: $\kappa\Delta y_n$ に対して追従する Self Servo Track Writer のブロック線図

測雑音、外乱等は今までと同等のものを印加している。図 10.13、10.15、10.17 にそれぞれの指令値を与えたときの出力の時系列 (Δy_{n+1}) の様子を示す。図から $0.6\Delta y_n$ までは安定なサーボトラックが書かれているが、 $0.8\Delta y_n$ まで前周の影響を加えると発散していることがわかる。これは κ の値を大きく設定しすぎると、補感度関数の影響が出てきてしまい、指令値と補感度関数の影響が相殺できなくなってしまうためだと考えられる。定量的な考察は後述する。

また、図 10.14、10.16、10.18 にそれぞれの指令値に対するトラック間隔の時系列を示す。真円からの誤差だけを見ると、指令値に前周の情報を入れない方が良いように思えるが、トラック間隔まで考慮すると、真円を指令値とするだけでなく、前周の情報を指令値として考慮した方がより安定したサーボトラックが描かれると結論付けられる。また、この前周の情報をどのくらい印加するかは κ により調整可能である。

このときシミュレーションで得られた出力の時系列、トラック間隔の時系列から表 10.1 のように各指令値に対する出力とトラック間隔の 3σ 値が計算される。

● 指令値の安定限界について

図 10.13 ~ 10.18 からわかるように $\kappa = 0.8$ のときには発散していることがわかる。また、先に示したようにフィードバック制御器を含めたクローズドロップの補感度関数のポード線図は図 9.14 に示している。ここで、補感度関数のゲインの最大値は $2.3[\text{dB}]$ なので、指令値内におけるこの周波数帯の成分を $-2.3[\text{dB}]$ にすればサーボトラックは発散しないであろうと予測される。

表 10.1: 前周の情報を指令値にいれたときの出力とトラック間隔の 3σ

指令値	出力の 3σ	間隔の 3σ
前周の 0.0 倍	138[nm]	$705 \pm 197[\text{nm}]$
前周の 0.4 倍	153[nm]	$705 \pm 173[\text{nm}]$
前周の 0.6 倍	190[nm]	$705 \pm 178[\text{nm}]$

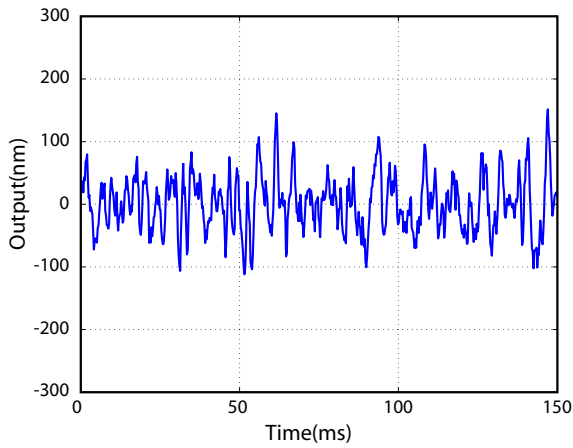


図 10.13: $k=0.4$ のときの出力の時系列

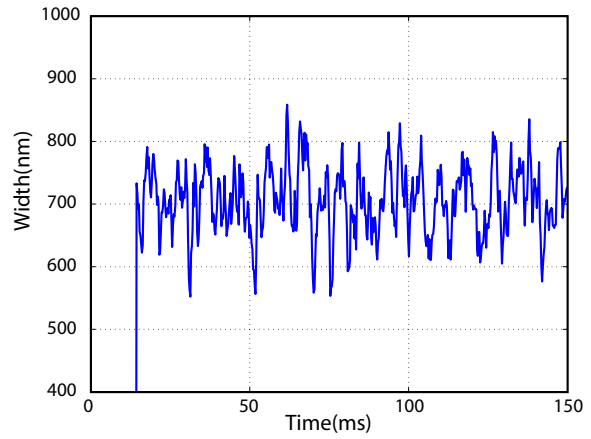


図 10.14: $k=0.4$ のときのトラックの様子

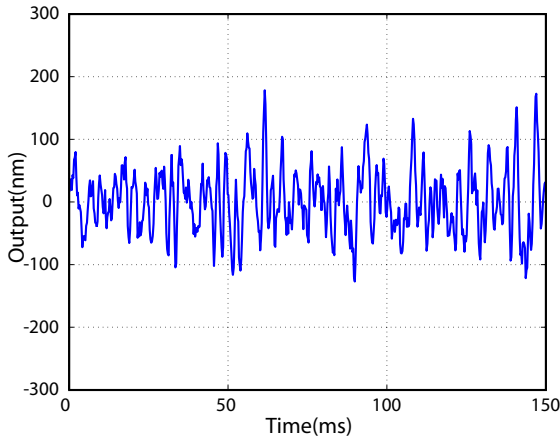


図 10.15: $k=0.6$ のときの出力の時系列

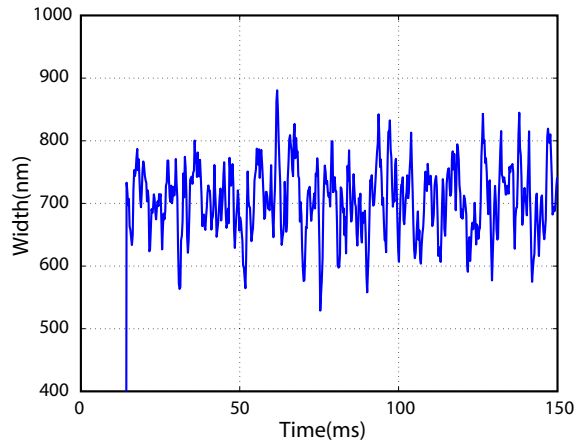


図 10.16: $k=0.6$ のときのトラックの様子

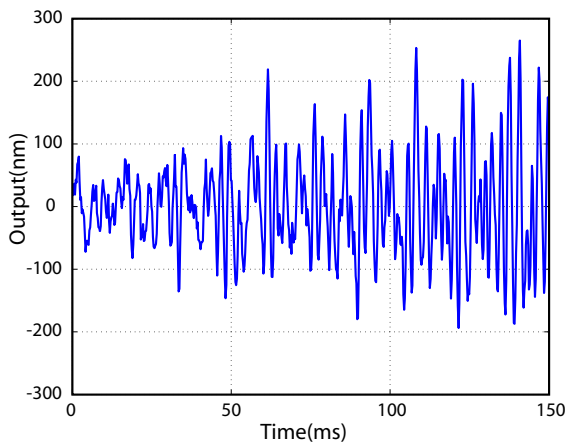


図 10.17: $k=0.8$ のときの出力の時系列

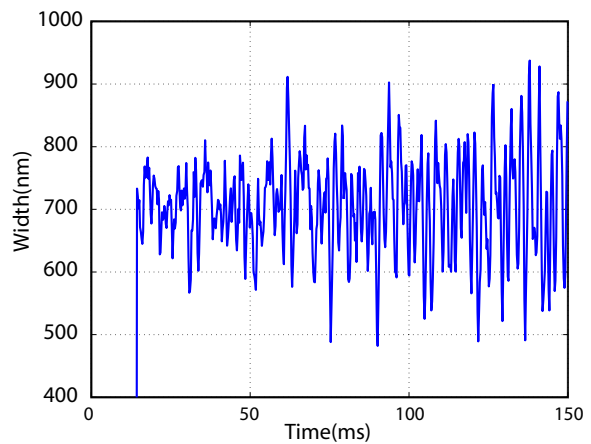


図 10.18: $k=0.8$ のときのトラックの様子

$\kappa\Delta y_n$ から Δy_{n+1} の伝達関数について、式 (10.13) ~ (10.15) と書くことができるので、指令値の κ と補感度関数による効果は $\kappa = 0.683$ のときに打ち消されることがわかる。したがって、 κ の値としては補感度関数の値から定量的に安定限界の値を求めることができる。

$$20 \log \frac{\Delta y_n}{k\Delta y_n} = 2.3 \quad (10.13)$$

$$\frac{\Delta y_n}{k\Delta y_n} = 10^{0.165} = 1.462 \quad (10.14)$$

$$\Delta y_n = 1.462 \cdot k\Delta y_n \quad (10.15)$$

10.5 マルチレートフィードフォワード制御による完全追従制御の *Self Servo track Writer* への適用

10.5.1 マルチレートフィードフォワード制御による完全追従制御

前節で示したように、提案するヘッド位置推定方法を用いることにより、任意の指令値を与える *Self Servo Track Writer* を実現することができる。また、一方で追従制御系では、藤本、堀らが提案したマルチレートフィードフォワード制御に基づく PTC はサンプル点上での完全追従を補償する方法がある [2][3]。先に述べたように、前周に完全追従する制御系は高周波数帯に存在する外乱のためにサーボトラックが発散されることが予想されるが、前週の κ 倍の指令値 $\kappa\Delta y_n[k]$ に追従する制御系は実現可能なため、本節では、 $\kappa\Delta y_n[k]$ に完全追従する制御系を構成する。

ただし、通常の PTC では、文献 [2][3] にも記載されているように、外乱の影響がなくなるほどの高性能なフィードバック制御器が搭載されていることを前提として PTC が設計される。本論文では、磁気ディスク装置上の外乱が高周波数帯にまで及んでいることから、この制限を考慮せず、フィードフォワード入力によって、追従性能が向上するのか検証を行う。

