



—学位論文—

状態オブザーバに基づいた高速・高精度サーボ制御系の
設計および実現とそのモーションコントロールへの応用

Design and Realization of High Speed - High
Precision Servo Control System Based on State
Observer and Its Applications to Motion Control

第I部 瞬時状態オブザーバによる状態推定とその磁気ディスク装置の
高精度位置決め制御への適用

Part I. State Estimation Using Instantaneous State Observer and Its Application
to High Precision Positioning System of Hard Disk Drive

第II部 左既約分解に基づくアンチwindアップ制御系の設計と
そのモーションコントロールへの応用

Part II. Anti-Windup Control System Design Based on Left Coprime Factorization
and Its Applications to Motion Control

指導教官: 堀洋一 教授

東京大学大学院 工学系研究科 電気工学専攻
鈴木文泰

2000年12月

目次

第 I 部 瞬時状態オブザーバによる状態推定とその磁気ディスク装置の高精度位置決め制御への適用	1
第 1 章 緒言	2
1.1 本論文の背景および目的	2
1.2 本論文の構成	3
第 2 章 磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系	4
2.1 HDD のヘッド位置決め制御系	4
2.1.1 HDD の動向	4
2.1.2 ヘッド位置決め制御系の特徴	4
2.1.3 複数の制御方式の切り換えによる位置決め制御 (モード切り換え制御)	5
2.1.4 単一の制御方式による位置決め制御	11
2.2 高精度化のための制御技術	12
2.2.1 サンプル値 H_∞ 制御の適用	13
2.2.2 マルチセンシングヘッド位置決め制御	13
2.2.3 デュアルステージサーボ機構	14
2.3 まとめ	14
第 3 章 瞬時状態オブザーバの提案	16
3.1 はじめに	16
3.2 DC サーボモータの速度制御系と瞬時速度オブザーバ	16
3.3 瞬時速度オブザーバの一般化	18
3.3.1 制御対象, 外乱モデルの定式化	18
3.3.2 T_2 周期での推定値の更新	19
3.3.3 T_1 周期での推定値の修正	19
3.4 まとめ	21
第 4 章 磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系への適用と位置決め精度の評価	22
4.1 はじめに	22
4.2 瞬時状態オブザーバの磁気ディスク装置への適用方法	22
4.3 瞬時状態オブザーバを用いた制御系の構成	24
4.3.1 制御対象の離散化	24
4.3.2 オブザーバの T_1 周期での定式化	25
4.3.3 フィードバック制御器の T_1 周期での定式化	26
4.3.4 閉ループ系の T_1 周期での解析	26
4.4 制御系の設計	27
4.5 シミュレーション結果	30

4.5.1	瞬時状態オブザーバによる安定性改善	30
4.5.2	瞬時状態オブザーバの極と安定余有、位置決め精度の依存性	31
4.5.3	フィードバック制御器のハイゲイン化による閉ループ特性の改善	34
4.5.4	位置決め精度の評価	35
4.6	実験結果	37
4.7	まとめ	38
第5章	結言	39
第II部	左既約分解に基づくアンチwindアップ制御系の設計とそのモーションコントロールへの応用	41
第6章	緒言	42
6.1	本論文の背景および目的	42
6.2	本論文の構成	44
第7章	従来のアンチwindアップ制御系に関する研究動向	45
7.1	操作量飽和とwindアップ現象	45
7.2	アンチwindアップ制御系の例	46
7.2.1	Conditional Integrator	46
7.2.2	Anti-Reset Windup	47
7.2.3	制御器の入力端で調整するアンチwindアップ手法	49
7.3	Bumpless Transfer 法	49
7.4	General Anti-Windup and Bumpless Transfer 法によるアンチwindアップ制御器のパラメトリゼーション	49
7.5	左既約分解に基づくアンチwindアップ制御器の表現および設計法	52
7.5.1	左既約分解に基づくアンチwindアップ制御器の表現	53
7.5.2	左既約分解に基づくアンチwindアップ制御器の設計例	54
7.6	状態オブザーバを用いた制御器の状態推定との関連性	56
7.6.1	飽和状態オブザーバの提案	56
7.6.2	アンチwindアップ制御系の構成	57
7.6.3	状態方程式によるアルゴリズムの表現	57
7.6.4	左既約分解に基づくアンチwindアップ制御器との関連性	58
7.7	まとめ	59
第8章	1自由度制御系のアンチwindアップ制御	60
8.1	はじめに	60
8.2	オブザーバを用いたアンチwindアップ制御器の設計	60
8.2.1	アンチwindアップ制御器の設計	60
8.2.2	全次元状態オブザーバを用いたフィードバック制御器のアンチwindアップ化	61
8.2.3	最小次元オブザーバを用いたフィードバック制御器のアンチwindアップ化	62
8.2.4	ユーラパラメトリゼーションに基づくアンチwindアップ制御器設計法の提案	63

8.2.5	提案手法のパラメトリゼーション	64
8.3	DC サーボモータの速度制御系への適用	66
8.3.1	制御対象と制御系の設計	66
8.3.2	速度制御系のシミュレーション結果	66
8.4	直列接続されたリミッタの考慮	66
8.5	DC サーボモータの位置制御系への適用	69
8.5.1	制御対象と制御系の設計	69
8.5.2	記述関数法による安定性の検討	71
8.5.3	連続時間系でのシミュレーション結果	72
8.5.4	離散時間系でのシミュレーション/実験結果	75
8.5.5	最小次元オブザーバを用いた設計法によるシミュレーション結果	76
8.6	まとめ	78
第 9 章	2 自由度制御系のアンチwindアップ制御	80
9.1	はじめに	80
9.2	検討する 2 自由度制御系の全体図	81
9.3	2 自由度制御系の構造とwindアップ現象	82
9.3.1	2 自由度制御系の基本構造	82
9.3.2	フィードバック制御系によるwindアップ現象抑圧手法の問題点	82
9.4	2 自由度制御系におけるアンチwindアップ制御の提案	84
9.4.1	フィードフォワード制御器のアンチwindアップ化	84
9.4.2	2 自由度制御系のアンチwindアップ化の構成法	86
9.4.3	提案手法の状態空間での表現	87
9.4.4	アンチwindアップ制御系全体の実現	88
9.5	提案手法の構造および特徴	88
9.5.1	右既約分解による線形なフィードフォワード制御器との関係	88
9.5.2	既存のアンチwindアップ手法との関係	90
9.5.3	フィードフォワード制御器の逆システムとの関係	91
9.5.4	提案手法による制御系の演算量に関する検討	93
9.6	シミュレーション/実験結果: 1- 連続時間系での検討	94
9.6.1	2 自由度制御系の設計	94
9.6.2	windアップ抑圧効果の検討	94
9.7	シミュレーション/実験結果: 2- 離散時間系での検討	95
9.7.1	制御対象のモデル化と制御系の設計	95
9.7.2	提案手法による 2 自由度制御系のwindアップ抑圧効果	95
9.8	まとめ	97
第 10 章	フィードフォワード制御器のアンチwindアップ手法の追従制御系への応用	99
10.1	はじめに	99
10.2	追従制御器の設計法	99
10.2.1	右既約分解による追従制御器の設計	100
10.2.2	安定極零相殺 (SPZC) による追従制御器	101
10.2.3	零位相誤差追従制御器 (ZPETC)	102
10.3	追従制御器のアンチwindアップ化	103
10.3.1	プレフィルタのアンチwindアップ化	103

10.4	目標関数発生器の調整による追従性能の向上	104
10.5	2自由度追従制御系全体のアンチwindアップ化	106
10.6	シミュレーションおよび実験による評価	106
10.6.1	制御対象のモデル化と制御系の設計	107
10.6.2	目標関数発生器の修正法に関する検討	108
10.6.3	右既約分解による追従制御器に対するwindアップ抑圧特性	109
10.6.4	SPZCによる追従制御器に対するwindアップ抑圧特性	110
10.6.5	ZPETCに対するwindアップ抑圧特性	110
10.7	まとめ	111
第11章	マニピュレータの軌跡追従制御への適用	115
11.1	はじめに	115
11.2	ジョイントアクチュエータのロバスト位置制御による軌跡追従制御系の設計	115
11.3	軌跡追従制御系のアンチwindアップ化	116
11.3.1	フィードバック制御器およびフィードフォワード制御器のアンチwindアップ化	117
11.3.2	目標関数発生器のアンチwindアップ化	119
11.4	シミュレーション結果	119
11.4.1	右既約分解に基づく追従制御系の追従特性	120
11.4.2	SPZCに基づく追従制御系の追従特性	120
11.4.3	ZPETCの追従特性	123
11.5	まとめ	123
第12章	結言	125
	謝辞	127
付録A	フィードバック制御系のアンチwindアップ手法の構造	128
A.1	はじめに	128
A.2	左既約分解によるアンチwindアップ制御系の応答特性	128
A.3	状態空間における表現と提案手法の構造	129
付録B	外乱オブザーバを用いた未知な操作量飽和の推定	132
B.1	はじめに	132
B.2	外乱オブザーバによる操作量飽和の推定	132
B.3	1自由度制御系での操作量飽和推定法	133
B.4	2自由度制御系での操作量飽和推定法	134
B.5	まとめ	135
付録C	マニピュレータの運動学、動力学	137
C.1	マニピュレータのモデル	137
C.2	マニピュレータの運動学の導出	137
C.2.1	順運動学	137
C.2.2	逆運動学	137
C.3	マニピュレータの動力学の導出	139
	研究業績	140

目次

2.1	磁気ディスク装置における高密度化、高性能化の動向	5
2.2	磁気ディスク装置の外観図	5
2.3	データ面サーボ	5
2.4	モード切り換え制御	6
2.5	速度制御によるヘッド移動特性	7
2.6	フォロイングモード	7
2.7	初期値の応答特性への影響	8
2.8	初期値補償による応答特性の改善	9
2.9	外乱オブザーバによる加速度・位置外乱の抑圧	9
2.10	外乱オブザーバの等価モデル	10
2.11	ハイパスフィルタ G_{dy}	10
2.12	外乱オブザーバによる追従特性の向上	11
2.13	外乱オブザーバによるシーク特性の向上	11
2.14	モデル追従制御によるヘッド位置決め制御系	12
2.15	モデル追従制御によるヘッド位置決め制御系 (フィードバック制御器で操作量飽和を考慮する場合)	12
2.16	モデル追従制御によるシーク特性	12
2.17	サンプル値 H_∞ 制御の効果	13
2.18	マルチセンシング制御	14
2.19	デュアルステージサーボ	14
3.1	瞬時速度オブザーバの原理	17
3.2	周期 T_1, T_2	18
3.3	入力端外乱を含んだ拡大系	18
3.4	T_2 周期での推定値の積算	19
4.1	磁気ディスク装置の概観図	23
4.2	瞬時状態オブザーバによる状態推定値の利用方法	24
4.3	提案手法による制御系の構成	25
4.4	出力サンプリング周期 T_1 での制御系の解析	25
4.5	T_1 周期で解析した制御系の構造	27
4.6	磁気ディスク装置のフォロイング制御系	28
4.7	制御対象のモデル化	29
4.8	無駄時間の Pade 近似	29
4.9	フィードバック制御器	29
4.10	設計された開ループ特性	30
4.11	設計された閉ループ特性	30
4.12	2倍にオーバサンプリングした場合の安定余有の改善	31

4.13	オーバサンプリング倍数 K による安定余有の変化	31
4.14	オブザーバの極と安定余有の関係	32
4.15	オブザーバの極と安定余有の関係 (クロスオーバ周波数を等しくした場合の比較)	32
4.16	オブザーバの極によるゲイン・位相余有の変化	33
4.17	オブザーバの極によるゲイン・位相余有の変化 (クロスオーバ周波数が等しくなるようにフィードバックゲインを調整した場合)	33
4.18	フィードバック制御器のハイゲイン化によるフィードバック特性の改善	34
4.19	開ループ周波数特性 (シミュレーション結果、ゲイン余有が等しくなるようにフィードバック制御器をハイゲイン化した場合)	34
4.20	ノミナルモデル P_n の外乱応答 (ステップ状外乱)	35
4.21	磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系に存在する外乱	36
4.22	位置誤差信号の時間応答	36
4.23	開ループ周波数特性 (実験結果、ゲイン余有が等しくなるようにフィードバック制御器をハイゲイン化した場合)	37
7.1	制御入力に対する飽和制限	45
7.2	ワインドアップ現象 (実線: 操作量飽和のない場合、破線: 操作量飽和のある場合)	46
7.3	Conditional Integrator	47
7.4	Conditional Integrator によるワインドアップ抑圧特性 (シミュレーション結果)	47
7.5	Anti-Reset Windup	48
7.6	Anti-Reset Windup 法によるワインドアップ抑圧特性 (シミュレーション結果)	48
7.7	制御器の入力端で調整するアンチワインドアップ手法	48
7.8	制御器の入力端での調整手法によるワインドアップ抑圧特性 (シミュレーション結果)	48
7.9	Bumpless transfer 法の枠組	50
7.10	Bump transfer	50
7.11	Bumpless transfer	50
7.12	制御器 K の分解表現	51
7.13	General AWBT 法によるアンチワインドアップ制御器の表現	52
7.14	線形フィードバック制御系	53
7.15	左既約分解に基づくアンチワインドアップ制御器	54
7.16	アンチワインドアップ制御器の実現	54
7.17	パラメータ H_2 による制御器の状態変数 x_2 の修正	55
7.18	飽和状態オブザーバを用いたアンチワインドアップ制御法	57
8.1	オブザーバと状態フィードバックによる制御器 $K_2(s)$	61
8.2	操作量飽和を有するフィードバック制御系	61
8.3	オブザーバと状態フィードバックによるアンチワインドアップ制御系	61
8.4	ユーラパラメトリゼーションによるアンチワインドアップ制御系	63
8.5	提案手法による速度制御系のワインドアップ抑圧効果 (全次元状態オブザーバにより設計したサーボ系の応答)	67
8.6	提案手法による速度制御系のワインドアップ抑圧効果 (最小次元状態オブザーバにより設計したサーボ系の応答)	67
8.7	DC サーボモータの速度制御系	67
8.8	リミッタの直列接続を考慮した設計法	68
8.9	速度制御器に存在する状態オブザーバの推定値に着目した手法の提案	69

8.10	速度制御系の電圧リミッタ、電流リミッタの直列接続を考慮したアンチウィンドアップ制御系	70
8.11	実験機の構成	71
8.12	飽和要素の記述関数	72
8.13	アンチウィンドアップ制御有無の場合の安定性の比較 (記述関数による近似を用いた開ループ特性による評価)	72
8.14	シミュレーション結果 (電流リミッタ: 5[A])	73
8.15	実験結果 (電流リミッタ: 5[A])	73
8.16	ユーラパラメトリゼーションによるアンチウィンドアップ制御系	74
8.17	ユーラパラメトリゼーションによるアンチウィンドアップ制御系 (初期値設定)	74
8.18	外乱応答	74
8.19	提案手法によるフィードバック制御系のウィンドアップ抑圧効果 (シミュレーション結果)	76
8.20	提案手法によるフィードバック制御系のウィンドアップ抑圧効果 (実験結果)	76
8.21	ノルム最適化によるウィンドアップ抑圧効果 (連続時間系でのシミュレーション結果)	76
8.22	位置制御系に生ずるウィンドアップ現象	78
8.23	提案手法によるウィンドアップ抑圧効果	79
8.24	Tracking AWCによるウィンドアップ抑圧特性	79
9.1	本研究で検討する2自由度制御系全体の構成図	81
9.2	ノミナルモデルの右既約分解表現を用いた2自由度制御系の基本構造	82
9.3	ノミナルモデルにより表現した2自由度制御系の基本構造	83
9.4	操作量飽和の2自由度制御系への影響	83
9.5	フィードバック特性によるウィンドアップ抑圧の問題点	84
9.6	リミッタを持つフィードフォワード制御器の構成	84
9.7	フィードフォワード制御器の左既約分解	85
9.8	フィードフォワード制御 u_1 のラプラス変換	85
9.9	2自由度制御系のアンチウィンドアップ化	86
9.10	2自由度制御系のアンチウィンドアップ手法の実現	88
9.11	状態フィードバックを用いた目標値応答特性の設計	89
9.12	状態フィードバックを用いたフィードフォワード制御器のアンチウィンドアップ化	90
9.13	直達項をもつデジタルサーボ系のアンチウィンドアップ手法	91
9.14	フィードフォワード制御器と操作量飽和の構成	91
9.15	逆システムを用いたアンチウィンドアップ制御器の安定性に関する検討	93
9.16	操作量飽和がない場合	96
9.17	操作量飽和がある場合	96
9.18	提案するアンチウィンドアップ制御系による位置応答特性	96
9.19	フィードバック制御系のアンチウィンドアップ化によるウィンドアップ現象の抑圧	97
9.20	提案手法によるウィンドアップ抑圧効果 (シミュレーション結果)	97
9.21	提案手法によるウィンドアップ抑圧効果 (実験結果)	97
10.1	フィードフォワード制御による追従制御器の設計	100
10.2	SPZCによる追従制御器の構造	101
10.3	ZPETCの構造	102
10.4	プレフィルタの出力制限の概念	104

10.5	プレフィルタのアンチwindアップ化	104
10.6	目標関数発生器の調整 ($\text{rank}C_{ref} \geq n_r$ の場合)	105
10.7	2自由度制御系全体のアンチwindアップ化	106
10.8	位相面における目標関数発生器の調整手法の概念図	109
10.9	右既約分解による追従制御器に対するwindアップ抑圧特性 (シミュレーション結果)	112
10.10	右既約分解による追従制御器に対するwindアップ抑圧特性 (実験結果)	112
10.11	SPZCによる追従制御器に対するwindアップ抑圧特性 (シミュレーション結果)	113
10.12	SPZCによる追従制御器に対するwindアップ抑圧特性 (実験結果)	113
10.13	ZPETCに対するwindアップ抑圧特性 (シミュレーション結果)	114
10.14	ZPETCに対するwindアップ抑圧特性 (実験結果)	114
11.1	2軸マニピュレータ	117
11.2	各軸のロバスト位置制御に基づいたマニピュレータの軌道追従制御	117
11.3	軸間でのフィードフォワード制御の調整	118
11.4	マニピュレータの軌跡追従制御系のアンチwindアップ化	119
11.5	作業空間におけるマニピュレータの初期姿勢と目標軌道	120
11.6	ノミナルモデルに対する軌道追従特性 (右既約分解に基づく追従制御器)	121
11.7	マニピュレータに対する軌道追従特性 (右既約分解に基づく追従制御器)	121
11.8	ノミナルモデルに対する軌道追従特性 (SPZCに基づく追従制御器)	122
11.9	マニピュレータに対する軌道追従特性 (SPZCに基づく追従制御器)	122
11.10	ノミナルモデルに対する軌道追従特性 (ZPETC)	124
11.11	マニピュレータに対する軌道追従特性 (ZPETC)	124
A.1	左既約分解に基づくアンチwindアップ制御器	129
A.2	操作量飽和を外乱として表現したアンチwindアップ制御系	129
A.3	ユーラパラメトリゼーションによるフィードバック制御器 K_2 の構造	130
B.1	未知の操作量飽和を有する制御対象	132
B.2	操作量飽和を入力端外乱に置き換えた制御対象	133
B.3	未知な操作量飽和を含むフィードバック制御系	133
B.4	外乱オブザーバを用いた1自由度制御系の操作量飽和の推定手法	133
B.5	2自由度制御系のアンチwindアップ化	134
B.6	フィードフォワード制御のみに操作量飽和が生じる2自由度制御系	134
B.7	フィードフォワード制御からみた操作量飽和	135
B.8	外乱オブザーバによるフィードフォワード制御の操作量飽和の推定	136
B.9	制御系全体の構成	136
C.1	2軸平面マニピュレータのモデル	138

表 目 次

2.1	磁気ディスク装置の仕様の動向	4
4.1	機械系のパラメータ	28
4.2	ゲイン余有、位相余有 ($K = 1, \dots, 4$)	30
4.3	位置決め精度 (シミュレーション結果、 $K = 2$ の場合)	38
4.4	位置決め精度 (シミュレーション結果、 $K = 3$ の場合)	38
4.5	位置決め精度 (シミュレーション結果、 $K = 4$ の場合)	38
4.6	位置決め精度 (実験結果)	38
7.1	左既約分解のパラメータ H_s, H_o	52
8.1	提案手法とフリーパラメータ H_2 との関係	65
8.2	DC サーボモータの諸定数	70
8.3	提案手法によるアンチwindアップパラメータ H_2 の比較	77
10.1	各追従制御器のパラメータ	107
C.1	2 軸平面マニピュレータの定数	137

第I部

瞬時状態オブザーバによる状態推定とその磁
気ディスク装置の高精度位置決め制御への
適用

第1章 緒言

1.1 本論文の背景および目的

本研究では、出力のサンプリング周期が比較的長い制御対象に対して、制御周期をより短い周期に設定可能とするための手法を開発する。応用例として、磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系を対象とし、目標トラックへの高精度追従制御系の設計手法を検討する。

磁気ディスク装置では、スピンドルモータにより回転している磁気媒体に対して、磁気ヘッドが目標のトラックまで高速に移動し、その後、データの読み書きをしている間は目標トラックに高精度に追従させるという制御が必要となる。とくに、最近の磁気ディスク装置の大容量化、高速化はめざましいものがあり、例えば最近5年間で面密度は約10倍、アクセス時間は約1/2というように進歩してきており、今後も同様の予測がなされている [1][2]。

磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系では、磁気ヘッドの位置のセンシングは、ディスク上にあらかじめ書き込まれたサーボ信号をヘッド自身が読み取ることにより行われる。データ面サーボ方式では、データトラックの間に一定間隔で位置信号を埋め込み磁気ヘッドによりサーボ信号を一定時間間隔ごとに読み込む方式である。したがって、このような方式を用いた場合には、必然的に離散時間制御系となり、実際にDSPを用いたデジタル制御が行われている。

磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系においては、従来からモード切り換え制御系を用いたものが多く検討されてきた。これは、磁気ヘッドの目標トラックへの高速移動と、その後のデータ読み書きの間の目標トラックへの高精度追従をそれぞれ独立の制御系により設計し、これらを切り換えて使用するものである。前者をシークモード、後者をフォロイングモードと呼んでいる。シークモードによる高速移動、フォロイングモードによる高精度追従を独立な制御系により構成できる点が特徴となっている。各モードにおける制御系の設計例として、シークモードでは、速度制御系に基づく手法、および位置制御に基づく手法などがある。また制御手法として、bang-bang制御などの最短時間制御に基づく手法、2自由度制御 [3]、モデル追従制御に基づく手法 [4][5] などがあげられる。フォロイングモードでは、位相進み遅れ補償器、ノッチフィルタなどにより構成する手法、 H^∞ 制御器などのロバスト制御器を適用した手法 [6] などがある。このように制御系を切り換える際には、切り換えの際に生じる過渡応答を十分に考慮する必要があり、切り換え時に制御器の状態変数を設定する手法 [7][8]、切り換え時に付加入力を与える手法 [9]、最適な切り換え条件 [10] などの検討が行われている。

さらに、今後もさらなる高速化、高密度化が予想されている磁気ディスク装置では、機構の面、および制御の面からさまざまな改善が行われている。[11]では、加速度センサを付加することにより機構共振を抑え、フィードバック制御系の広帯域化を図るマルチセンシング制御系が検討されている。さらには、複数のアクチュエータを用いる機構として、VCMとPZTにより位置決め粗動と微動を分離した2段アクチュエータを用いた制御系も検討されている。[12][13]では、2段アクチュエータを用いた制御系の設計手法が検討され、制御系の広帯域化などに対して有効であることが示されている。また、[14][15]では2段アクチュエータを用いたデュアルステージサーボ系における非干渉制御系の設計手法が提案されている。

一方、制御の面からの改善手法として制御系のマルチサンプリングレート化があげられる。これは、ヘッド位置の読み取り周期はサーボ信号の数によって決まってしまうのに対して、制御入

力はDSPなどの演算能力の向上に依存するためより速い周期で出力できることを利用したものである。これまで、フィードフォワード制御に関して、N-delay制御を用いた手法[16]、零位相差追従制御器をマルチレート化した手法[17]、マルチサンプリングレート制御による完全追従制御[18]などの適用例がある。一方、フィードバック制御に関しては、オブザーバの推定値に着目した[19][20]、制御器の入力端に高次ホールダを導入することによりマルチレート化する手法[21]などがある。

本論文では、従来、DCサーボモータに適用されてきた瞬時速度オブザーバを拡張した瞬時状態オブザーバを提案する。本手法は、サーボ信号のサンプリング周期に対して制御器の演算周期がより短い場合に、この短い周期での制御対象の状態変数を推定する手法である。この意味で磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系では[19][20]に類する手法であると考えられる。とくに、本手法によりフィードバック制御系の安定余有(ゲイン余有、位相余有)が改善されることを利用し、フィードバック制御器のゲインをあげることにより、従来手法と同等の安定余有を維持したまま、制御系の広帯域化、位置決め精度の改善に関して検討を行う。

1.2 本論文の構成

本論文は磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系における追従制御系の設計手法について行った検討をまとめたものである。以下に各章の内容を示す。

第2章では、磁気ディスク装置の機構やヘッド位置決め制御系について述べる。現在の磁気ディスク装置の位置決め制御系では、磁気ヘッドがディスク上に離散的に書かれたサーボ信号を読み込むことによりヘッド位置が得られるため、そのサンプリング周期が制限されるという特徴がある。また、磁気ディスク装置はその記録密度を非常に速い勢いで増加させており、それに伴って高速かつ高精度なヘッド位置制御を要求されるようになってきている。すなわち、磁気ディスクのシーク制御においては目標トラックまで高速に移動させることが必要となり、その後目標トラックに追従させるフォロイング制御では目標トラックの揺れや外乱などに対して高精度に追従する必要がある。記録密度が高くなるにつれトラック密度も高くなるため、フォロイング制御では目標トラックへの高い追従特性が要求されている。このような磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系の例をいくつか示すこととする。

第3章では、磁気ディスク装置においてサーボ信号のサンプリング周期以上でのオーバーサンプリングを可能とするため、瞬時状態オブザーバを提案する。これは、低精度エンコーダを用いたDCサーボモータの速度検出において用いられてきた瞬時状態オブザーバを一般化し、任意の制御対象に適用できるようにしたものである。本章では、瞬時状態オブザーバの理論を述べる。

第4章では、第3章で提案した瞬時状態オブザーバを磁気ディスク装置のフォロイング制御系に適用する手法について述べる。提案手法はシーク制御、フォロイング制御のどちらにも適用可能な形式になっているが、ここでは高精度な目標トラックへの追従を目的としてフォロイング制御系に対する適用結果について述べる。また、提案手法を用いることにより、フィードバック制御器をより短い制御周期で動作させることが可能となること、またはフィードバック制御の制御周期は変更せず出力サンプリング周期を長く設定可能となるためサーボ信号を減少させることが可能となるという2つの利点がある。ここでは、今後のフォロイング制御系においてより高精度化が重要となることを考え、フィードバック制御器の制御周期を短く設定できる前者の手法を採用することとし、提案手法による位置決め精度の改善効果について、シミュレーションおよび実験により検討した結果を述べる。

第2章 磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系

2.1 HDDのヘッド位置決め制御系

2.1.1 HDDの動向

現在、情報記憶装置として用いられている磁気ディスク装置(ハードディスクドライブ、HDD)は、その性能(記憶容量、アクセス速度など)を大変な勢いで向上させている。表 2.1 に近年の磁気ディスク装置の進歩、および今後の予想値を示す[22]。トラック密度(TPI)に着目してみると、現在すでにハイエンドの製品では10,000TPIを達成したのも存在し、大変な勢いで向上していることがわかる。さらに西暦2005年には100,000TPI、トラックピッチにして250nm、位置決め精度25nmといったものも予想されている。

本章では、この成長著しい磁気ディスク装置について、主に磁気ヘッドの位置決め制御系について概観してみる。

2.1.2 ヘッド位置決め制御系の特徴

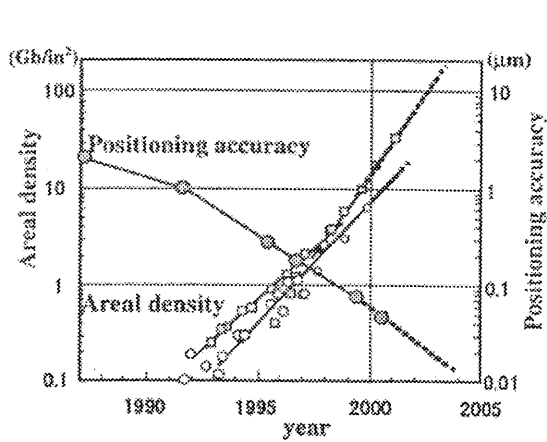
磁気ディスク装置の基本構造を図 2.2 に示す。データの記録されているディスクはスピンドルモータにより一定速度で回転し、各ディスクのデータの記録再生のためのヘッドはスライダと呼ばれる浮上機構、ジンバル、サスペンションなどによる支持によってディスク面と数十nmの距離を保って浮上している。これら複数のサスペンションは回転軸上のキャリッジに取り付けられており、回転軸の反対側に設けられたボイスコイルモータ(VCM)と呼ばれるリニアDCモータにより駆動力を得て、揺動運動する。この動きによってヘッドはディスク面上の目的のデータトラックに移動、位置決めを行うことができる。