以下に文献 [28] で提案されている PTC について記載する。

- マルチレートサンプリングによる完全追従制御

ヘッドが位置誤差信号を観測するサンプリングタイムを T_y (通常のサンプリングタイム：長い方) に対して、 T_y を n 分割して作るサンプリングタイムを T_u (短い方) とする。短い方のサンプリングタイム T_u で離散化した離散時間プラントは、プラントの離散の状態方程式

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}_s \mathbf{x}[k] + \mathbf{b}_s u[k] \quad (10.16)$$

$$y[k] = \mathbf{c}_s \mathbf{x}[k] \quad (10.17)$$

となる。さらに、1 サンプリングタイム先の状態方程式に代入することで、

$$\mathbf{x}[k+2] = \mathbf{A}_s \mathbf{x}[k+1] + \mathbf{b}_s u[k+1] \quad (10.18)$$

$$= \mathbf{A}_s (\mathbf{A}_s \mathbf{x}[k] + \mathbf{b}_s u[k]) + \mathbf{b}_s u[k+1] \quad (10.19)$$

$$= \mathbf{A}_s^2 \mathbf{x}[k] + [\mathbf{A}_s \mathbf{b}_s, \mathbf{b}_s] \begin{bmatrix} u[k] \\ u[k+1] \end{bmatrix} \quad (10.20)$$

が得られる。これを n 回繰り返すことで、時刻 $t = iT_y = kT_u$ から $t = (i + 1)T_y = (k + n)T_u$ までの長いサンプリングタイム T_y の状態変数の遷移は、

$$\mathbf{x}[k + n] = \mathbf{A}\mathbf{x}[k] + \mathbf{B}\mathbf{u}[i] \quad (10.21)$$

となる。ここで、

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_s^n \quad (10.22)$$

$$\mathbf{B} = [\mathbf{A}_s^{n-1}\mathbf{b}_s, \mathbf{A}_s^{n-2}\mathbf{b}_s, \dots, \mathbf{b}_s] \quad (10.23)$$

$$\mathbf{u}[i] = [u[k], u[k + 1], \dots, u[k + n - 1]]^T \quad (10.24)$$

を表す。ここで改めて式 (10.25) を

$$\mathbf{x}[i + 1] = \mathbf{A}\mathbf{x}[i] + \mathbf{B}\mathbf{u}[i] \quad (10.25)$$

とする。ここで、

$$\mathbf{u}[i] = \mathbf{B}^{-1}(\mathbf{x}_d[i + 1] - \mathbf{A}\mathbf{x}_d[i]) \quad (10.26)$$

$$= \mathbf{B}^{-1}(\mathbf{I} - z^{-1}\mathbf{A})\mathbf{x}_d[i + 1] \quad (10.27)$$

を入力することによって、

$$\mathbf{x}[i + 1] = \mathbf{x}_d[i + 1] \quad (10.28)$$

となり完全追従制御が実現する。ただし、実プラントとフィードフォワード制御器のプラントが一致していること、プラントの変動に対しては十分ロバスト性を有するフィードバック制御器が存在することが条件となる。

$$\left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \hline \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{array} \right] \Leftrightarrow \mathbf{D} + \mathbf{C}(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} \quad (10.29)$$

$$\left[\begin{array}{c|c} \mathbf{0} & \mathbf{A} \\ \hline -\mathbf{B}^{-1} & \mathbf{B}^{-1} \end{array} \right] \Leftrightarrow \mathbf{B}^{-1} - \mathbf{B}^{-1}(z\mathbf{I})^{-1}\mathbf{A} \quad (10.30)$$

10.5.2 PTC を用いたヘッド位置制御シミュレーション

前節で述べたマルチレートフィードフォワード制御を用いた完全追従制御を *Self Servo Track Writer* に適用した。フィードバック制御器は今まで使用してきたものと同様のものを用い、フィードフォワード制御器についてはプラントの次数を 2 次元と低次元化したものを使用している。また、各種の外乱については前述してきたシミュレーションモデルと同様のものを使用している。

シミュレーションでは同様の条件のもと、以下の制御系により制御性能の比較を行った。

- 指令値に前周の情報を使う場合
 - フィードバック制御器のみの場合

表 10.2: シミュレーション結果の 3σ

制御器	指令値	出力の 3σ	間隔の 3σ
FB	真円	138[nm]	705 ± 197[nm]
FB	前週の 0.5 倍	166[nm]	705 ± 173[nm]
FB+FF	前週の 0.5 倍	155[nm]	705 ± 176[nm]

– フィードフォワード制御器を付加する場合

• 指令値を真円とする場合

– フィードバック制御器のみの場合

シミュレーションで得られた出力の時系列を図 10.19、10.21、10.23 に示す。さらに、図 10.20、10.22、10.24 に各制御器構成で描かれたサーボトラックと前周との間隔を示す。また、表 10.2 にそれぞれの制御系について真円からの誤差とトラック間距離についての 3σ を示す。表 10.2 からわかるように、フィードバック制御器のみの場合と比較して、トラック間距離を維持したまま、真円からの誤差を現象させることに成功している。ただし、前述したように PTC は加えられる外乱に対して抑圧することができるほどの高性能なフィードバック制御器を用いることが前提になっているので、今回のシミュレーションのように高周波数帯にまで外乱が及んでいる場合には、その効果はあまり見られなくなっていると考えられる。次節でさらに定量的な考察を行う。

10.5.3 考察

それぞれの制御器の構成で得られたシミュレーション結果について定量的な考察を行う。提案手法である出力の推定方法には問題がないものとして、出力と出力の推定値には誤差がないものと仮定する。また、マルチレート PTC を適用することによって、外乱がない場合の出力は指令値と完全一致するものと仮定する。下記に真円に対するフィードバック制御系の場合、前週の κ 倍を指令値とするフィードバック制御系の場合、前週の κ 倍を指令値とする完全追従制御系の場合に対してそれぞれの出力、トラック間距離に対する伝達関数を示す。

$$\Delta y_{n+1}[k] = T \cdot noise + P \cdot S \cdot d + S \cdot SPM \quad (10.31)$$

$$\Delta y_{n+1}[k] = T \cdot \kappa \Delta y_n[k] + T \cdot noise + P \cdot S \cdot d + S \cdot SPM \quad (10.32)$$

$$\Delta y_{n+1}[k] = \kappa \Delta y_n[k] + T \cdot noise + P \cdot S \cdot d + S \cdot SPM \quad (10.33)$$

$$l + \Delta y_{n+1}[k] - \Delta y_n[k] = l - \Delta y_n[k] + T \cdot noise + P \cdot S \cdot d + S \cdot SPM \quad (10.34)$$

$$l + \Delta y_{n+1}[k] - \Delta y_n[k] = l + (T \cdot \kappa - 1) \Delta y_n[k] + T \cdot noise + P \cdot S \cdot d + S \cdot SPM \quad (10.35)$$

$$l + \Delta y_{n+1}[k] - \Delta y_n[k] = l + (\kappa - 1) \Delta y_n[k] + T \cdot noise + P \cdot S \cdot d + S \cdot SPM \quad (10.36)$$

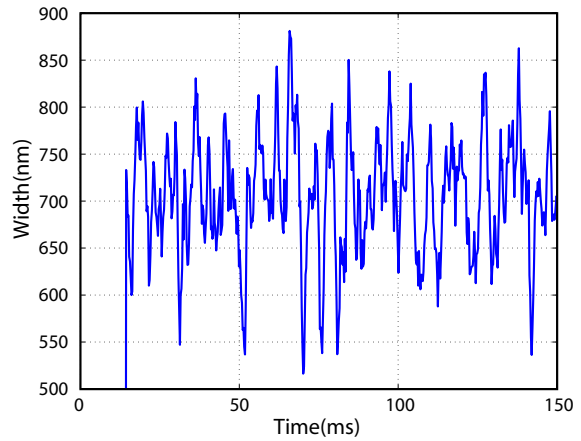
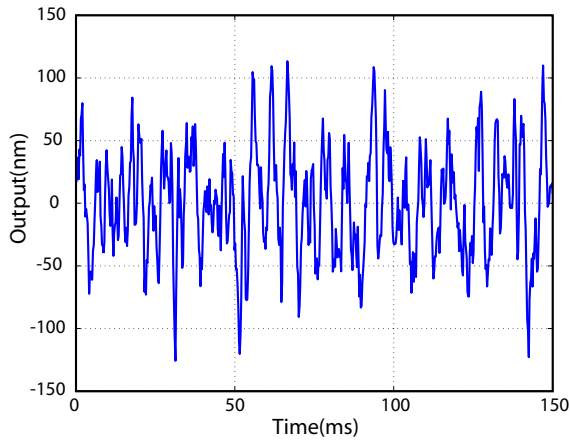


図 10.19: FB 制御器のみ、指令値を真円とした場合の出力の時系列
 図 10.20: FB 制御器のみ、指令値を真円とした場合の前周との間隔の時系列

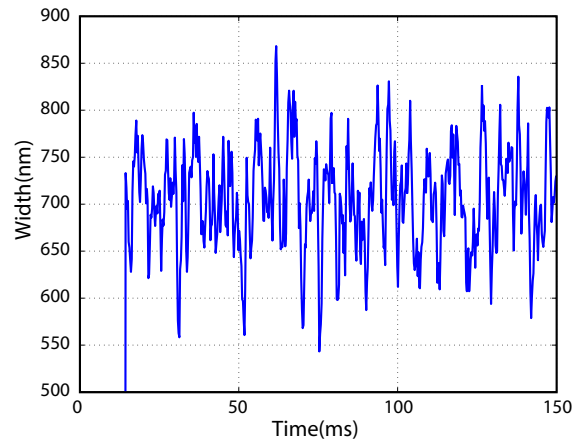
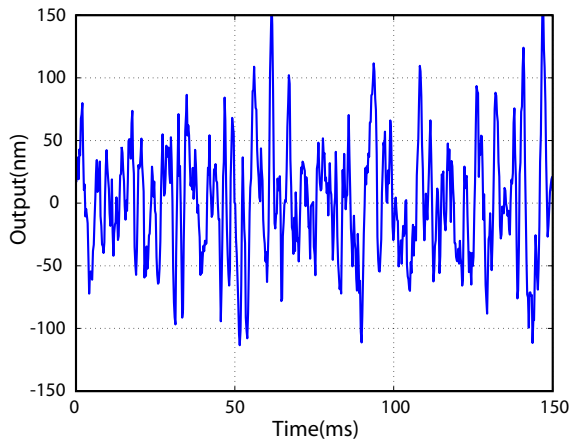


図 10.21: FB 制御器のみ、指令値に前周情報を使った場合の出力の時系列
 図 10.22: FB 制御器のみ、指令値に前周情報を使った場合の前周との間隔の時系列

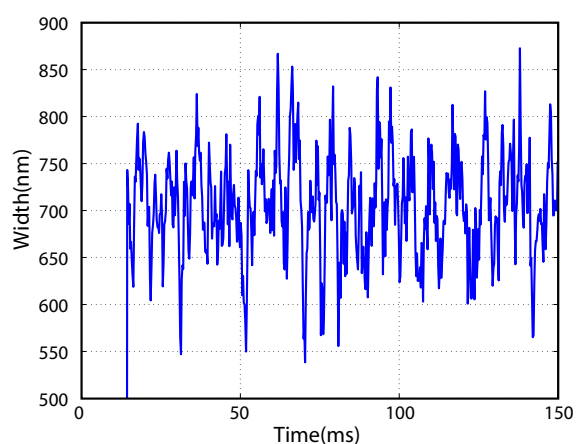
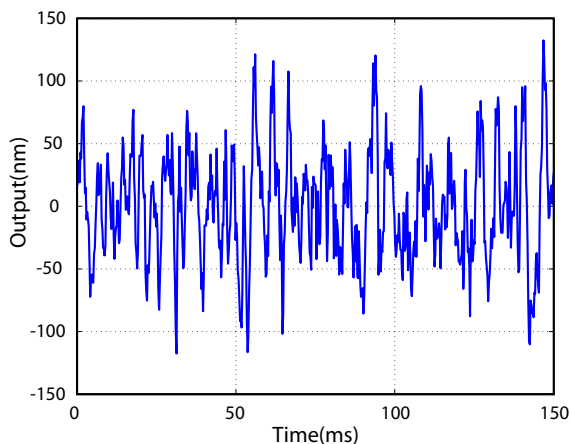


図 10.23: FB 制御器+FF 制御器、指令値に前周情報を使った場合の出力の時系列
 図 10.24: FB 制御器+FF 制御器、指令値に前周情報を使った場合の前周との間隔の時系列

表 10.2 に示したように、式 (10.31) には $\Delta y_n[k]$ の影響がないことから、真円に対するフィードバック制御系は出力では良い結果が得られると考えられる。しかし、その分トラック間距離では、 $\Delta y_n[k]$ の影響がそのまま伝わるので、トラック間距離では悪くなってしまう。それに対して、前週の κ 倍を指令値とする場合には、補感度関数、 κ によって、それぞれに及ぼす影響を調整することが可能である。特に、マルチレートを用いた完全追従制御系では、前週の誤差に対する出力の影響は κ 、トラック間距離への影響は $1 - \kappa$ となることから、見通しの良い設計が可能になると考えられる。

10.6 まとめ

本章では Self Servo Track Writer を構成するためにフィードフォワード入力を加えることによって実現する方法を紹介し、その実現のため、絶対座標系におけるヘッド位置を推定する方法を提案した。このヘッド位置推定手法を用いることによって、従来では補感度関数の影響によって、発散していたサーボトラックが SSTW においても安定したサーボトラックが描けることを実証した。本章ではさらに安定したサーボトラックを実現するために、前周に対して追従する制御系を構成し、この制御系においては指令値が存在する追従制御系になることから、マルチレートフィードフォワード制御による完全追従制御を Self Servo Track Writer を適用することによって、さらに安定したサーボトラックを描けることを示し、見通しの良い制御系構成になることを示した。

第11章 Self Servo Track Writerへの提案手法の適用と実験的評価

11.1 はじめに

本章では、第10章で提案したヘッド位置推定アルゴリズムならびにフィードフォワード入力によるSelf Servo Track Writerの実現を実際に磁気ディスク上でサーボトラックを書き込む実験を行い、Self Servo Track Writerでサーボトラックを幾周も描いたとしてもサーボトラックが発散しないことを検証する。ただし、実際のSelf Servo Track Writerではサーボトラック書き込みまでに時間遅れが存在することから、ヘッド位置推定方法の改良を行う。これにより、前章で示した制御系は実際にSelf Servo Track Writerに移植することができる。

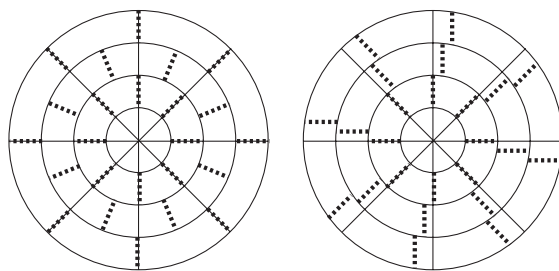
実際にSelf Servo Track Writerを実行し、磁気ディスク装置の実機であってもサーボトラックが発散しないことを実証し、Self Servo Track Writerの実現が可能であることを示す。

11.2 Self Servo Track Writer 実現の条件

11.2.1 サーボトラック書き込みタイミングの問題と定式化

前章までの検討では、ディスクに対するセクタの場所は一定としていたが、実際にSelf Servo Track Writerを実現させるためには、ヘッドを位置制御するタイミングとサーボトラック書き込みまでには時間差が生じてしまう。これによって、図10.5のようにヘッド位置を読み込むタイミングとサーボトラックを書き込むタイミングが完全一致することは不可能である。また、若干の遅れであれば、図11.1(b)のように書き込みタイミングを近似的に一致しているとすることができるが、磁気ディスク装置においては実際の使用を考えた場合にヘッドがトラック間を移動するシークモードが存在するために、サーボトラックはある決まった箇所に描かれていなくてはならない。そこで、Self Servo Track Writerを実現するために、図11.1(a)のように毎周にセクタ位置を変えることを考える。ただし、どの周もセクタ位置が異なるとやはりシークモードでトラック位置とセクタ位置を読むことができないので、1周おきにセクタ位置を揃える。これにより、磁気ディスク装置のヘッドが読み込みと書き込みを同時に行う必要がなく、さらにシークモードでのサーボトラックの読み込みが可能となる。

しかし、このようにセクタ位置を変えることによって、前章まで述べてきたヘッド位置推定方法が適用できなくなってしまう。そこで、以下にセクタ位置を変更した際のヘッド位置推定方法を述べる。図11.2に書き込み遅れを生じてしまう座標系の詳細を示す。また、どのような経緯でサーボトラックが書きこまれるか時間の流れとともに紹介する。