磁気ヘッドの位置のセンシングは、ディスク上に予め書き込まれた特殊なパターンをヘッド自身が読みとりその信号から位置を検出する方式である。以前は位置信号専用のディスクを1枚用意し、そこからヘッド位置を読み取る方式(サーボ面サーボ方式)が存在したが、現在はデータトラックの間にある一定間隔で位置信号を埋め込みデータの記録再生を行うヘッド自身が自

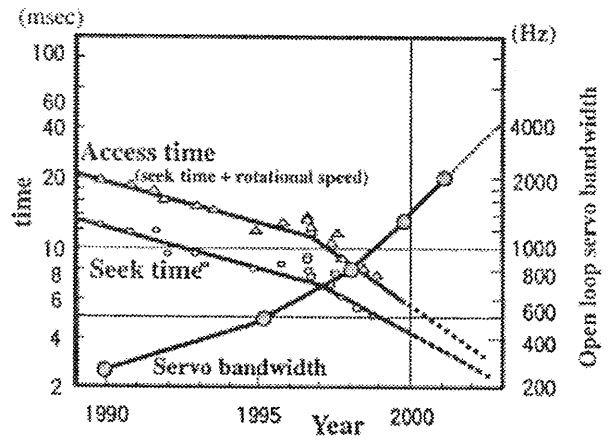
表 2.1: 磁気ディスク装置の仕様の動向

Year	1989	1995	2000
Capacity	250MB	8.7-9.1GB	8GB(*2)
Recording density	60Mbit/in ²	700Mbit/in ²	10Gbit/in ²
Track density	1.7ktpi	6-6.5ktpi	25ktpi
Track pitch	15.0 μ m	<4.2 μ m	1.0 μ m
Positioning accuracy	1.5 μ m	0.4 μ m	0.1 μ m
Average seek time	15ms(*1)	9ms	6ms(*2)

*1:Sector servo, *2:1.8" HDD(0.5-inch height)



(a) 面密度、位置決め精度



(b) アクセス時間、制御帯域

図 2.1: 磁気ディスク装置における高密度化、高性能化の動向 [1]

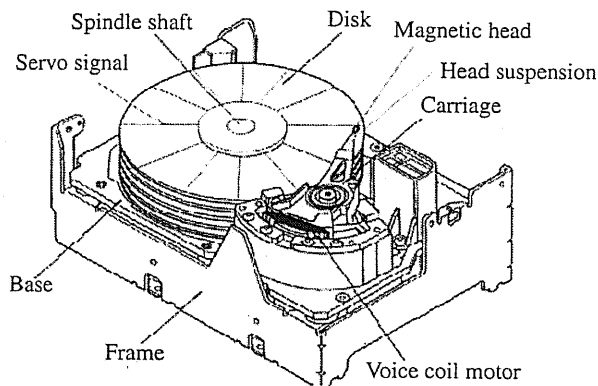


図 2.2: 磁気ディスク装置の外観図

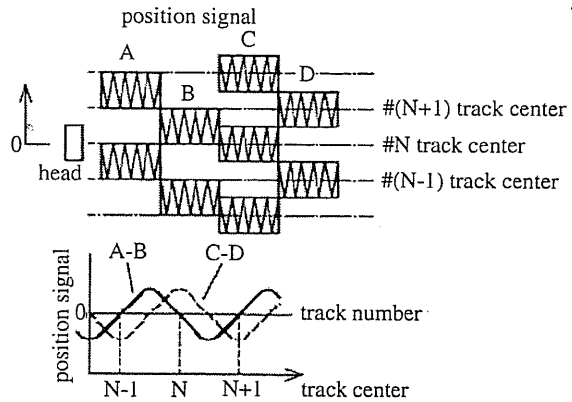


図 2.3: データ面サーボ

分の位置を一定時間間隔ごとに読み込む方式(データ面サーボ方式またはセクタサーボ方式)が主流である。また、その特徴ゆえに制御系は DSP などを用いたデジタル制御系を構成する。各方式の特徴を簡単にまとめると以下のようになる。

1. サーボ面サーボ方式:

位置信号専用のディスクおよびヘッドを用意することにより、ヘッド位置を連続的(アナログ的)に得ることができる。全ヘッドの位置情報を位置信号の書かれたディスク上にあるヘッドのみから得るため、個々のヘッドごとのばらつきを考慮できない。

2. データ面サーボ方式:

位置信号をデータトラック中に埋め込むことにより、得られるヘッド位置情報が離散的(デジタル的)となってしまう。各ヘッド自身が位置情報を読み込むため、他のヘッドとの間のばらつきを考慮する必要がない。

図 2.3 にデータ面サーボ方式の構成図を示す。

2.1.3 複数の制御方式の切り換えによる位置決め制御(モード切り換え制御)

磁気ディスクのヘッド位置決め制御においては、複数の制御器を用意し目的(あるいは制御対象の状態)に応じてそれらを切り換えて使用することが多い。図 2.4 にその概念図を示す。各

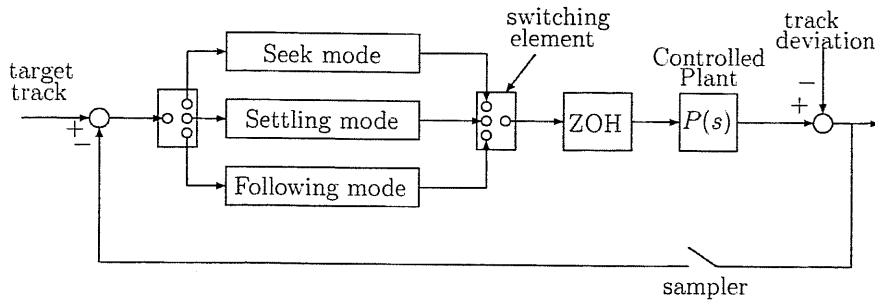


図 2.4: モード切り換え制御

モードの動作は次のようになる。

1. シークモード:

ヘッドを現在の位置から目標トラック近傍まで高速に移動させる。

2. フォロイングモード:

ヘッドを目標トラックに位置決め、かつ追従させる (外乱抑圧特性、特性変動に対する低感度性)。

さらに、ヘッド位置決め^の過渡特性を独立に設計するため両者の間にセトリングモードを加えることもある。このような制御系は可変構造制御系であるが、モードがシークモード→セトリングモード→フォロイングモードと特定の方向のみに切り換わるため、特にモード切り換え型制御系と呼ばれている。

以下に、各モードの構成例について述べる。

シークモード

速度制御: 現在のトラックから目標トラック近くまで高速に移動するため、シークモードを速度制御により構成する例である。ヘッドを駆動するアクチュエータである VCM の操作量飽和を考慮し、最大の操作量で制御対象を加速した後、予め設定された目標速度軌道に沿って減速する制御方式である。この目標速度軌道は目標トラックまでの残り距離に応じて生成され、高速な移動を実現するために操作量をバン・バン波形に近づけるように設定される。図 2.5 に速度制御時のヘッド移動特性を示す。制御対象を剛体とし外乱成分なども存在しない場合にはこの速度制御により目標トラックに整定させることができるが、実際のヘッドは振動成分を持っており、また外乱も作用するため速度制御のみで目標トラックに整定させることは難しい。

フォロイングモード

フォロイングモードではヘッドを目標トラック中心に正確に位置決めする位置決め精度が重要である。そのためには、ロバスト安定性を確保し、さらにできるだけ感度特性、すなわち外乱抑圧特性を向上させなければならない。フォロイングモードの一般的な構成は、図 2.6 に示すように単一フィードバックループによる位置制御であり、これにより外力、ディスク振動などの外乱を抑圧する。

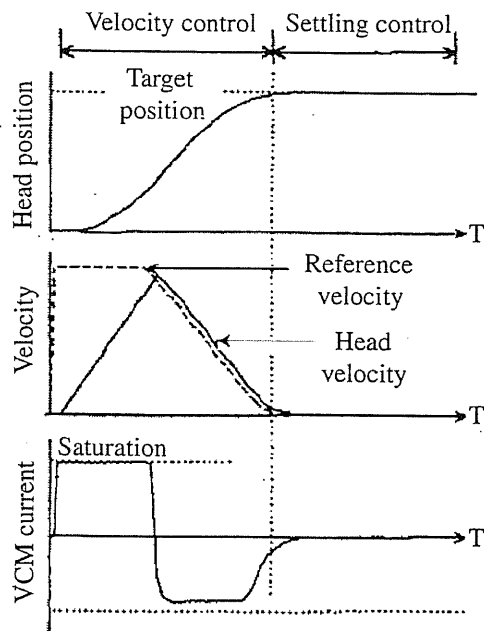


図 2.5: 速度制御によるヘッド移動特性

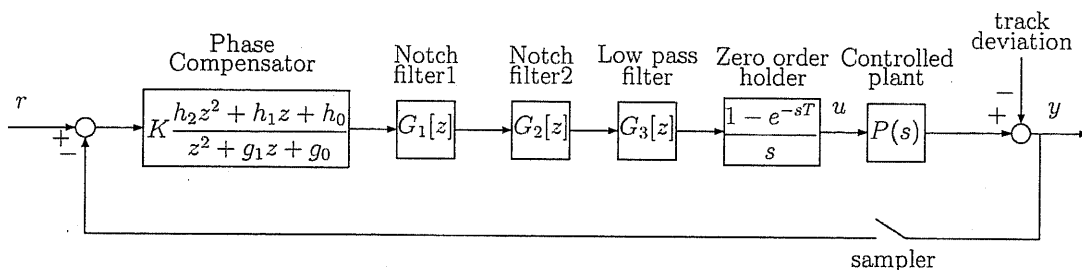


図 2.6: フォロイングモード

モード切り換え制御における初期値補償

前述したように、複数の制御器を制御対象の状態に応じて切り換えて使用するモード切り換え制御はそれぞれのモードで要求される相反する目的を達成するために有効な方法として用いられている。しかし、このようにシークモード、セトリングモード、フォロイングモードを切り換えて使用する場合、それぞれの切り換え時点における制御対象の状態変数（ヘッドの位置、速度 etc）は必ずしも 0 ではなく、また制御対象のパラメータ変化、制御器の切り換えタイミングなどを考えると毎回決まった値にもならずばらつきが生ずる。このような制御器の不連続な切り換えを行った場合、切り換え時の状態を初期値として新たな過渡現象が生ずることが知られている。この現象はハードディスクのヘッド位置決め制御系においてヘッド位置のオーバシュートや過渡振動による整定時間の遅れなどの原因となり大きな問題となる。図 2.7 にこの様子を示す。シークモードからフォロイングモードへ切り換える時点における速度を変えた場合である。このように過渡応答波形は同じ制御器であっても初期値（この場合は初期速度）に大きく影響されることがわかる。

文献 [8] では、制御器の切り換え時点における制御対象の状態を切り換え後の制御器に反映させることによりこれら過渡現象の問題を取り扱っている（初期値補償、IVC）。

制御器をシークモードからフォロイングモードに切り換えた時点をも $t = 0$ とすると、このときの初期値は制御器の初期値、制御対象の初期値に分類される。ここで、制御器は DSP などのデジタルプロセッサにより実現されていることがほとんどであるため、制御器の初期値を設

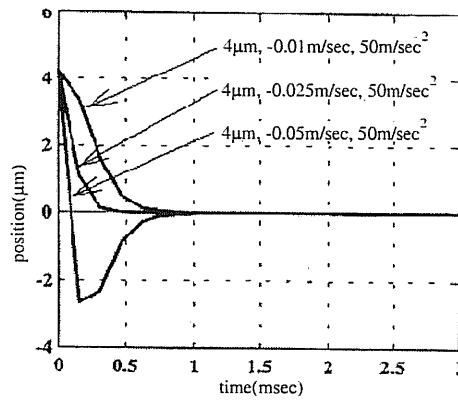


図 2.7: 初期値の応答特性への影響

定することは容易である。一方、制御対象の初期値は物理量であるため自由に設定することはできないが、モード切り換えの条件(どのような位置、速度、加速度で制御器を切り換えるか)によって、ある程度初期値を操作できる。ここでは、このうち制御器の初期値を設定する手法について概観する。

モード切り換え後の過渡特性を考慮するため、(2.1)式のようにモード切り換え時点($t = 0$)における制御対象、制御器の初期値 $X_p(0)$, $X_c(0)$ から制御量 $y(z)$ までの関係を考える。

$$y(z) = \frac{N_p(z)}{D(z)} X_p(0) + \frac{N_c(z)}{D(z)} X_c(0) \quad (2.1)$$

ここで、 $D(z)$ は閉ループ系の特性多項式であり、 $N_p(z)/D(z)$, $N_c(z)/D(z)$ はそれぞれの初期値と制御量との間の関係式である。ここで、 $X_p(0)$ は測定できるものとし実係数行列 K を用いて制御器の初期値 $X_c(0)$ を $X_c(0) = K X_p(0)$ と設定すると、

$$y(z) = \frac{N_p(z) + N_c(z)K}{D(z)} X_p(0) \quad (2.2)$$

となる。(2.2)式の零点は、係数行列 K によりある範囲内で動かすことができることがわかる。閉ループ系の特性多項式 $D(z)$ の根の中には、定常偏差を抑えるなどの設計指標のため、一般に応答の遅い極が存在することが多い。この極により初期値 $X_p(0)$ の制御量 $y(z)$ への影響が十分に速く減衰しないことが生ずる。これらの初期値からの応答に望ましくない極を分子多項式により相殺するように係数行列 K を設定するのが、初期値補償の考え方である。この係数行列 K は制御器の次数、相殺したい極の数などを適切に決めれば簡単な行列演算により求めることができる。図 2.8 に初期値補償を行った場合のシミュレーション結果を示す。初期速度の変動に対してロバストな過渡応答特性を示していることがわかる。

外乱オブザーバの適用

磁気ディスク装置においては、制御対象としてモデル化できないさまざまな外乱成分が存在し、トラック追従誤差の発生の要因となり位置決め精度の劣化を招くことがある。このような外乱成分による影響を補償するため、磁気ディスク装置に外乱オブザーバを適用し外乱抑圧を行う方法が考えられる。

外乱オブザーバに関する研究としては、サーボモータの速度制御系、位置制御系に加わる外乱トルクを外乱オブザーバにより推定しこの推定信号を外乱抑圧補償信号として用いる方式などが行われている。