(a) 遅れがある場合 (b) 遅れがない場合

図 11.1: サーボトラックの様子

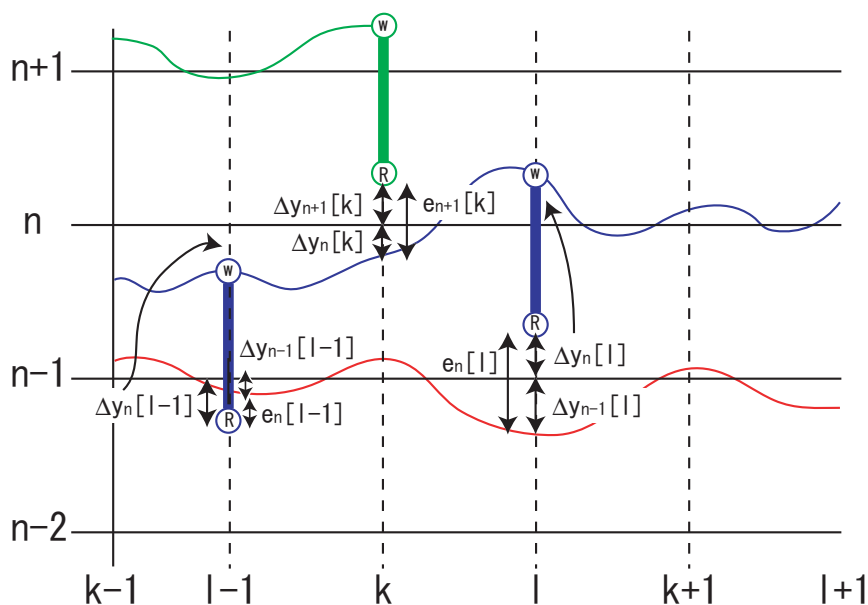


図 11.2: 遅れがある場合の座標系の考え方

1. 既に $n-1$ 周目のサーボトラック Δy_{n-1} が描かれているものとする。
2. n 周のトラックを描くために read ヘッドは Δy_{n-1} に追従しようとする。
3. しかし実際には制御誤差を生じてしまうため、例えば $SECTOR = l-1$ 時にはフィードバック制御器に $e_n[l-1]$ が入力され、位置制御入力が計算され、印加される。
4. $SECTOR = k$ 時に write ヘッドがサーボトラックを書き込む。
5. $SECTOR = l$ 時に新たな誤差信号 $e_n[l]$ が得られ、新たな制御入力が印加される。
6. $n+1$ 周のサーボトラックを書き込むときには、 $SECTOR = k-1, k, k+1$ 時に誤差信号が観測され、 $SECTOR = l-1, l, l+1$ 時の場所にサーボトラックが書き込まれる。

以上のような問題より、サーボトラック書き込みの遅れはヘッド位置推定方法を適用したとしても正確なヘッド位置を推定することができない。今、サーボトラック間の遅れはサンプリングタイムの半分とすると、式 (11.1) のように考えることができる。このときサンプリングタイム間の移動は線形に移動すると仮定している。

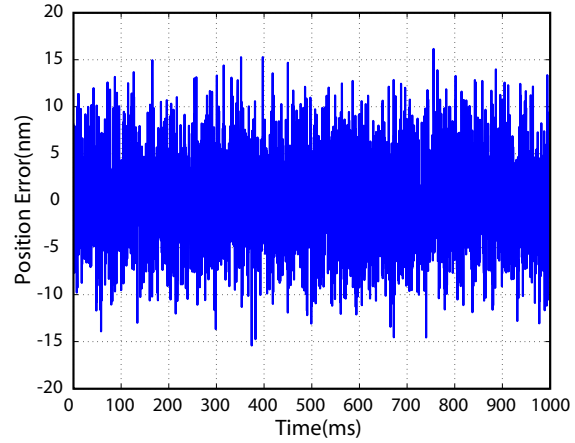
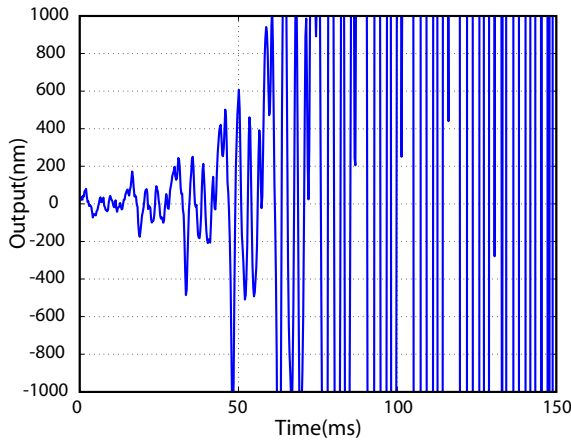


図 11.3: サーボトラック書き込み遅れを考慮 図 11.4: サーボトラック書き込み遅れ時間中
せずにヘッド位置推定値をフィードフォワードにヘッド位置に印加されると想定した位置外
乱の時の出力の時系列 乱の時系列

$$e_n[l-1] = \Delta y_{n-1}[l-1] - \Delta y_n[l-1] \quad (11.1)$$

$$e_{n+1}[k] = \Delta y_n[k] - \Delta y_{n+1}[k] \quad (11.2)$$

したがって、このような時間遅れを考慮せずに前章で提案したヘッド位置推定を用いて、フィードフォワード入力を加えると、実際のヘッド位置と推定されたヘッド位置が異なるために、制御系は発散してしまう（図 11.3）。また、サーボトラック書き込み遅れ時にはヘッドは実際には線形に移動することはないので、シミュレーション上では、図 11.4 に示すような位置外乱が印加されると仮定する。

11.2.2 出力推定の改良

前節で述べたようにサーボトラックの書き込みに遅れを持つ場合には純粋に加算をすることができないので、以下にヘッド位置推定の改良を示す。

式 (11.3) のような仮定をおく。

$$\Delta \tilde{y}_n[k] = \frac{\Delta \tilde{y}_n[l-1] + \Delta \tilde{y}_n[l]}{2} \quad (11.3)$$

これは、 n 周目のトラック y_n を書き込むときに Δy_{n-1} から $\Delta y_n[l]$ に write ヘッドが移動するが、その間はそれぞれの平均ぐらいの場所にいるだろうという推定である。

したがって、 $SECTOR = l-1, l$ 時の誤差情報を用いて、それぞれの平均を計算することによって、式 (11.8) のように再帰的に $\Delta y_{n+1}[k]$ を推定することができる。

$$e_n[l-1] = \Delta y_{n-1}[l-1] - \Delta y_n[l-1] \quad (11.4)$$

$$e_n[l] = \Delta y_{n-1}[l] - \Delta y_n[l] \quad (11.5)$$

$$\frac{e_n[l-1] + e_n[l]}{2} = \frac{\Delta y_{n-1}[l-1] + \Delta y_{n-1}[l]}{2} - \frac{\Delta y_n[l-1] + \Delta y_n[l]}{2} \quad (11.6)$$

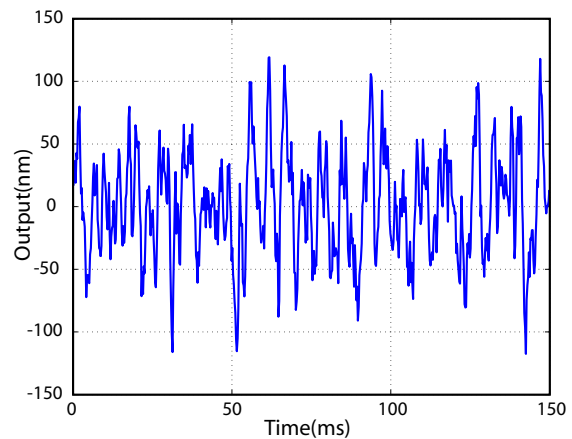
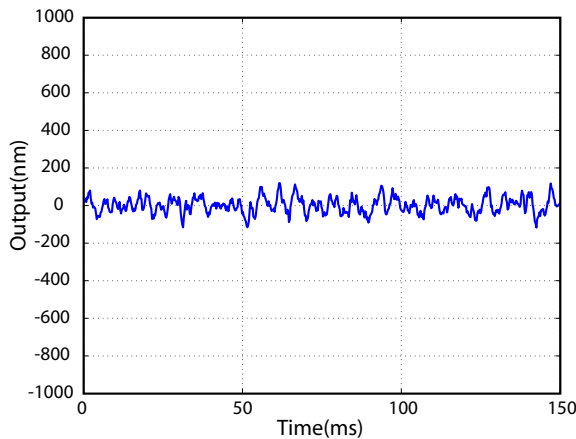


図 11.5: サーボトラック書き込み遅れを考慮したヘッド位置推定値を用いた出力の時系列
図 11.6: サーボトラック書き込み遅れを考慮したヘッド位置推定値を用いた出力の時系列 (拡大図)

$$\Delta y_{n+1}[k] = \Delta y_n[k] - e_{n+1}[k] \quad (11.7)$$

$$= \frac{\Delta \tilde{y}_n[l-1] + \Delta \tilde{y}_n[l]}{2} - e_{n+1}[k] \quad (11.8)$$

11.2.3 改良後のヘッド位置制御シミュレーション

前節で改良したヘッド位置推定方法によって、実際にサーボトラック書き込み遅れが存在するときでもヘッド位置を正確に推定し、ヘッドを位置制御できるかシミュレーションにより検証を行った。シミュレーション条件は前章で述べてきたものと同様である。マルチレートフィードフォワード制御による完全追従制御は適用していない。

図 11.5 にシミュレーションで得られた出力の時系列とその拡大図 (図 11.6) を示す。ヘッド位置の推定を改良しない場合は図 11.3 のように発散してしまっているが、ヘッドの位置推定を改良することによって、図 11.5 のように安定したサーボトラックを描くことができる。以下の実験検討では、セクタ位置が周毎に異なってしまうため、このようにヘッド位置推定方法を改良して行う。

11.3 Self Servo Track Writer の実験的検討

以上、Self Servo Track Writer の実現に向けて、ヘッド位置推定方法を提案し、また、サーボトラック書き込み遅れに対するヘッド位置推定の改良を行った。以上の手法を (株) 東芝の協力により、磁気ディスク装置の評価器を用いることによって、実験により検討を行った。今回の実験では、前章で述べたフィードバック制御器のみを用いた場合について、前周の情報を指令値とする方法の検討を行った。実験では以下の指令値に対するサーボトラック書き込みの性能を比較した。