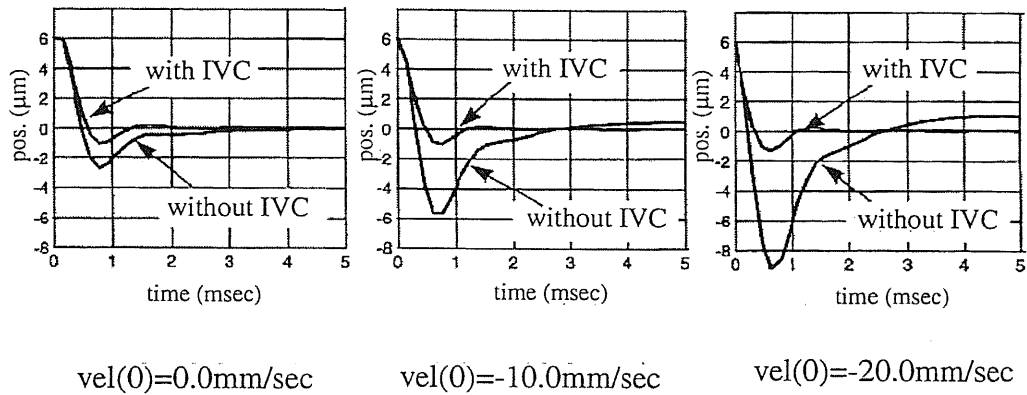


図 2.8: 初期値補償による応答特性の改善

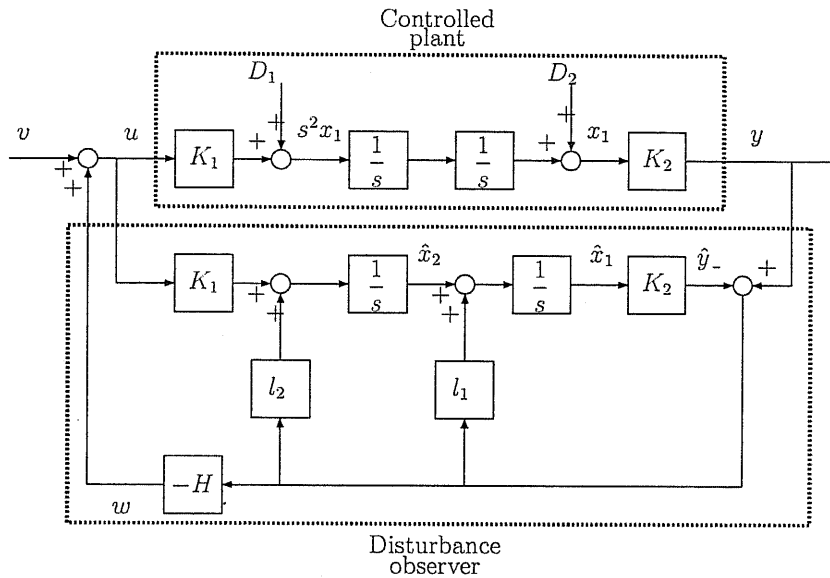


図 2.9: 外乱オブザーバによる加速度・位置外乱の抑圧

文献 [23] では、磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系に対し加速度外乱、位置外乱を補償する外乱オブザーバを適用している。外乱オブザーバの構成を図 2.9 に示す。図 2.9 の上側の u から y までが制御対象の入出力関係 (操作量から位置出力) に対応している。 D_1, D_2 はそれぞれ加速度外乱 (キャリッジの自重、ばね力 etc)、位置外乱 (ディスク振動 etc) を表している。これらの伝達特性は (2.3) 式で表される。

$$y = K_1 K_2 \frac{u}{s^2} + K_2 \left(\frac{d_1}{s^2} + d_2 \right) \quad (2.3)$$

(2.3) 式より外乱 d_1, d_2 から制御量 y までの伝達特性を 0 とするため (2.4) 式で表される外乱補償信号 w を操作量の一部として出力すれば外乱の周波数全域において外乱を抑圧できることがわかる。

$$w = -\frac{1}{K_1} [d_1 + s^2 d_2] \quad (2.4)$$

一般に加速度外乱 d_1 、位置外乱 d_2 そのものを検出することは困難であるため、図 2.9 の下側の部分により (2.4) 式の外乱抑圧信号 w にできるだけ近い信号をオブザーバにより推定している。これは制御対象の状態変数を推定する状態オブザーバの部分と位置推定誤差から外乱補償信号を増幅する部分からなっている。 l_1, l_2 は状態オブザーバのオブザーバゲイン、 H は外乱補償信

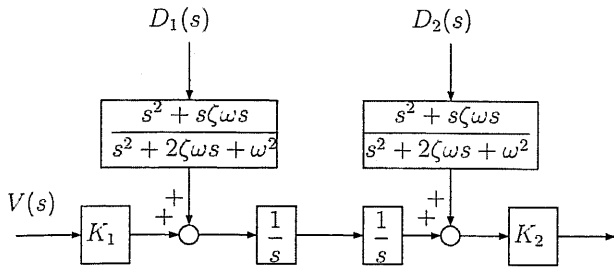


図 2.10: 外乱オブザーバの等価モデル

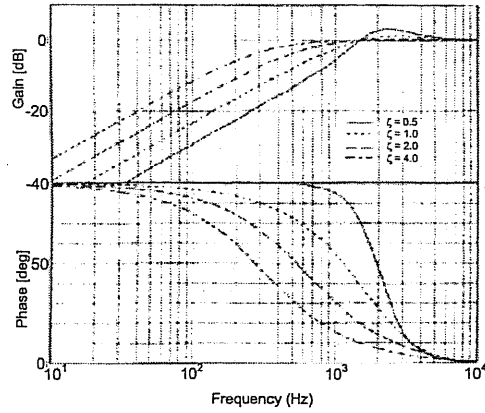


図 2.11: ハイパスフィルタ G_{dy}

号を推定するためのゲインである。ここで、

$$l_1 = \frac{2\zeta\omega}{K_2} \quad (2.5)$$

$$l_2 = \frac{\omega^2}{K_2} \quad (2.6)$$

$$H = \frac{l_2}{K_1} \quad (2.7)$$

と定義すると、新しい操作量 v から制御量 y までの伝達特性は (2.8) 式のように表される。

$$y = \frac{K_1 K_2}{s^2} v + K_2 \left(\frac{s^2 + 2\zeta\omega s}{s^2 + s\zeta\omega s + \omega^2} \right) \left(\frac{d_1}{s^2} + d_2 \right) \quad (2.8)$$

すなわちこの外乱オブザーバにより外乱抑圧補償を行った制御対象は等価的に図 2.10 のモデルで表すことができる。すなわち、外乱 d_1, d_2 には (2.9) 式のようなハイパスフィルタが挿入されている。図 2.11 にハイパスフィルタ $G_{dy}(s)$ のボーデ線図を示す。これより外乱 d_1, d_2 の低域成分は十分に抑圧される様子がわかる。

$$G_{dy}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta\omega s}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \quad (2.9)$$

この外乱オブザーバをフォロイング制御系に適用し、外乱オブザーバによる外乱抑圧特性を実験により検討した結果を図 2.12 に示す。図 2.12(a) ではディスク回転中心と重心のアンバランスによる回転同期振動 (70Hz) が現れているが、外乱オブザーバを用いることによりこの振動が低減されトラック追従特性が向上している様子がわかる。

なお、この外乱オブザーバによる外乱抑圧補償をフォロイング制御以前のシーク制御系から適用することにより、シーク制御からフォロイング制御への制御系切り換え時のばらつきを低減することができる。シーク制御系から外乱オブザーバを動作させるためには広いダイナミックレンジ、外乱オブザーバの高帯域化が必要であるため、回転に同期した位置外乱のみを補償する外乱補償テーブルを作成した方法も検討されている。図 2.13 はこの外乱補償テーブルを用いた外乱補償を行い、特定トラック間を繰り返しシーク動作させたときの実験結果である。図 2.13 でコントロールモード信号は制御モードの状態を表している。この結果から、シーク動作からフォロイング動作に切り替わるまでの時間および切り替わる際の状態のばらつきが低減されていることがわかる。

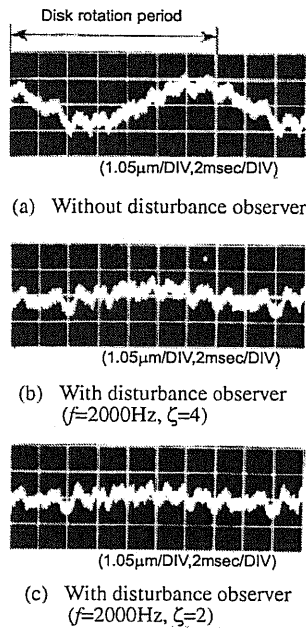


図 2.12: 外乱オブザーバによる追従特性の向上

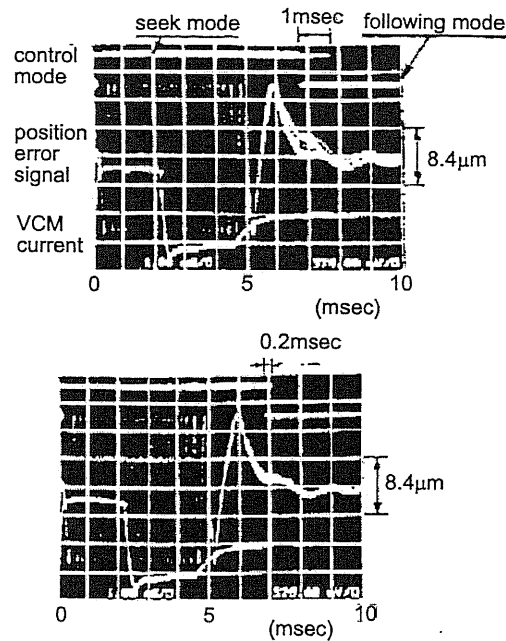


図 2.13: 外乱オブザーバによるシーク特性の向上

2.1.4 単一の制御方式による位置決め制御

前節のように複数の制御器を用意してそれらを制御対象の状態に応じて切り換える制御方式では、ヘッドの移動途中の制御器の切り換えによる影響が生じる。それに対処するため、一方では前節で述べたように初期値補償を行う方法などが考えられるが、もう一方で単一の制御方式のみにより位置決めを行うことが考えられる。ここでは単一の制御方式としてモデル追従制御を用いヘッドの移動から整定までを行う方法について述べる [4]。

モデル追従制御は、まず制御対象を模擬、近似したモデル(規範モデル)を用意する。その規範モデルが望ましい応答となるように制御系を構成し、この規範モデルの動作に制御対象を追従させる制御方式である。規範モデルを駆動する制御系として第 2.1.3 節で述べた速度制御を用いたモデル追従制御によるヘッド位置決め制御系を図 2.14 に示す。

ここで、規範モデル P_m は操作量である VCM の駆動電流 u_m から制御量であるヘッド位置信号 y_m までの伝達特性を考慮して制御対象 P_s を (2.10) 式のような理想的な剛体として模擬したものである。

$$P_m(s) = \frac{K_s}{s^2} \quad (2.10)$$

図 2.14 のループ A により、規範モデル P_m の位置軌道 y_m は速度制御により目標トラック r まで移動し整定される。実際の制御対象 P_s には不確定な外乱成分などの影響のため速度制御のみで目標トラックに整定させることは難しいが、規範モデルは制御対象と異なりこれらの影響を受けないので、速度制御のみで目標トラックまで移動し、オーバシュートや残留振動のない状態で整定することが可能である。

一方、図 2.14 のループ B は、規範モデルの操作量 u_m を用いて規範モデルの位置軌道 y_m に制御対象の位置軌道 y_s を追従させるためのモデル追従制御系である。 d_1, d_2 は外乱成分であり、 d_1 は磁気ディスク装置に外部から加わる力外乱など、 d_2 はディスクの回転振動などによる位置外乱に対応している。これらの外乱成分や規範モデルに含まれない制御対象の変動成分のため、制御対象の位置軌道 y_s は規範モデルの位置軌道 y_m とは一致しない。その誤差 $e_y = y_m - y_s$ を

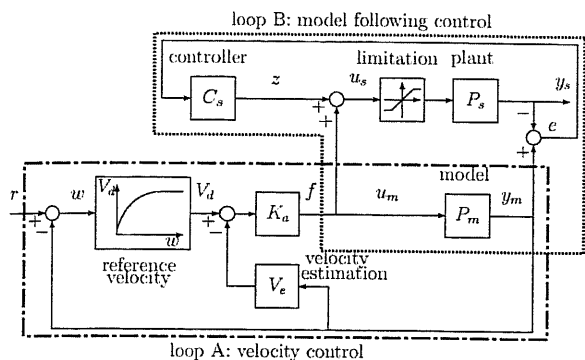


図 2.14: モデル追従制御によるヘッド位置決め制御系

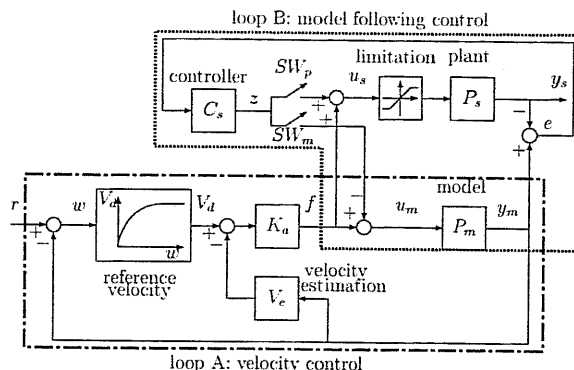
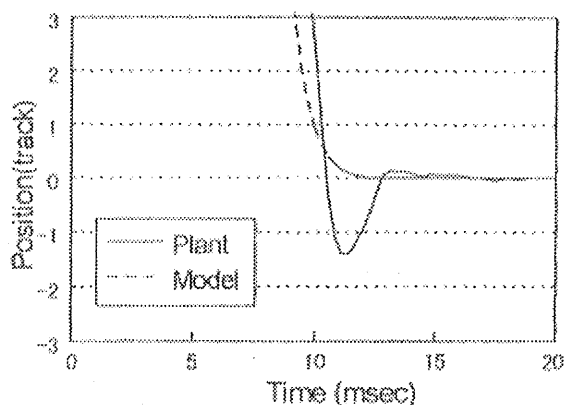
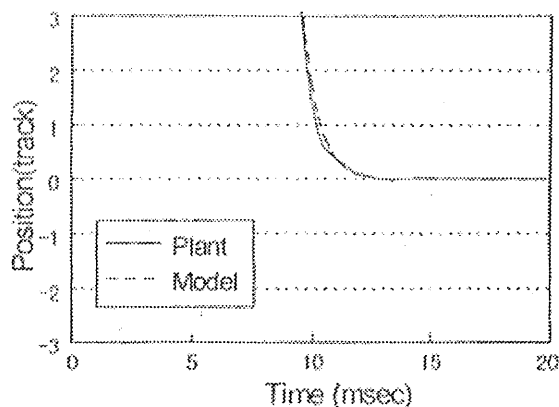


図 2.15: モデル追従制御によるヘッド位置決め制御系 (フィードバック制御器で操作量飽和を考慮する場合)



(a) 操作量飽和を対策しない場合



(b) 操作量飽和を対策した場合

図 2.16: モデル追従制御によるシーク特性

フィードバックし制御対象への操作量 u_m に加えている。目標トラック位置 r 、外乱成分 d_1, d_2 から軌道誤差 e_y までの伝達特性は (2.11) 式ようになる。