- 前週の 1.0 倍に追従する制御系 (簡単に発散すると考えられる従来手法)
- 前週の 0.0 倍 (真円) に追従する制御系

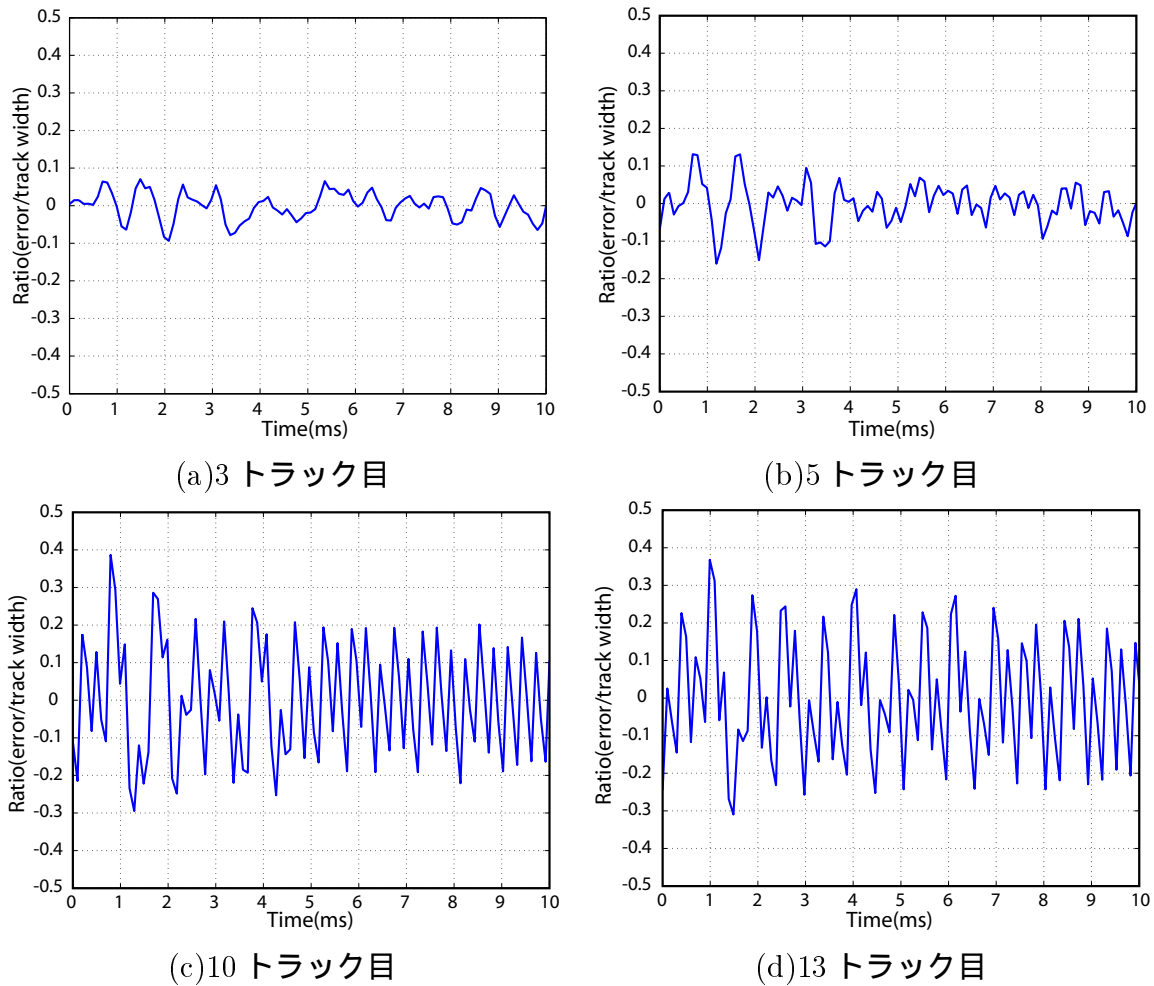


図 11.7: 従来の位置誤差信号をフィードバックしたときに観測された位置誤差信号の時系列

- 前週の 0.5 倍に追従する制御系

図 11.7、11.8、11.9 に実験で得られた位置誤差信号の時系列を示す。

図 11.7 は従来の位置誤差信号をフィードバックしたときに観測された位置誤差信号の時系列である。フィードフォワード入力を印加しないために、補感度関数の盛り上がりによって、サーボトラックが周を追う毎に増幅されてしまう。(a) に示すようにはじめはトラック間隔に対して、 ± 0.1 トラックの幅に収まっていたが、周を追う毎に増幅してしまい、13 周目には ± 0.4 トラックの振幅を持ってしまったため、これ以上はサーボトラック信号を描き込むことができなくなってしまった。

図 11.8 はヘッド位置推定値フィードフォワード入力によって、真円に対する位置制御を施した場合の位置誤差信号の時系列である。図 11.7 ほど発散することはなかったが、やはり 20 トラックを描き込んだ後はサーボトラックを書き込むことは出来なくなってしまった。図より安定した軌道が描かれているので、本来であれば、さらにサーボトラックを描くことができると考えられるが、今のところ原因究明中である。

図 11.9 は前週の 0.5 倍を指令値とした場合の位置誤差信号の時系列である。本実験システムでは 50 周弱の書き込み実験が可能であるが、図 11.9 の場合は最終的にはサーボトラック書き込みの失敗ではなく、実験システムの制約によって、サーボトラック書き込みが終了してしまった。従来 Self Servo Track Writer で一番大きな問題であったサーボトラック発

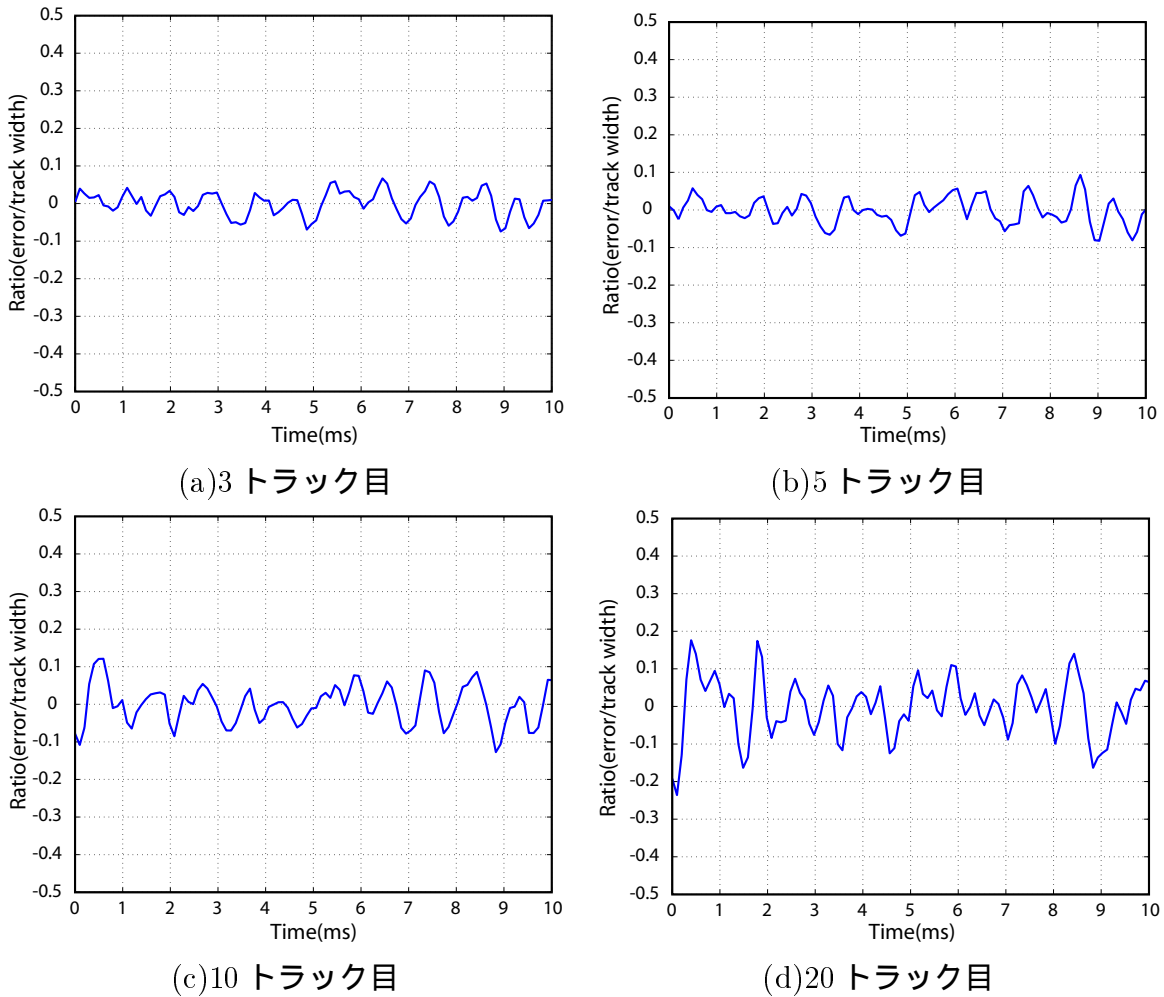


図 11.8: ヘッド位置推定値フィードフォワードによって真円に対する位置制御を施した場合の位置誤差信号の時系列

散の問題はほぼ解決されたと言うことができる。従来の方法に比べて格段に安定したサーボトラックを描くことができたといえる。ただし、図からわかるように周を追う毎に徐々にサーボトラックの振幅が増加していく傾向が見られ、実際に磁気ディスク装置に適用して数万トラックのサーボトラックを描くことは困難であると考えられる。これについてはさらに考察を行い、振幅が増加する原因を突き止め、解決する必要がある。

また、図 11.10、11.11、11.12 に実験でえられたヘッド位置を全ての周について重ね描きした図を示す。図 11.11、11.12 から見てわかるようにフィードフォワード入力を用いた手法については安定したサーボトラックを描き込んでいることがわかる。

11.4 課題

図 11.9 に示したように実験においては前週の 0.5 倍の指令値を与えることによって、より安定にサーボトラックを描くことに成功した。本実験によって、周を追う毎に指数関数的に発散する現象は防ぐことができたといえる。ただし、実験においては周を追う毎に若干のサーボトラックの発振が見られ、実際の磁気ディスク装置に実装した場合に数万トラッ

表 11.1: 実験結果によって描くことができたサーボトラックの本数

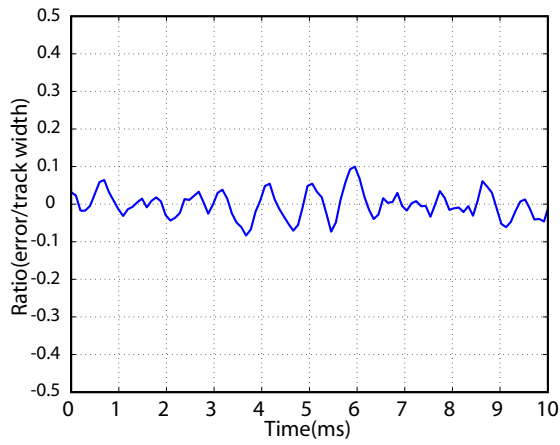
指令値	書き込みができたサーボトラックの本数
前週の 1.0 倍	13 本 (発散終了)
前週の 0.0	20 本 (発散終了)
前週の 0.5 倍	43 本 (実験機の制約により終了)

クのサーボトラックを描くことは不可能であると考えられる。そこで、以下のような課題が考えられる。

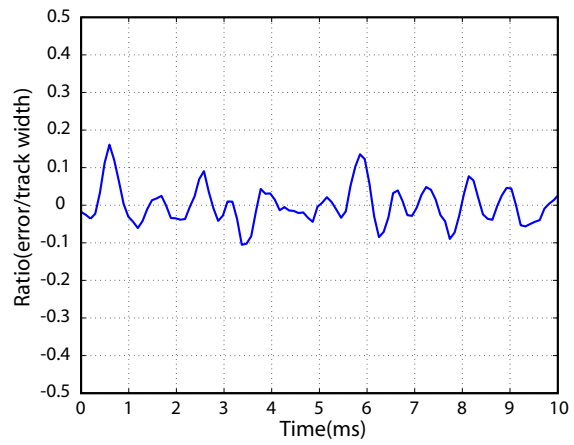
- 今回の実験で提案手法を適用した際にもサーボトラックの振幅が増加していく現象を分析し、この現象が起らないようにする。
- 前週の 0.5 倍のサーボトラックを指令値とする場合が一番良好な結果が得られたが、前週の κ 倍が最適な指令値となるか検討する。
- マルチレートサンプリング制御などさらに高性能が望まれる制御理論を適用する。

11.5 まとめ

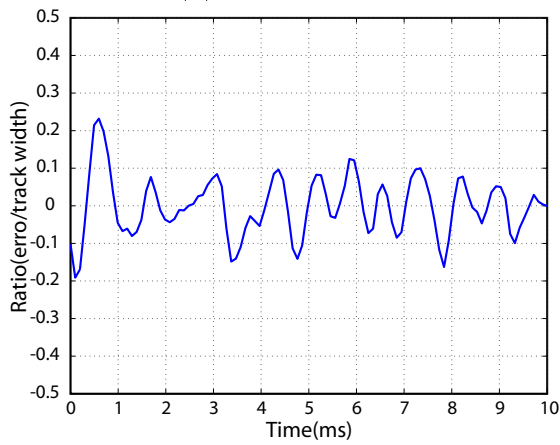
本章では Self Servo Track Writer 実現のために提案したヘッド位置推定方法を実際に実機に適用し、サーボトラックの描き込みを試みた。しかし、実機では write ヘッドの書き込み時間までに遅れが存在するために提案手法をヘッド位置推定方法を改良した手法をさらに提案した。これにより、実際に磁気ディスク装置によって Self Servo Track Writer を駆動することが可能となった。実験では従来のフィードバック制御系のみでは補感度関数の影響によって、サーボトラックが発散していた問題がフィードフォワード入力によって、急激な発散が解決されたと言える。ただし、実際に磁気ディスク装置により Self Servo Track Writer を実現させるためには、さらなる研究が必要だと考えられる。



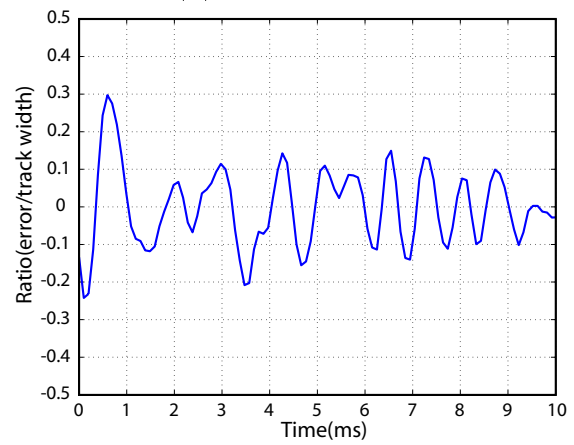
(a) 3トラック目



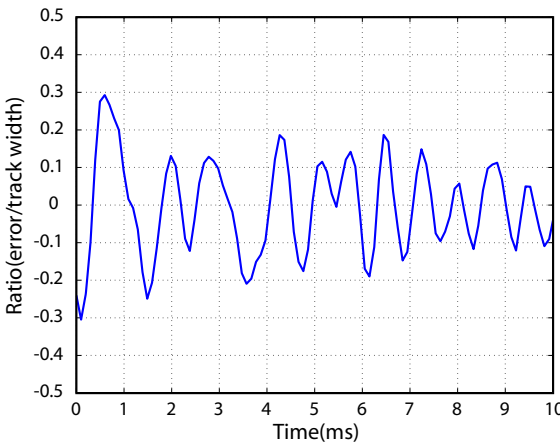
(b) 10トラック目



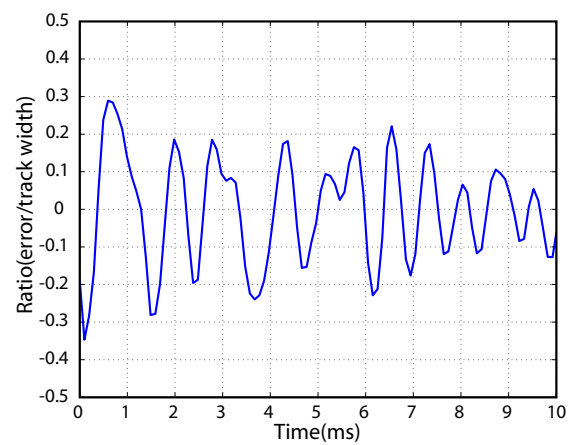
(c) 20トラック目



(d) 30トラック目



(e) 40トラック目



(f) 43トラック目

図 11.9: ヘッド位置推定値フィードフォワードによって前週の0.5倍を指令値とする位置制御を施した場合の位置誤差信号の時系列

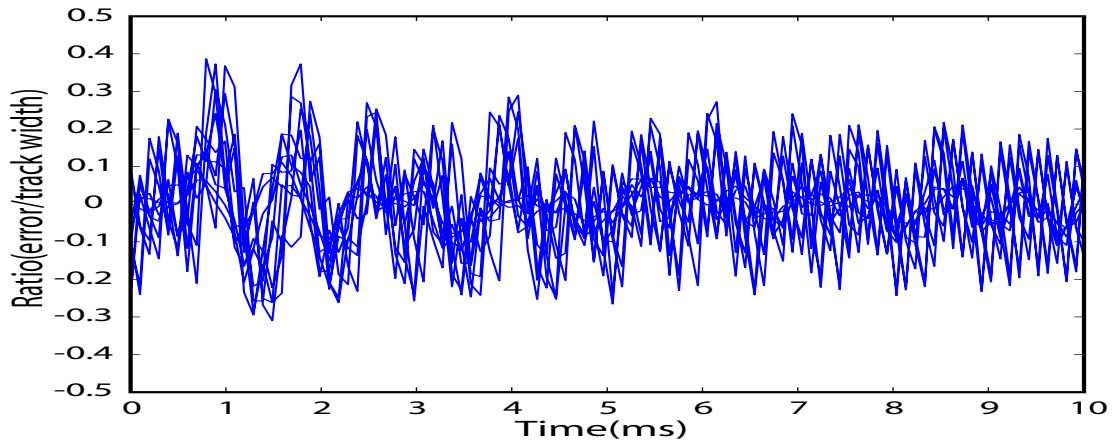


図 11.10: 従来の位置誤差信号をフィードバックしたときに観測された位置誤差信号を重ね描きした場合の時系列 (~ 13 トラック)