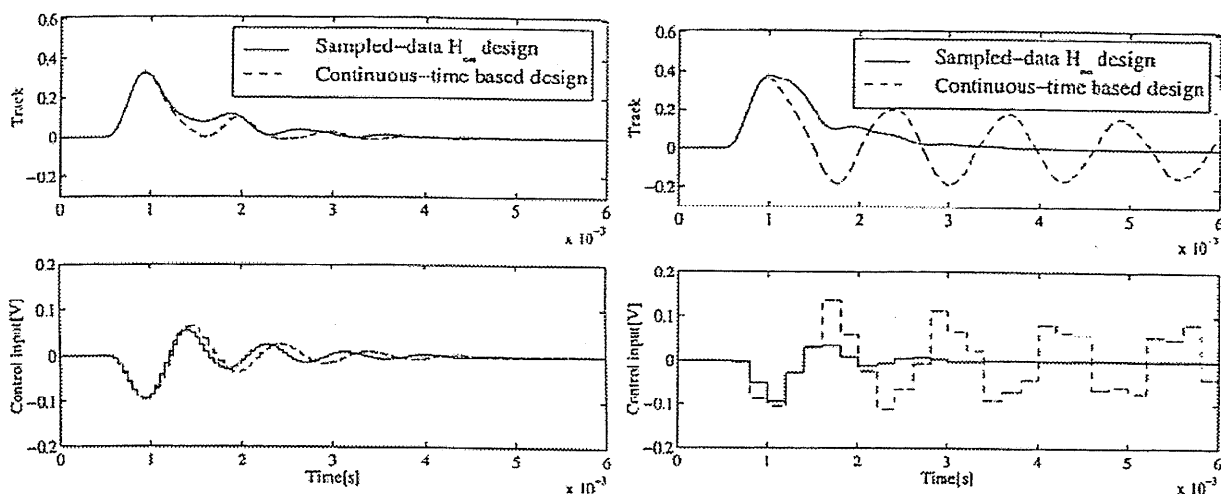
$$e_y = \frac{P_m K_a V_d}{1 + P_m K_a (V_d + V_e)} \left(1 - \frac{P_s \left(P_m + \frac{1}{C_f} \right)}{P_m \left(P_s + \frac{1}{C_f} \right)} \right) r - \frac{P_s}{1 + P_s C_f} d_1 - \frac{1}{1 + P_s C_f} d_2 \quad (2.11)$$

(2.11) 式より、軌道誤差 e_y をゼロに近づけるには、フィードバック制御器 C_f を閉ループ系のループゲインを大きくするハイゲインな制御系とすればよい。

図 2.16 にこのモデル追従制御によるヘッド位置決め特性を示す。フィードバック制御器 C_f はハイゲインな PID 制御器で構成している。外乱成分 d_1 として操作量 u_s の上限値である I_{max} の 5% を加えた場合の特性である。規範モデルには含まれない外乱成分 d_1 の影響はほとんど現れず残留振動を生ずることなく整定していることがわかる。

2.2 高精度化のための制御技術

本節では、ハードディスクのヘッド位置決め制御系におけるその他の制御法について高速、高精度化の観点からその概略を述べる。磁気ディスク装置は年々大容量化、小型化が要求されており、新たなアクチュエータの導入、制御理論の適用なども積極的に行われるであろう。現在、



(a) サンプリング周期 50[μ s]

(b) サンプリング周期 200[μ s]

図 2.17: サンプル値 H_∞ 制御の効果

サーボ帯域の高帯域化、サンプリング周期の低減化(サーボ信号の減少)などの観点からさまざまな研究が行われている。

2.2.1 サンプル値 H_∞ 制御の適用 [24]

第 2.1.2 節で述べたように、現在のハードディスクのヘッド位置決め制御系では磁気ヘッドのディスク上での位置を検出するために、データ面上に一定の間隔毎に位置信号が書き込まれている。ヘッド位置はヘッド自身がこの位置信号を読み込むことにより得られるため、そのサンプリング周期はデータ面上の位置信号の量とディスクのスピンドル回転数により決定される。データ領域中の位置信号の占める割合をできる限り減らすためには、制御系のサンプリング周期を遅くせざるを得ない。

例えば、フォロイングモードにおける位置決め制御器として連続時間領域で設計された H_∞ 制御器を用いる場合には、双一次変換などにより離散化されたデジタル制御器を用いる。しかし、サンプリング周期が長くなると双一次変換の近似誤差が大きくなり設計当初の性能を発揮できなくなる。このような問題に対処するため H_∞ 制御器の離散化を設計当初から考慮し、連続系の制御対象から直接離散系の H_∞ 制御器を設計するサンプル値 H_∞ 制御の適用を検討した例がある。サンプル値 H_∞ 制御を用いることによりサンプリング周期を長くとることができる結果が示されている(図 2.17)。

2.2.2 マルチセンシングヘッド位置決め制御

磁気ヘッドの目的トラックへの高速移動および高精度追従のためには、アクチュエータの軽量化、位置決め制御系の高帯域化が必要である。制御系の高帯域化のため磁気ヘッドが取り付けられたキャリッジの先端に加速度センサを取り付け、その加速度信号をフィードバックする方法がある(マルチセンシング制御 [11], 図 2.18)。

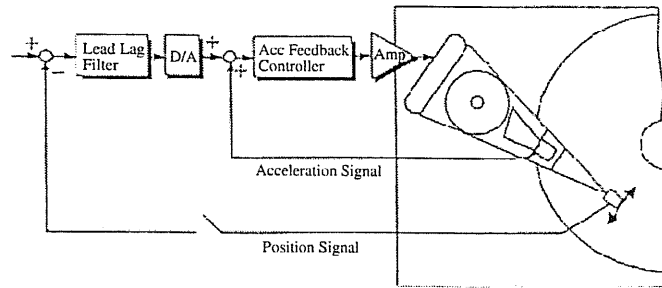


図 2.18: マルチセンシング制御

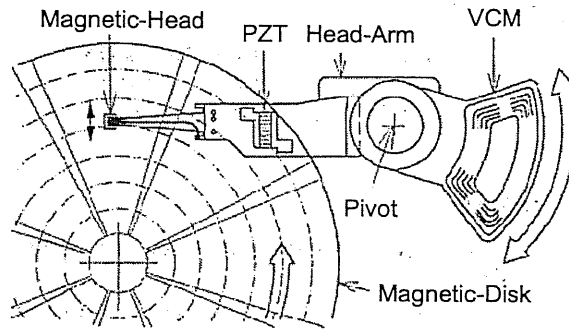


図 2.19: デュアルステージサーボ

2.2.3 デュアルステージサーボ機構

今まで述べてきた磁気ディスクアクセス制御では、VCM 単体のみの駆動力により磁気ヘッドの揺動運動を行う形式である。このシングルアクチュエータ方式において現在まで 500~600Hz のサーボ帯域が確保されている。

一方、25ktpi という高トラック密度を実現するためには、さらなるサーボ系の高帯域化が必要となる。1.5~2.5kHz ほどの帯域が必要だとも言われている。これを実現するためヘッド部に圧電素子を用いたアクチュエータを組み込み、VCM と合わせて 2 つのアクチュエータにより位置決めを行う方法が検討されている (デュアルステージサーボ機構 [25][26], 図 2.19)。

この方法は、ディスク全体をアクセスできるが応答周波数の遅い VCM と、変位量は微量であるが応答周波数の高い圧電素子を組み合わせており、広い周波数域で高い制御性能が得られる構成となっている。また、VCM と圧電素子の等価質量比が非常に大きいため、両者の相互干渉は非常に小さくなり、位置決め制御系を独立に設計する構成となる。

このように、サーボ機構を粗動・微動に分割して構成することにより、サーボ系の高帯域化を図る方法は精密位置決め制御において重要な技術であり、半導体露光装置においても取り入れられている。

現在これらのサーボ機構は試作段階であるが、磁気ディスクの小型化、大容量化を支える技術として今後重要な技術となると考えられる。

2.3 まとめ

本章では、磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系の高速、高精度位置決め制御について従来検討されている代表的な手法について検討を行った。シーク、フォロイングにおけるモード切り換え制御を用いた高速かつ高精度なヘッド位置決め制御系については、切り換えの際の制御器の初期値を設定する初期値補償を述べ、単一のモードによる制御系としては、モデル追従制

御系を用いた手法について述べた。また、ヘッド位置決め制御系の機構面からの改善手法として、キャリッジ先端に加速度センサを付加したマルチセンシング制御や、PZTによるアクチュエータの粗動、微動の分離機構を用いたデュアルステージサーボ機構について紹介した。

第3章 瞬時状態オブザーバの提案

3.1 はじめに

DCサーボモータの速度制御系をデジタル制御で実現する場合には、モータ速度はロータリエンコーダの位置情報を差分して得るのが一般的である。しかし、その速度検出に低精度ロータリエンコーダを用いる場合には、低速域においてエンコーダパルスが疎になり、エンコーダ情報を差分して得られたモータ速度には大きな量子化雑音が含まれる。このような量子化雑音により低速制御時の安定性が損なわれる場合もある。

このような低速域におけるロータリエンコーダの桁落ちの問題に対処するためには、エンコーダ情報の読み込み周期を長くすることが有効である。このような背景のもとに、DCサーボモータでは低精度エンコーダを用いた低速検出を目的とする瞬時速度オブザーバが開発されてきた。瞬時速度オブザーバは、オブザーバを用いることによりエンコーダパルスがこない間の速度を推定する方法である[27]。エンコーダパルス間での速度は、サーボモータ、外乱のモデルを用いて推定しフィードバック信号として用いる。この推定速度を用いて速度制御を行うことにより、速度フィードバック制御を短い周期で行うことが可能となる。エンコーダ読み込み周期で行われる推定値の修正は離散時間系での最小次元オブザーバとして定式化されている。

一方、磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系においてはヘッドの位置情報はディスク上に間欠的に書き込まれたサーボ信号をヘッド自身が読み取るデータ面サーボ方式が主流である。この方式では、出力のサンプリング周期がサーボ信号の数によって決定されてしまい、これを制御系の制御周期とするのが一般的である。一方、制御則を演算するCPUやDSPの演算能力は年々向上しているため、サンプリング周波数よりも速い周波数で制御則を演算することが可能である。これに瞬時速度オブザーバの原理を適用すればサーボ信号が得られない間のヘッド位置を推定し、制御を行うことができる。

このような観点から、本章では瞬時速度オブザーバを磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系、一般的な状態方程式で表現された制御対象に適用できるように拡張する。まず、DCサーボモータの瞬時速度オブザーバの手法について説明し、次にこれを一般化した瞬時状態オブザーバを提案することにする。

3.2 DCサーボモータの速度制御系と瞬時速度オブザーバ

DCサーボモータの速度制御系においてその速度検出に低精度ロータリエンコーダを用いる場合には、低速域においてエンコーダパルスが疎になる。このエンコーダパルスを差分して速度情報を得ると、量子化誤差の影響が顕著となり、定常誤差を生じたり制御系の不安定現象が生ずるなど、制御の妨げとなることが知られている。

本節では、このような低速域におけるロータリエンコーダの桁落ちの問題に対処するため、[27][28]で提案されている瞬時速度オブザーバを用いた速度制御系の構成法について述べる。なお、[27]では高次の外乱モデルを導入し定式化しているが、ここでは説明の簡単化のため0次外乱モデルについて述べる。

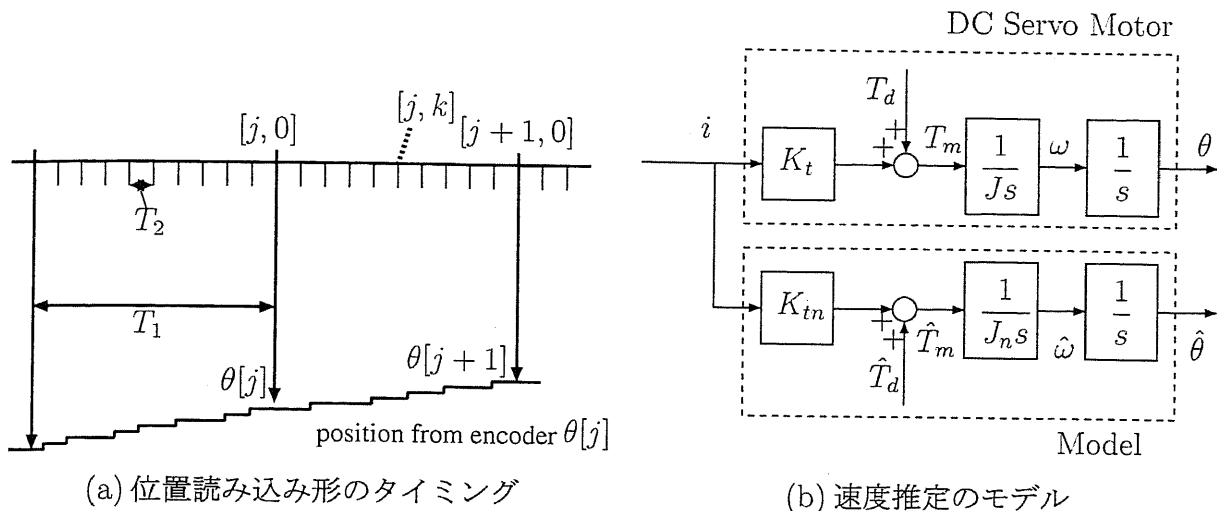


図 3.1: 瞬時速度オブザーバの原理

低速域での差分による桁落ちを防止するためにはエンコーダ情報の読み込み周期を長くすることが有効である(図 3.1(a))。一方、エンコーダパルスの読み込み周期を長くすることにより、ロータリエンコーダからの速度情報はサンプリング周期ごとには得られなくなる。瞬時速度オブザーバは、オブザーバを用いることによりエンコーダパルスがこない間の速度を推定する方法である。

以下では、エンコーダの読み込み周期を T_1 、サーボ系の制御周期を T_2 とする ($T_1 = KT_2$)。ここで、エンコーダ読み込み周期 T_1 は速度検出分解能が十分に得られるように設定する。また、サーボ系の制御周期 T_2 は制御演算を行うプロセッサの演算速度に依存する。 K は T_1 と T_2 の比を決める。また、記述の簡単化のため時点 $t = jT_1 + kT_2$ を $[j, k]$ のように係数を用いて表すこととする。さらに、 T_1 周期での時点 $t = jT_1$ を $[j]$ と記述することにする。

瞬時速度オブザーバの推定アルゴリズムは以下ようになる。まず、 $[j, k]$ での電流 $i[j, k]$ および $[j, 0] - [j, K]$ で一定と仮定した外乱トルクの推定値 $\hat{T}_L[j]$ を用いると、加速トルク $\hat{T}_m[j, k]$ は、

$$\hat{T}_m[j, k] = K_{tn}i[j, k] + \hat{T}_d[j] \quad (3.1)$$

と得られる。これを図 3.1(b) のサーボモータのモデルを用いて T_2 周期で台形積分することにより、速度推定値 $\hat{\omega}[j, k]$ が

$$\hat{\omega}[j, k] = \hat{\omega}[j, k-1] + \frac{T_2}{2J_n} (\hat{T}_m[j, k] + \hat{T}_m[j, k-1]) \quad (3.2)$$

として得られる。さらにこの速度推定値を積分して位置推定値 $\hat{\theta}[j, k]$ が得られる。

$$\hat{\theta}[j, k] = \hat{\theta}[j, k-1] + \frac{T_2}{2} (\hat{\omega}[j, k] + \hat{\omega}[j, k-1]) \quad (3.3)$$

一方、エンコーダからは T_1 周期で位置推定誤差が得られる。

$$\Delta\theta = \hat{\theta}[j, K] - \theta[j] \quad (3.4)$$

この位置推定誤差 $\Delta\theta$ を以下の 2 つの要因により生じたと解釈し、 γ_1, γ_2 なる比率で責任を分担する。

1. 区間 j での推定開始時における速度の初期値誤差 $\Delta\omega$: $\gamma_1\Delta\theta = T_1\Delta\omega$

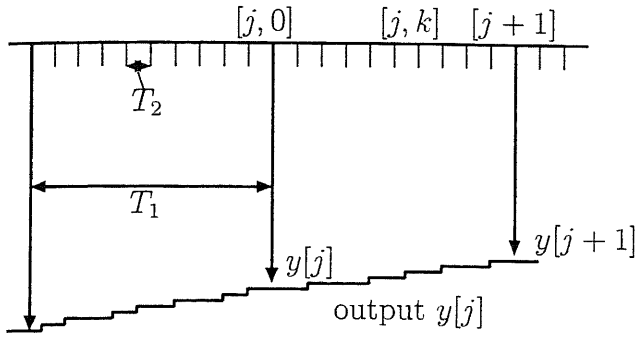


図 3.2: 周期 T_1, T_2

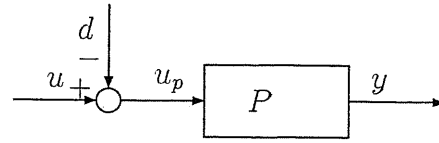


図 3.3: 入力端外乱を含んだ拡大系

2. 外乱推定誤差 ΔT_d : $\gamma_2 \Delta \theta = \frac{T_1^2}{2J_n} \Delta T_d$

これを使って次の区間 $j+1$ では

$$\hat{T}_d[j+1] = \hat{T}_d[j] - \Delta T_d \quad (3.5)$$

$$\hat{\omega}[j+1, 0] = \hat{\omega}[j, K] - \frac{T_1}{J_n} \Delta T_d - \Delta \omega \quad (3.6)$$

と推定値を修正し、これらを次区間 $[j+1, 0] - [j+1, K]$ の推定値の初期値として推定を開始する。

なお、この瞬時速度オブザーバの T_1 周期の収束特性は、(3.7) 式の特性方程式の根で与えられる。この収束特性は責任分担率 γ_1, γ_2 により設計できることがわかる。

$$z^2 + (\gamma_1 + 3\gamma_2 - 2)z - \gamma_1 - \gamma_2 + 1 = 0 \quad (3.7)$$

3.3 瞬時速度オブザーバの一般化

前節で述べた瞬時速度オブザーバは、DC サーボモータのような 2 重積分系のみ限定しており、それ以外の制御対象に対してはそのまま適用することが困難である。また、台形積分により制御対象の積分演算を行っているため、ここでは近似が存在している。

本節では、これらの点を考慮し、これを任意の状態方程式で表される制御系に適用できるように拡張する。提案手法は、制御対象に印加される入力端外乱をモデル化し、 T_2 周期での推定値の更新、 T_1 周期での推定値の修正により構成される。

3.3.1 制御対象、外乱モデルの定式化

(3.8) 式の状態空間モデルで表現される連続時間制御対象を考える。

$$\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p + \mathbf{b}_p u_p, \quad y = \mathbf{c}_p \mathbf{x}_p \quad (3.8)$$

ただし、出力行列 \mathbf{c}_p については以下を仮定する。これは後に述べる最小次元オブザーバの設計を容易にするための仮定であるが、相似変換により一般的にこのような形式に表現できる。

$$\mathbf{c}_p = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$$

また、この制御対象の入力端外乱を (3.9) 式のような外乱発生器によりモデル化する (図 3.3)。

$$\dot{\mathbf{x}}_d = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_d, \quad d = \mathbf{c}_d \mathbf{x}_d \quad (3.9)$$

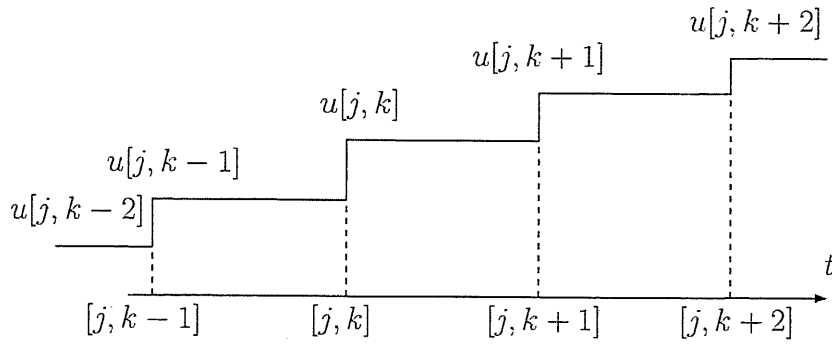


図 3.4: T_2 周期での推定値の積算

3.3.2 T_2 周期での推定値の更新

出力 y を検出できない短い T_2 周期では、前節で設定した制御対象、外乱モデルを用いて推定値を導出する。

時点 $[j, k]$ において制御対象の推定値 $\hat{x}_p[j, k]$ 、制御入力 $u[j, k]$ 、外乱推定値 $\hat{x}_d[j, k]$ を用いて、図 3.4 のように制御入力を積分することにより、次の時点 $[j, k+1]$ の推定値 $\hat{x}_p[j, k+1]$ 、 $\hat{y}[j, k+1]$ を (3.10)、(3.11) 式のように得ることができる。

$$\hat{x}_p[j, k+1] = e^{\mathbf{A}_p T_2} \hat{x}_p[j, k] + \mathbf{b}_{pT_2} (u[j, k] - \mathbf{c}_d \hat{x}_d[j, k]), \quad (3.10)$$

$$\hat{y}[j, k+1] = \mathbf{c}_p \hat{x}_p[j, k+1] \quad (3.11)$$

ただし、

$$\mathbf{b}_{pT_2} = \int_{[j, k]}^{[j, k+1]} e^{\mathbf{A}_p ([j, k+1] - \tau)} \mathbf{b}_p d\tau.$$

また、外乱推定値 $\hat{x}_d[j, k+1]$ は次のように得られる。

$$\hat{x}_d[j, k+1] = e^{\mathbf{A}_d T_2} \hat{x}_d[j, k] \quad (3.12)$$

(3.10)、(3.12) 式をまとめて書くと、状態変数の T_2 周期での更新則として (3.13) 式が得られる。

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_p[j, k+1] \\ \hat{x}_d[j, k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{\mathbf{A}_p T_2} & -\mathbf{b}_{pT_2} \mathbf{c}_d \\ \mathbf{0} & e^{\mathbf{A}_d T_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_p[j, k] \\ \hat{x}_d[j, k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{pT_2} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u[j, k] \quad (3.13)$$

3.3.3 T_1 周期での推定値の修正

一方、 T_1 周期では実際に出力 $y[j]$ が得られる。このサーボ信号を用いて T_1 周期での離散系の最小次元オブザーバを構成する。 T_1 周期の離散時間系で、制御対象の状態変数 x_p に外乱の状態変数 x_d を含めた拡大系の状態方程式は (3.14) 式のように表される。

$$\mathbf{x}_q[j+1] = \mathbf{A}_q \mathbf{x}_q[j] + \tilde{\mathbf{u}}_q[j] \quad (3.14)$$

ただし、(3.14) 式の係数行列 A_q , \tilde{u}_q および状態変数 x_q は以下のように表される。

$$A_q = \begin{bmatrix} e^{A_p T_1} & -\bar{B}_p \bar{C}_d \bar{A}_d \\ 0 & e^{A_d T_1} \end{bmatrix},$$

$$\tilde{u}_q[j] = \begin{bmatrix} \int_{[j]}^{[j+1]} e^{A_p([j+1]-\tau)} b_p u(\tau) d\tau \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$x_q = \begin{bmatrix} x_p \\ x_d \end{bmatrix}$$

また A_q 内に現れるパラメータは以下のように定義する。

$$\bar{C}_d = \text{diag} \{C_d, C_d, \dots, C_d\}$$

$$\bar{A}_d = \begin{bmatrix} I \\ e^{A_d T_2} \\ \dots \\ e^{A_d (K-1) T_2} \end{bmatrix}$$

$$\bar{B}_p = \begin{bmatrix} B_1 & B_2 & \dots & B_K \end{bmatrix},$$

$$B_k = e^{A_p(T_1 - kT_2)} \int_{[j, k-1]}^{[j, k]} e^{A_p([j, k]-\tau)} B_p d\tau, \quad k = 1, 2, \dots, K.$$

これらの係数行列などはやや複雑な形をしているので、ここでその意味を簡単に述べる。まず A_q の (1, 1) および (2, 2) 成分はそれぞれ状態変数 x_p , x_d の時点 $[j, 0]$ から $[j+1, 0]$ への遷移を表している。(1, 2) 成分は制御対象の入力端に印加される外乱 d を周期 T_2 ごとに積算する項を表している。すなわち、 T_2 周期ごとの外乱 $[d[j, 0] \ d[j, 1] \ \dots \ d[j, K-1]]^T$ が $\bar{C}_d \bar{A}_d$ により得られ、これを \bar{B}_p により遷移させて状態変数 $x[j+1]$ への影響を表している。

(3.14) 式に対してオブザーバを設計するため、状態変数 x_q を測定できる y 、測定できない x_2 に分離し (3.14) 式の係数行列、変数を以下のように書き直す。

$$A_q = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}, \quad \tilde{u}_q = \begin{bmatrix} \tilde{u}_1 \\ \begin{bmatrix} \tilde{u}_2 \\ 0 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \quad x_q = \begin{bmatrix} y \\ x_2 \end{bmatrix}.$$

Gopinath の最小次元オブザーバにより、 $x_2 - Gy$ を推定する最小次元オブザーバは (3.15) 式のように表される。

$$z[j+1, 0] = Dz[j, 0] + Ey[j, 0] + J_u. \quad (3.15)$$

ただし、

$$D = A_{22} - GA_{12}, \quad (3.16)$$

$$E = -GA_{11} + A_{21} + A_{22}G - Ga_{12}G, \quad (3.17)$$

$$J_u = -G\tilde{u}_1 + \begin{bmatrix} \tilde{u}_2^T & 0 \end{bmatrix}^T. \quad (3.18)$$

また、 $z = \hat{x}_2 - Gy$ を代入すると、推定値 \hat{x}_2 に関して (3.19) 式を得る。

$$\hat{x}_2[j+1, 0] = (A_{22} - GA_{12})\hat{x}_2[j, 0] + (-GA_{11} + A_{21})y[j, 0] + Gy[j+1, 0] - G\tilde{u}_1[j] + \begin{bmatrix} \tilde{u}_2[j]^T & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.19)$$

一方, $[j, 0]$ から $[j, K]$ まで推定値 \hat{y} , \hat{x}_2 が積分されると, $\hat{y}[j, K]$, $\hat{x}_2[j, K]$ は (3.20), (3.21) 式のように表すことができる。

$$\hat{y}[j, K] = A_{11}\hat{y}[j, 0] + A_{12}\hat{x}_2[j, 0] + \tilde{u}_1[j], \quad (3.20)$$

$$\hat{x}_2[j, K] = A_{21}\hat{y}[j, 0] + A_{22}\hat{x}_2[j, 0] + [\tilde{u}_2[j]^T \ 0]^T. \quad (3.21)$$

(3.19)-(3.21) 式を用いると, T_1 周期での推定値の修正則として次式を得る。

$$\hat{x}_2[j+1, 0] = \hat{x}_2[j, K] - G(\hat{y}[j, K] - y[j+1, 0]) \quad (3.22)$$

以上から, この推定値の T_1 周期での収束特性は, (3.15) 式の最小次元オブザーバのオブザーバゲイン G により設計することができる。

3.4 まとめ

本章では、従来まで低精度エンコーダを用いた DC サーボモータの低速度運転において利用されてきた瞬時速度オブザーバを、状態方程式で表現された任意の制御対象に適用できるように拡張した。本手法は、制御対象の出力が得られないサンプル点間における制御対象と外乱の推定値を与えるものである。これらの推定値は、実際に出力がサンプルされる長い周期でオブザーバの推定値修正則に基づいて修正される。磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系では、ヘッド位置を示すサーボ信号がデータディスク上に離散的に書き込まれている。本提案手法により、サーボ信号がこない時点でのヘッド位置、モデル化した外乱などを得ることができる。

第4章 磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系への適用と位置決め精度の評価

4.1 はじめに

磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系では、サーボ信号を読み込むことによりヘッド位置を得るため、そのサンプリング周波数が制限される。一方、制御則を演算するCPUやDSPの演算能力は年々向上しているため、サンプリング周波数よりも速い周波数で制御則を演算することが可能である。

一方、DCサーボモータでは低精度エンコーダを用いた低速度検出を目的とする瞬時速度オブザーバが開発されてきた。DCサーボモータの速度制御系をデジタル制御で実現する場合には、モータ速度はロータリエンコーダの位置情報を差分して得るのが一般的である。しかし、低精度エンコーダを用いたDCサーボモータの低速度制御時には、エンコーダパルスが疎になるため、エンコーダ情報を差分して得られたモータ速度には大きな量子化雑音が含まれる。瞬時速度オブザーバでは、この量子化雑音の問題に対処するため、エンコーダの読み込み周期を長く設定している。一方、エンコーダパルス間での速度は、サーボモータ、外乱のモデルを用いて推定しフィードバック信号として用いる。この推定速度を用いて速度制御を行うことにより、速度フィードバック制御を短い周期で行うことが可能となる。エンコーダ読み込み周期で行われる推定値の修正は離散時間系での最小次元オブザーバとして定式化されている。

この瞬時速度オブザーバを拡張し、任意の状態空間で表現された制御対象に適用することも可能である。

本章では、第3章で述べた瞬時状態オブザーバを磁気ディスク装置のフォロイング制御系に適用し、フォロイング制御系に存在する外乱成分(RRO, NRRO, 風乱, 観測雑音)の抑圧性能に関する評価結果について述べる。