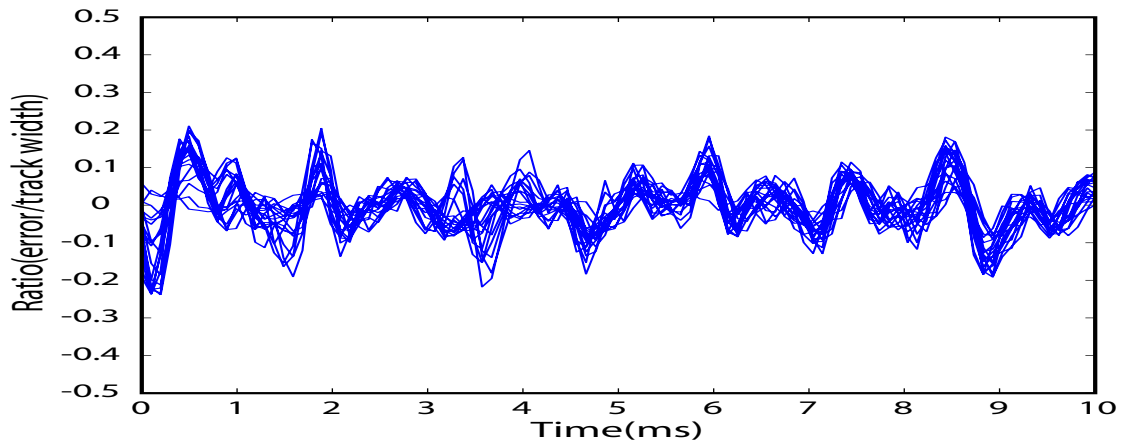


図 11.11: ヘッド位置推定値フィードフォワードによって真円に対する位置制御を施した場合の位置誤差信号を重ね描きした場合の時系列 (~ 20 トラック)

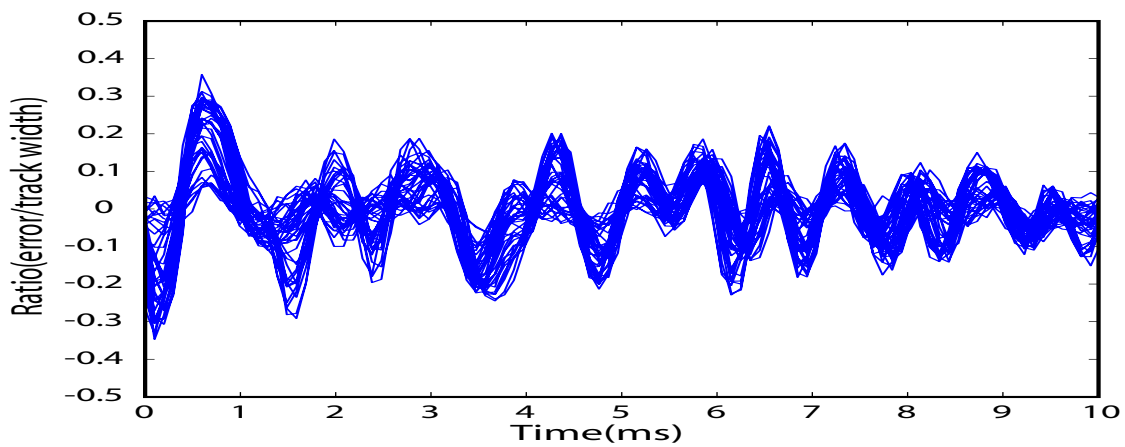


図 11.12: ヘッド位置推定値フィードフォワードによって前週の 0.5 倍を指令値とする位置制御を施した場合の位置誤差信号を重ね描きした場合の時系列 (~ 43 トラック)

第12章 結言

12.1 本論文のまとめ

本論文では Self Servo Track Writer 実現のためにヘッド位置推定方法を提案し、実際にシミュレーション・実機での検証により実際に Self Servo Track Writer が実現できることを示した。特に、実験での評価により従来では補感度関数の影響からサーボトラックが発散していた問題がフィードフォワード入力を適用することにより、解決することができたのは今後の Servo Track Writer の必要性を考えると、大変有効であると考えられる。

現在、磁気ディスク装置は大きな市場を形成し、今後もさらにこの傾向は続くものと考えられる。現状の方法では二つの大きな問題点があることから、さらに高性能化した磁気ディスク装置が市場に出るためには、コストが高くなってしまい、現在のように安価な磁気ディスク装置が市場に出ることは不可能だと思われる。

現状では次世代の Servo Track の書き方として、幾つかの研究例が報告されているが、Self Servo Track Writer に関しては、サーボトラックが発散してしまう問題が存在していたため、その研究例はほとんど報告されていなかった。この論文が次世代の Servo Track Writer の可能性の一つとして現在磁気ディスク装置の研究開発を進めている研究者・技術者のために寄与できれば幸いである。

12.2 今後の課題

今回の実験では周を追う毎に補感度関数の影響でサーボトラック信号が発散する問題は解決されたが、いまだに若干の振幅の増加が見られる。磁気ディスク装置は数万トラックのサーボトラック信号を描き込む必要があり、このような問題を解決しないことには Self Servo Track Writer は実現することができない。そこで、振幅が増加する原因を突き止め、このような問題が起きないようにすることが今後の課題といえる。

また、前周に追従する制御系を提案することにより、Self Servo Track Writer に適した制御系を提案したが、定量的にどのような指令値を印加すればいいのかはいまだ研究の余地が残っている。この問題を解決することもより高性能な Self Servo Track Writer を実現するためには重要な問題である。

謝辞

本研究を進めるにあたり、指導教官である堀洋一教授には、ご多忙であるにも関わらず、熱心なご指導と的確なご助言を頂きました。専門的な指導はもとより、工学者の在り方・考え方など研究を続けるにあたって一生涯財産となる理念・信念まで多くのことを御指導いただきました。また、ときには厳しくときには親身になって御指導して頂き、教育とは如何なるものか学ばせて頂きました。研究室に配属されてから卒論、修士課程・博士課程と六年の間、堀教授のもとで学ぶことができたことを誇りに思います。ここに深く感謝申し上げます。

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

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

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

坂井真一郎博士、鈴木文泰博士、藤本博志博士には在学中より制御理論や計算機環境のことの御指導御助言を頂きました。モーションコントロールという研究分野で身近に国際会議・学会等で活躍されている研究者がいることは、自身の研究に多くの刺激と励みを与えてくださいました。ここに深く感謝申し上げます。

及部七郎斎博士、関弘和博士、馬澄斌博士には日頃の生活から研究上の問題点まで多くのことについて相談にのって頂き、面倒を見て頂きました。呉世訓さんには特に磁気ディスク装置位置決め装置系の研究において根幹となる部分の理論・シミュレーション・実験に至る全ての過程で親身になって御指導御助言を頂きました。

同輩の畠直輝君には日々の生活から研究に至るまで多くの場面をともに過ごすことができ、お互いの研究について有意義な議論を交わすことができました。一緒に過ごした五年という月日は一生の宝になると思います。ありがとうございました&また頑張りましょう!

12.2 今後の課題

また、一緒に研究室で過ごしてきた学生の皆様方には普段の生活から研究のことまでお世話になりました。心より感謝致します。

発表文献

1. 論文誌論文

- Nobutaka Bando, Sehoon Oh and Yoichi Hori: "Disturbance Rejection Control based on Adaptive Identification of Transfer Characteristics from Acceleration Sensor for Hard Disk Drives System", 電気学会論文誌D部門, Vol. 123, No. 12, 2003.
- 坂東 信尚、堀 洋一: "再構成アトラクタを用いた非線形外乱予測器による外乱抑圧制御" (投稿準備中).
- Nobutaka Bando and Yoichi Hori: "Estimation of the Head Position for Self Servo Track Writer and Consideration of Feedforward Control" (投稿準備中).

2. 国際会議の論文

- Nobutaka Bando and Yoichi Hori: "A Novel Nonlinear Disturbance Predictor based on Reconstructed Attractor for Motion Control System", *Proceedings of PCC-Osaka2002*, 2002.
- Nobutaka Bando, Sehoon Oh and Yoichi Hori: "External Disturbance Rejection Control based on Identification of Transfer Characteristics from the Acceleration Sensor for Access Control of Hard Disk Drive System", *Proceedings of AMC'02*, 2002.
- Nobutaka Bando, Sehoon Oh and Yoichi Hori: "Acceleration Feedforward Control based on Adaptive Identification of Transfer Characteristics for Hard Disk Drives, *IIP/ISPS Joint MIPE'03*, pp. 28-29, 2003.
- Nobutaka Bando and Yoichi Hori: "Experimental Demonstration of Disturbance Suppression Control with Novel Nonlinear Disturbance Predictor based on Reconstructed Attractor", *IPEMC2004*, 2004.

3. 国内学会の論文

- 坂東 信尚, 堀 洋一: "再構成アトラクタを用いた非線形外乱予測", 平成 13 年電気学会産業応用部門大会, pp. 605-608, 2001.
- 坂東 信尚, 呉 世訓, 堀 洋一: "加速度センサからの伝達特性に基づいた外部外乱抑圧制御器の磁気ディスク装置への応用", 産業計測制御研究会, IIC-02-88, 2002.
- 坂東 信尚, 堀 洋一: "SSTW のためのヘッド位置推定とフィードフォワード制御の検討", 産業計測制御研究会, IIC-04-72, pp. 531-534, 2004.
- 坂東 信尚, 堀 洋一: "再構成アトラクタを用いた非線形外乱予測器による外乱抑圧制御", 平成 16 年電気学会産業応用部門大会, 2004.

- 坂東 信尚, 堀 洋一: "Self Servo Track Writerのためのヘッド位置推定とPTCの適用", 産業計測制御研究会, IIC-05-68, 2005.

4. 共著の論文

- 高橋 啓, 坂東 信尚, 堀 洋一: "作業空間の非干渉化に基づいたビジュアルサーボ系の新しい設計法", 産業計測研究会, IIC-02-21, 2002.

5. その他

- 坂東 信尚: "加速度センサからの伝達特性に基づく外部外乱抑圧制御器", 電気学会技術報告「マスストレージシステムのための超精密超高速サーボ技術」, No. 956, pp. 38-41, 2004.

参考文献

- [1] M. Tomizuka: "Zero phase error tracking algorithm for digital control", AME, journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 109-3, 65/68, 1987.
- [2] 藤本 博志, 堀 洋一, 山口 高司, 中川真介, "マルチレートサンプリングを用いた完全追従制御法による磁気ディスク装置のシーク制御", 電気学会論文誌 D, Vol. 120, No. 10, pp. 1157-1164, 2000.
- [3] 藤本 博志, 堀 洋一, 河村 篤男, "マルチレートフィードフォワード制御を用いた完全追従制御法", 計測自動制御学会論文集, Vol. 36, No. 9, pp. 766-772, 2000.
- [4] 藤崎 泰正, 段 一然, 池田 雅夫: "入出力データ配列に基づくシステム表現と制御方式", システム制御情報学会論文誌, Vol. 11, No. 11, pp. 630-637, 1998.
- [5] 杉村 俊治, 浜本 研一: "入出力データに基づく最適制御入力の決定法-凸計画法によるアプローチ-", システム制御情報学会論文誌, Vol. 11, No. 2, pp. 86-92, 1998.
- [6] 川福 基裕, 田辺 章, 岩崎 誠, 平井 洋武, 奥山 淳: "周波数領域逆伝達関数補償を用いた HDD の同期外乱一括抑圧", 電気学会産業計測制御研究会, IIC-04-68, 2004.
- [7] 藤本 博志, 川上 文宏, 近藤 正示: "スイッチング制御と PTC に基づく磁気ディスク装置の RRO 補償", 電気学会産業計測制御研究会, IIC-04-69, 2004.
- [8] Takaji Umeno, Tomoaki Kaneko, Yoichi Hori: "Robust Servosystem Design with Two Degrees of Freedom and its Application to Novel Motion Control of Robust Manipulators", *IEEE Trans. on IE*, Vol. 40, No. 5, pp. 473-485, 1993.
- [9] 梅野 孝治: 「2 自由度ロボトサーボ系によるロボットの制御」, 日刊新聞社発行, 「機械設計」, 第 35 巻, 第 8 号 (1991)
- [10] Youngjin Choi, Kwangjin Yang, Wan Kyun Chung, Hong Rok Kim and Il Hong Suh: "On the Robustness and Performance of Disturbance for Second-Order Systems", *IEEE Trans. Automatic Control*, Vol. 48, No. 2, 2003.
- [11] 美多 勉: "H_∞ 制御", ISBN4-7856-1188-X, 昭晃堂, 1994.
- [12] 野波 健蔵, 西村 秀和, 平田 光男: "MATLAB による制御系設計", ISBN4-501-31940-2, 東京電機大学出版局, 1998.
- [13] Matthew T. White, Masayoshi Tomizuka: "Increased Disturbance Rejection in Magnetic Disk Drives by Acceleration Feedforward Control", *Proceedings of the 13th IFAC*, San Francisco, USA, 1996.

- [14] Satinderpall Pannu, Roberto Horowitz: "Accelerometer Feedforward Servo for Disk Drives", *Proceedings AIM'97*, Tokyo, Japan.
- [15] Sang-Eun Beak, Seung-Hi Lee: "Vibration Rejection Control for Disk Drives by Acceleration Feedforward Control", *Proceedings of the 38th Conference on Decision and Control*, Phenix, Arizona USA, 1999.
- [16] 加藤 義樹, 小林 真一, 黒丸 廣志, 前川 明寛: "外乱オブザーバを利用した位置領域の周期外乱の補償", 平成 13 年電気学会産業応用部門大会, 2001.
- [17] 合原 一幸編: 別冊日経サイエンス"複雑系がひらく世界-科学・技術・社会へのインパクト", 日経サイエンス社, 1997
- [18] 鹿野 洋, 堀 洋一: "再構成アトラクタを用いた二重振り子の安定化制御", 電学論 D, 119 巻 1 号, 1998.
- [19] Troy Shinbrot, Celso Grebogi, Edward Ott, James A. Yorke: "Using small perturbations to control chaos", *NATURE*, Vol. 363, 3 June 1993.
- [20] 小室 元政: "二重振り子とカオス", 日本ロボット学会誌, Vol.15, No.8, Nov. 1997.
- [21] 山口高司: 「ハードディスク装置における位置決め制御技術の最新動向」, *Proceedings of 45th annual Conderence ISCIE* , May, 2001.
- [22] Ho Seong Lee: "Controller Optimization for Minimum Position Error Signals of Hard Disk drives", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 48, No. 5, 2001.
- [23] Jun Ishikawa, Masayoshi Tomizuka: "Pivot Friction Compensation Using an Accelerometer and Disturbance Observer for Hard Disk Drives", *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, Vol. 3, No. 3, 1998.
- [24] 井 通暁, 堀 洋一, 合原 一幸: "アトラクタ再構成による非線形予測の高精度化・同期化と歩行ロボットへの応用", 電子情報通信学会論文誌 A, Vol. J80-A, No. 1, pp. 126-134, 1997.
- [25] Louis L. Whitcomb, Alfred A. Rizzi, Daniel E. Koditschek: "Comparative Experiments with a New Adaptive controller for Robot Arms", *IEEE Tran. on robotics and automation*, Vol. 9, No. 1, Feb, 1993.
- [26] 村上 俊之, 大西 公平: "ロバスト制御に基づいた他自由度ロボットの安定性および作業空間での非干渉制御に関する一考察", 電学論 D, 113 巻, 5 号, 1993.
- [27] Bode. H. W.: "Network Analysis and Feedback Amplifier Design", D. V. Nostrand, 1945.
- [28] 藤本 博志, Bin Yao: "マルチレート適応ロバスト制御に基づくリニアモータの位置決め制御", 平成 16 年電気学会産業応用部門大会予稿集, 2004 年 9 月.
- [29] Yukihiro Uematsu, Masanori Fukushi and Kayoko Taniguchi: "Development of the Pushpin Free STW", *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 37, No. 2, 2001.

-
- [30] M. Hemant, C. Rovert and A. Vinay: "Modeling and compensator design for self servowriting in disk", *Proc. of the American Control Conference 2003*, 2003.
- [31] G. Guo, J. Zhang: "Control Strategies for Writing Servo Tracks Narrower Than 5 MicroInches", *Proc. of the IIP/ISPS Joint MIPE'03*, pp. 1-5, 2003.
- [32] C. Kang and C. Kim: "An Iterative Learning Approach to Compensation for the Servo Track Writing Error in High Track Density Disk Drives", *Proc. of the IIP/ISPS Joint MIPE'03*, pp. 20-22, 2003.
- [33] T. Ishida, K. Miyata, T. Hamada and K. Tohma: "Printed Media Technology for an Effective and Inexpensive Servo Track Writing of HDDs", *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 37, No. 4, 2001.
- [34] K. Miyata, T. Hamada, H. Hayashi, Y. Ban, K. Taniguchi and A. Saito: "Magnetic Printing Technology -Application to HDD", *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 39, No. 2, 2003.
- [35] Kazuhiko Takaishi, et. al. : "Hard Disk Drive Servo Technology for Media-Level Servo Track Writing", *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 39, No. 2, 2003.
- [36] Robert Oboe: "Use of MEMS based accelerometers in Hard Disk Drives", *Proc. of AIM2001*, Italy, 2001.
- [37] Akihide Jinzenji, Tatsuro Sasamoto, Koichi Akikawa, Susumu Yoshida and Keiji Aruga: "Acceleration Feedforward Control Against Rotational Disturbance in Hard Disk Drives", *IEEE Trans. Magnetics*, Vol. 37, No. 2, 2001.
- [38] "トランジスタ技術", 第38巻, 第11号, ISSN0040-9413, 2001.
- [39] 原 武生: "ハードディスク概説", 電気学会誌, Vol. 123, No. 9, 2003.