4.2 瞬時状態オブザーバの磁気ディスク装置への適用方法

本節では、第3章で提案した瞬時状態オブザーバをHDDのヘッド位置決め制御系に適用することを考える。図4.1に磁気ディスク装置の概観図を示す。

図4.1において、積層された磁気ディスク上にはデータ領域のほかに一定間隔でヘッドの現在位置を示すサーボ信号の領域が存在する。磁気ディスク装置においては、このサーボ信号を用いて磁気ヘッドの位置検出を行う方式が用いられ、データ面サーボ方式と呼ばれている。ディスク上に書かれたサーボ信号のイメージ図を図4.2に示す。このように、サーボ信号が放射状に記録されており、磁気ヘッドがこのサーボ信号の上を通るときにディスク半径方向のヘッド位置をヘッド自身がセンサとして読み取る方式である。したがって、制御系のサンプリング周期はこのサーボ信号の数と磁気ディスクの回転数(一定で4200rpm、7200rpmなど)により決まることがわかる。

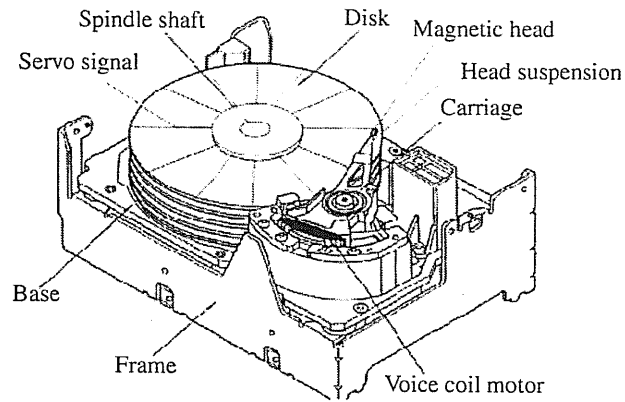


図 4.1: 磁気ディスク装置の概観図

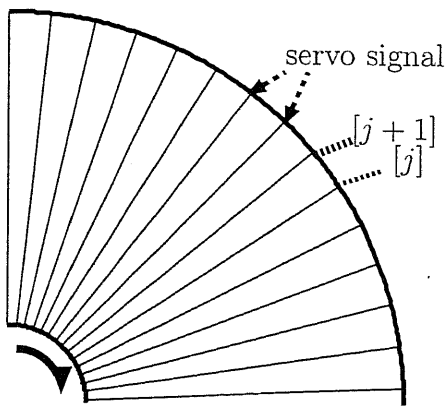
したがって、サーボ信号の数とサンプリング周波数の関係として、次のようなことが考えられる。

- [1] サーボ信号の数を減らせば、データの記録領域は増加するが、制御系のサンプリング周波数が低下する。
- [2] ヘッド位置のサンプリング周波数を上げるためには、このサーボ信号を増やさなければならない。

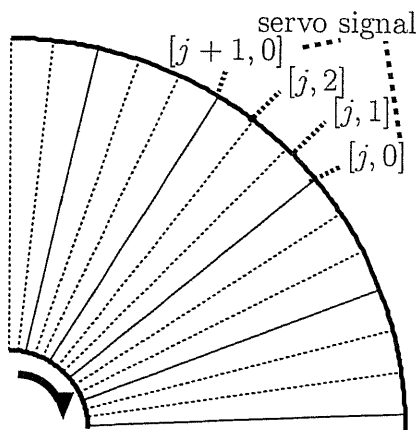
上記のうち1の場合には、ヘッド位置としてデータ面から得られる位置情報のみを用いるのであればサンプリング周期は下げざるを得ない。しかし、第3章で述べた瞬時状態オブザーバを利用することで、サーボ信号が得られない間のヘッド位置を推定することが可能である。この概念を図4.2(b)に示す。このようにすれば、サーボ系の制御周期を長くせずに、サーボ信号のみを減らすことができる。サーボ信号は現在の磁気ディスク装置においてある程度の量を占めており、これを減らすことは磁気ディスク装置の大容量化にも貢献するものであると考えられる。

一方、2では現在存在しているサーボ信号はそのまま利用できる。さらに、第3章の瞬時状態オブザーバを利用してサーボ信号間でのヘッド位置を推定できれば、それらの推定値を利用してフィードバック制御器をより速い制御周期で動作させることが可能となる。図4.2(c)に瞬時状態オブザーバにより得られるヘッド位置の推定値の利用法を示す。なお、通常の場合(図4.2(a))に比べて、この場合には瞬時状態オブザーバの演算、 $[j, 1] \sim [j, K-1]$ でのフィードバック制御器の演算の分だけ演算量が増加する。これは、通常の場合に比べて制御演算を行うプロセッサの演算能力として非常に高いものが要求されることを示しているが、近年のプロセッサ能力の向上によりこれらの要求には十分応えられると考えられる。

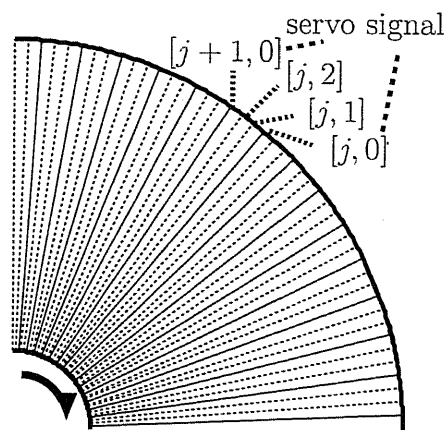
現在の磁気ディスク装置の制御系では、2のような手法を用いることで、サーボ信号を従来から増やすことなく、位置決め精度をより向上させたいという要求が非常に強い。これは、今後、より高密度な記録を実現するためトラック幅を狭くした場合にも、サーボ信号を増加させることなく十分な追従精度を維持したいという目的がある。また、制御演算を行うプロセッサ能力は今後もより高速のものがより安価に利用可能となると考えられる。瞬時状態オブザーバの応用の観点からは1, 2のどちらも同じ概念により捉えることが可能であるが、ここではこのような背景を考慮して、2の考え方にしたがって、瞬時状態オブザーバを用いることによりフォロイング制御系において目標トラックへの追従精度を向上させる手法を検討する。



(a) 通常の制御系



(b) 瞬時状態オブザーバを用いた制御系 (1): サーボ系の制御周期を変更せずにサーボ信号のサンプリング周期を3倍とした場合



(c) 瞬時状態オブザーバを用いた制御系 (2): サーボ信号のサンプリング周波数を変更せずにサーボ系の制御周期を1/3倍にした場合

図 4.2: 瞬時状態オブザーバによる状態推定値の利用方法

4.3 瞬時状態オブザーバを用いた制御系の構成

本節では、第3章で提案した瞬時状態オブザーバを用いて、図4.2(c)のようにサーボ信号間でのヘッド位置推定を行う手法を示す。

瞬時状態オブザーバを用いた制御系の構成図を図4.3に示す。瞬時状態オブザーバは短い T_2 周期で出力される制御入力 $u[j, k]$ 、および長い T_1 周期でサンプルされる出力 $y[j]$ を用いて演算される。その結果として短い周期 T_2 での出力の推定値 $\hat{y}[j, k]$ が求められる。この $\hat{y}[j, k]$ を通常のフィードバック信号 $y[j]$ のかわりに利用することで、フィードバック制御器 $K[z]$ をより短い制御周期 T_2 で動作させることができる。

次に、瞬時状態オブザーバを用いた解析手法について述べる。提案手法では、出力 y のサンプリング周期 T_1 と制御入力の周期 T_2 という2つの周期を持つため、ここでは出力 y のサンプリング周期 T_1 で制御系を解析する。 T_2 周期で得られる変数は以下のようにして T_1 周期の変数としてベクトル化することで T_1 周期での制御系として解析することができる。

4.3.1 制御対象の離散化

ここで、(3.8) 式のような連続時間の状態方程式で表される制御対象を考える。制御入力が T_2 周期で切り替わることを考慮すると、制御対象の $[j]$ から $[j+1]$ への遷移は (4.1) 式のように表すことができる。すなわち、区間 $[j]$ から $[j+1]$ での制御対象への入力 $u[j, 0], u[j, 1], \dots$,

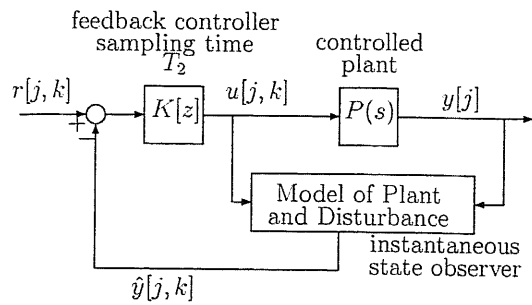


図 4.3: 提案手法による制御系の構成

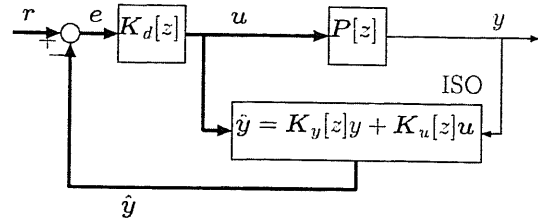


図 4.4: 出力サンプリング周期 T_1 での制御系の解析

$u[j, K-1]$ をベクトル化して多入力系とみなして定式化する。

$$\mathbf{x}_p[j+1] = e^{\mathbf{A}_p T_1} \mathbf{x}_p[j] + \mathbf{B}_{pT_1} \mathbf{u}[j], \quad y[j] = \mathbf{c}_p \mathbf{x}_p[j] \quad (4.1)$$

ただし、

$$\mathbf{B}_{pT_1} = \begin{bmatrix} e^{\mathbf{A}_p(K-1)T_2} \mathbf{B}_{pT_2} & e^{\mathbf{A}_p(K-2)T_2} \mathbf{B}_{pT_2} & \cdots & \mathbf{B}_{pT_2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{pT_2} = \int_0^{T_2} e^{\mathbf{A}_p \tau} \mathbf{b}_p d\tau,$$

$$\mathbf{u}[j] = \begin{bmatrix} u[j, 0] \\ u[j, 1] \\ \vdots \\ u[j, K-1] \end{bmatrix}$$

これを $\mathbf{u}[j]$ から $y[j]$ までの K 入力 1 出力の伝達関数として表現すると

$$y[j] = \mathbf{P}[z] \mathbf{u}[j] \quad (4.2)$$

が得られる。ただし、 $(1 \times K)$ 伝達行列 $\mathbf{P}[z]$ は次式で表される。

$$\mathbf{P}[z] = \mathbf{C}_p (z\mathbf{I} - e^{\mathbf{A}_p T_1})^{-1} \mathbf{B}_{pT_1} \quad (4.3)$$

4.3.2 オブザーバの T_1 周期での定式化

第 3.3 節で示したように、瞬時状態オブザーバの推定値修正則は (4.4) 式の最小次元オブザーバの状態方程式で表現できる。

$$\boldsymbol{\xi}[j+1] = \hat{\mathbf{A}} \boldsymbol{\xi}[j] + \hat{\mathbf{B}} y[j] + \hat{\mathbf{J}} \mathbf{u}[j] \quad (4.4)$$

さらに、この最小次元オブザーバの状態変数 $\boldsymbol{\xi}[j]$ を用いて、拡大系の状態変数 $\mathbf{x}[j]$ の推定値が次のように求められる。

$$\hat{\mathbf{x}}[j] = \hat{\mathbf{C}} \boldsymbol{\xi}[j] + \hat{\mathbf{D}} y[j] \quad (4.5)$$

瞬時状態オブザーバによる出力 y の $[j, 0], [j, 1], \dots, [j, K-1]$ における推定値は

$$\hat{y}[j] = \bar{\mathbf{C}} \boldsymbol{\xi}[j] + \bar{\mathbf{D}}_y y[j] + \bar{\mathbf{D}}_u \mathbf{u}[j] \quad (4.6)$$

と表すことができる。ここで

$$\hat{y}[j] = \begin{bmatrix} \hat{y}[j, 0] \\ \hat{y}[j, 1] \\ \vdots \\ \hat{y}[j, K-1] \end{bmatrix}, \quad \bar{C} = \begin{bmatrix} C_e \hat{C} \\ C_e A_{eT_2} \hat{C} \\ \vdots \\ C_e A_{eT_2}^{K-1} \hat{C} \end{bmatrix},$$

$$\bar{D}_y = \begin{bmatrix} C_e \hat{D} \\ C_e A_{eT_2} \hat{D} \\ \vdots \\ C_e A_{eT_2}^{K-1} \hat{D} \end{bmatrix}, \quad \bar{D}_u = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ C_e B_{eT_2} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_e A_{eT_2}^{K-2} B_{eT_2} & \cdots & C_e B_{eT_2} & 0 \end{bmatrix}$$

このように、瞬時状態オブザーバは(4.4), (4.6)式のようにサンプルされた $y[j]$ 、および T_2 周期の $u[j]$ を入力、状態変数を ξ として、出力を T_2 周期での推定値 $\hat{y}[j]$ とするシステムとして定式化できる。

(4.4), (4.6)式を、入力変数を $y[j]$, $u[j]$ 、出力変数を $\hat{y}[j]$ として伝達関数表現すると次式が得られる。

$$\hat{y}[j] = K_y y[j] + K_u u[j] \quad (4.7)$$

ただし、 $K_y[z]$, $K_u[z]$ はそれぞれ次式のような $(K \times 1)$, $(K \times K)$ 伝達行列である。

$$K_y[z] = \bar{C}(zI - \hat{A})^{-1} \hat{B} + \bar{D}_y \quad (4.8)$$

$$K_u[z] = \bar{C}(zI - \hat{A})^{-1} \hat{J} + \bar{D}_u \quad (4.9)$$

4.3.3 フィードバック制御器の T_1 周期での定式化

フィードバック制御器については、以下のようにして T_1 周期での動特性を求める。

サンプリング周期 T_2 で離散化されたフィードバック制御器 $K_2[z]$ を用いれば、 T_2 周期での動特性は

$$u[j, k] = K_2[z]e[j, k] \quad (4.10)$$

と表現できる。したがって、 T_1 周期での制御則は、

$$u[j] = K_d e[j] \quad (4.11)$$

となる。ただし、

$$K_d[z] = \text{diag}\{K_2[z], K_2[z], \dots, K_2[z]\}, \quad e[j] = \begin{bmatrix} e[j, 0] \\ e[j, 1] \\ \vdots \\ e[j, K-1] \end{bmatrix}$$

4.3.4 閉ループ系の T_1 周期での解析

以上の解析手法により、長い T_1 周期で制御対象、瞬時状態オブザーバ、フィードバック制御器の動特性を以下のように伝達関数を用いて表すことが可能となる。

制御対象の T_1 周期での離散化

$$y[j] = P u[j] \quad (4.12)$$

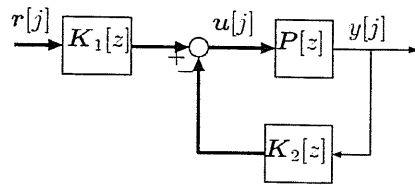


図 4.5: T_1 周期で解析した制御系の構造

オブザーバの T_1 周期での離散化により表現した出力推定値

$$\hat{y}[j] = K_y y[j] + K_u u[j] \quad (4.13)$$

フィードバック制御器により生成される制御入力

$$u[j] = K_d(r[j] - \hat{y}[j]) \quad (4.14)$$

これらの伝達関数表現を用いると、図 4.3 の制御系は T_1 周期での表現として図 4.4 に変換できる。また、これらの 3 式から制御入力 $u[j]$ は出力 $y[j]$ を用いて以下のように得られる。

$$u[j] = (I + K_d K_u)^{-1} (K_d r[j] - K_d K_y y[j]) \quad (4.15)$$

したがって K_1, K_2 を次式のようにおけば図 4.4 は等価的に図 4.5 に変換される。

$$K_1 = (I + K_d K_u)^{-1} K_d, \quad K_2 = (I + K_d K_u)^{-1} K_d K_y$$

したがって、以下のようにして閉ループ特性、開ループ特性を求めることができる。なお、多変数の u の部分でループを開くと解析が複雑となるため、ここでは単変数である y の部分でループを開き、開ループ、閉ループ特性を求めた。

[1] 開ループ特性:

$$PK_2 \quad (4.16)$$

[2] 閉ループ特性:

$$\text{感度関数 } S = 1/(1 + PK_2), \text{ 相補感度関数 } T = PK_2/(1 + PK_2) \quad (4.17)$$

4.4 制御系の設計

前節で述べた提案手法を、磁気ディスク装置のフォロイング制御系に適用し、提案手法による安定余裕の変化、位置決め精度について検討する。図 4.6 にシミュレーションモデルの概略を示す。磁気ディスク装置に存在する各種の外乱 (RRO, NRRO, 観測ノイズ、力外乱など) を印加して、それらの抑圧特性、すなわちフォロイング制御における位置決め誤差を検討する。

制御対象のノミナルモデル $P_n(s)$ は、剛体モードである (4.18) 式とし、これを瞬時状態オブザーバの設計に用いる。各パラメータを表 4.1 に示す。実際の制御対象には高周波数域にいくつかの共振周波数が存在するが、これらはいずれもナイキスト周波数以上であるため、今回はモデル化していない。制御対象の周波数応答を図 4.7 に示す。

$$P_n(s) = K_g \cdot \frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \quad (4.18)$$

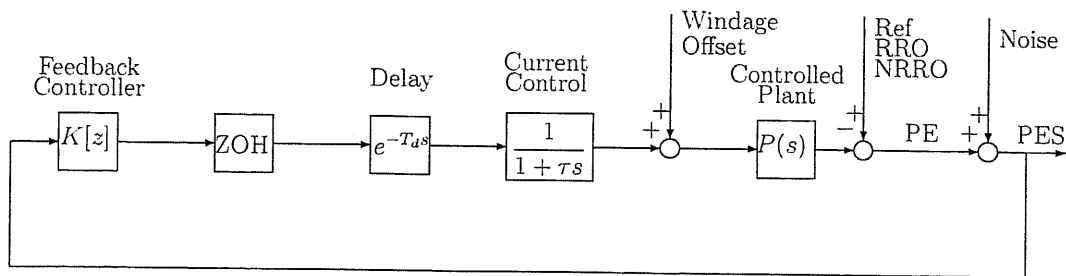


図 4.6: 磁気ディスク装置のフォロイング制御系

表 4.1: 機械系のパラメータ

パラメータ	
K_g (電流-加速度係数)	500[m/s ² /A]
ω (固有角周波数)	$2\pi \times 50$ [rad/s]
ζ (減衰定数)	0.5

電流制御系は (4.19) 式の伝達関数で表される一次遅れ系であり、その時定数は $\tau \approx 16[\mu\text{s}]$ である。

$$P_{AMP} = \frac{1}{1 + \tau s}, \quad \tau \approx 16[\mu\text{s}] \quad (4.19)$$

フィードバック制御器 $K(s)$ は (4.20) 式の位相進み遅れ補償器である。フィードバック制御器 $K(s)$ の周波数特性を図 4.9 に示す。実際の制御対象では以下に示すように演算時間などによる無駄時間が存在するため、特に高周波域で制御対象の位相が大きく遅れる。フィードバック制御器に含まれる位相進み補償器は、高周波域で位相を進める効果を持つため、この無駄時間をある程度保証する効果を持っている。

なお、フィードバック制御器は、この $K(s)$ を双一次変換により離散化し $K[z]$ とする。提案手法では、瞬時状態オブザーバを用いてそのパラメータ K をいくつに設定するかにより $K(s)$ の離散化周期が異なる。

$$K(s) = k \frac{\tau_1 s + 1}{\tau_1 s} \frac{\tau_2 s + 1}{\tau_3 s + 1} \quad (4.20)$$

ただし、

$$\tau_1 = 1/(2\pi \times 100), \quad \tau_2 = 1/(2\pi \times 50), \quad \tau_3 = 1/(2\pi \times 2000), \quad k = 1500:$$

位置誤差信号 PES のサンプリング時間は $T_s = 238.1[\mu\text{s}]$ である。また、制御入力には、演算時間遅れとして無駄時間 $T_d = 50[\mu\text{s}]$ が存在する。

瞬時状態オブザーバの設計では、制御対象のモデルとして、(4.18) 式のノミナルモデルに無駄時間 L として演算時間遅れ、電流制御系の時定数を含めた (4.21) 式を用いる。無駄時間は Pade 近似により 1 次で近似する。

$$P_L(s) = P_n(s) \cdot e^{-Ls} \approx P_n(s) \cdot \frac{1 - L/2s}{1 + L/2s} \quad (4.21)$$

この無駄時間の近似特性を検討した結果を図 4.8 に示す。無駄時間はゲイン特性には影響を及ぼさず、位相特性にのみ高周波数域ほど大きな影響を及ぼす。実線は無駄時間の存在しない (4.18) 式の特性、破線が無駄時間を (4.21) 式のように 1 次の Pade 近似を用いて近似した場合、点線が無駄時間を含む制御対象の周波数特性である。無駄時間が存在することにより高周波数域での

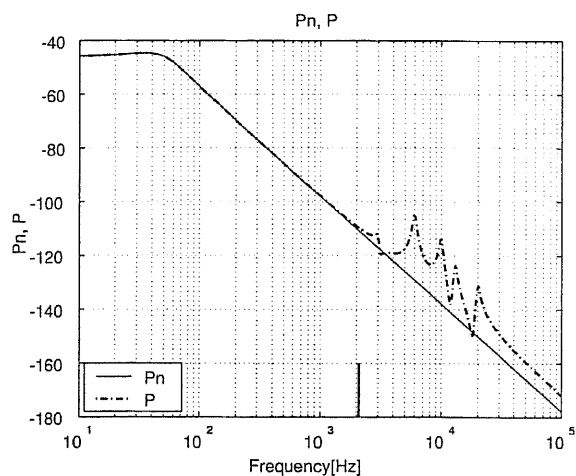


図 4.7: 制御対象のモデル化

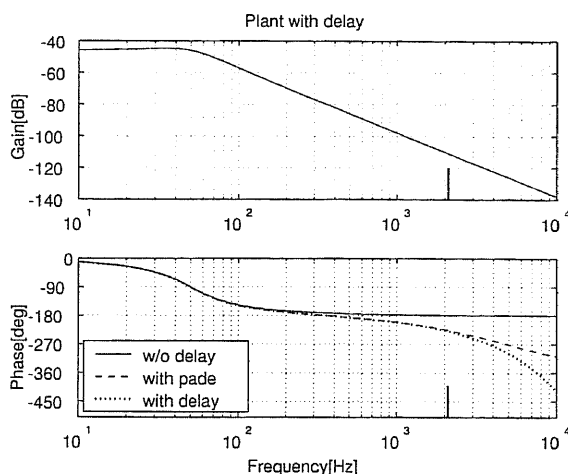


図 4.8: 無駄時間の Pade 近似

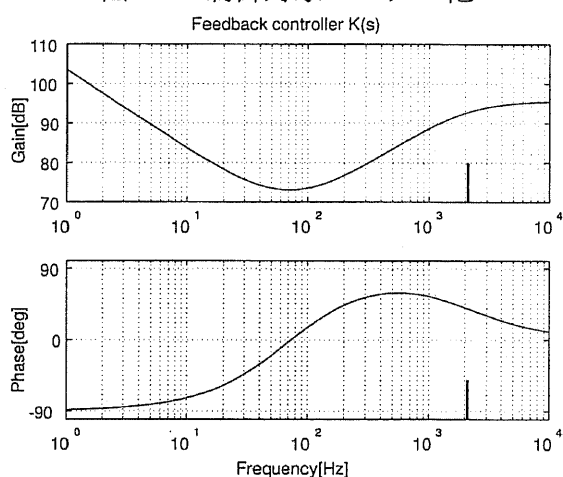


図 4.9: フィードバック制御器

位相の遅れが大きくなることがわかる。1 次の Pade 近似により約 2kHz 程度までは位相特性が十分に近似できている。これ以上の高周波数域では位相特性の近似精度が劣化するが、以下で行う離散時間系での検討はナイキスト周波数 $f_q = 2.1$ [kHz] までの周波数で行うため、本手法による近似は十分な精度を持っていると考えてよい。

外乱モデルは入力端のステップ状外乱として、(4.22) 式のようにモデル化した。

$$x_d[j+1] = x_d[j], d[j] = x_d[j] \quad (4.22)$$

瞬時状態オブザーバの極は、サンプル周期 T_1 での $P[z]$, $K[z]$ により構成される閉ループ系の極を考慮して、 $s = -5000$ すなわち $z = 0.304$ と設定した。

以上により設計された制御系は、3 次の瞬時状態オブザーバ、および 2 次のフィードバック制御器 $K[z]$ により構成され、合計 5 次の制御系となる。

まず、瞬時状態オブザーバを用いずに周期 T_1 で制御対象と無駄時間を含む制御対象から構成される制御系の周波数特性を図 4.10, 4.11 に示す。図 4.10 は開ループ特性であり、ゲイン余有 7.23 [dB]、位相余有 38.6 [deg] が得られていることがわかる。またこのときの制御帯域は開ループ特性の交差周波数 395.2 [Hz] となっている。

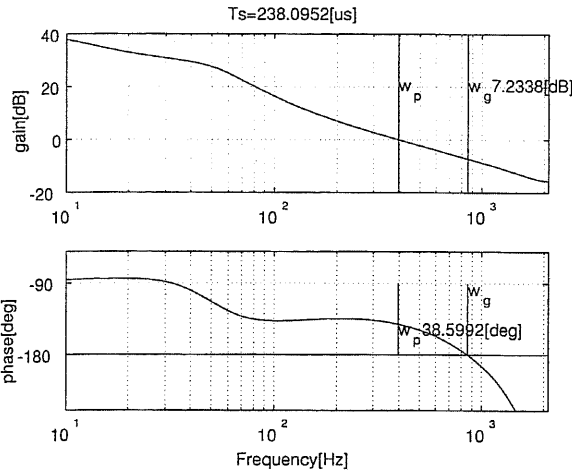


図 4.10: 設計された開ループ特性

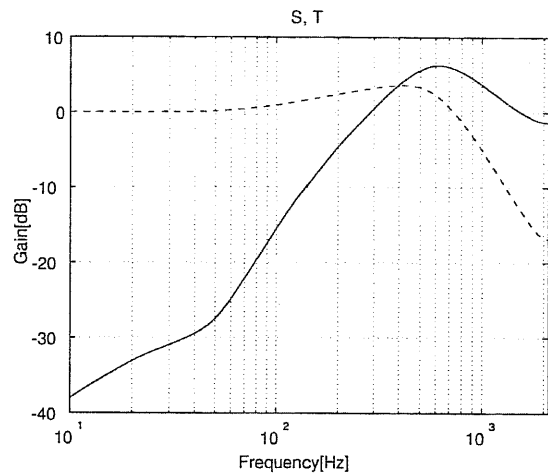


図 4.11: 設計された閉ループ特性

4.5 シミュレーション結果

4.5.1 瞬時状態オブザーバによる安定性改善

瞬時状態オブザーバを用いれば、出力 y の T_2 周期ごとの推定値が得られるため、これらの推定値 $\hat{y}[j, 0], \dots, \hat{y}[j, K-1]$ を用いてフィードバック制御器を短い周期 T_2 で動作させることができる。第 4.3 節で述べた手法を用いれば、この制御系を出力のサンプリング周期である T_1 周期で解析できる。この手法を用いて、瞬時状態オブザーバを用いたフィードバック制御系の周波数応答を解析した結果を図 4.12 に示す。

図 4.12 は $K=2$ すなわち $T_2 = T_1/2$ とした場合の結果である。図 4.12(a) は開ループ特性を示しており、ゲイン余有が 7.8 [dB]、位相余有が 48.5 [deg] となり、図 4.10 の瞬時状態オブザーバを用いない場合と比べて改善されることがわかる。また、このときクロスオーバー周波数も 401 [Hz] となりやや改善されている。図 4.12(b)(c) は、ナイキスト線図および開ループ特性の詳細図を示しており、従来の $T_1 = T_2 = T_s$ の場合 (実線)、従来の出力のサンプリング周期を速くした $T_1 = T_2 = T_s/2$ の場合 (点線)、および提案手法で $K=2$ とした場合の結果を比較しており、提案手法では従来の手法の中間的な周波数応答を有することを示している。図 4.12(d)(e) は、これら 3 種類の制御系の閉ループ特性 (感度、補感度関数) を示しており、低周波数域では提案手法による閉ループ特性の変化はほとんどないことがわかる。安定性に関する高周波数域では感度関数、補感度関数とも従来の $T_1 = T_2 = T_s$ の場合と比べて小さくできる領域がある。

次に、瞬時状態オブザーバを用いて $K=2, 3, 4$ とした場合のゲイン余有、位相余有の変化を表 4.2 に示す。() 内は仮に $T_1 = T_2 = T_s/K$ とできた場合の数値である。瞬時状態オブザーバにより得られるサンプル点間の推定値をフィードバックすることにより、ゲイン余有、位相余有とも改善されることがわかる。さらに、 K を大きくした場合の結果を図 4.13 に示す。これより最初の数倍程度で安定余有が大きく改善されることがわかる。

表 4.2: ゲイン余有、位相余有 ($K=1, \dots, 4$)

K	g_m [dB]	φ_m [deg]
1	7.23	38.6
2	7.81 (10.96)	43.5 (47.1)
3	7.95 (12.58)	44.8 (49.9)
4	8.00 (13.50)	45.4 (51.3)

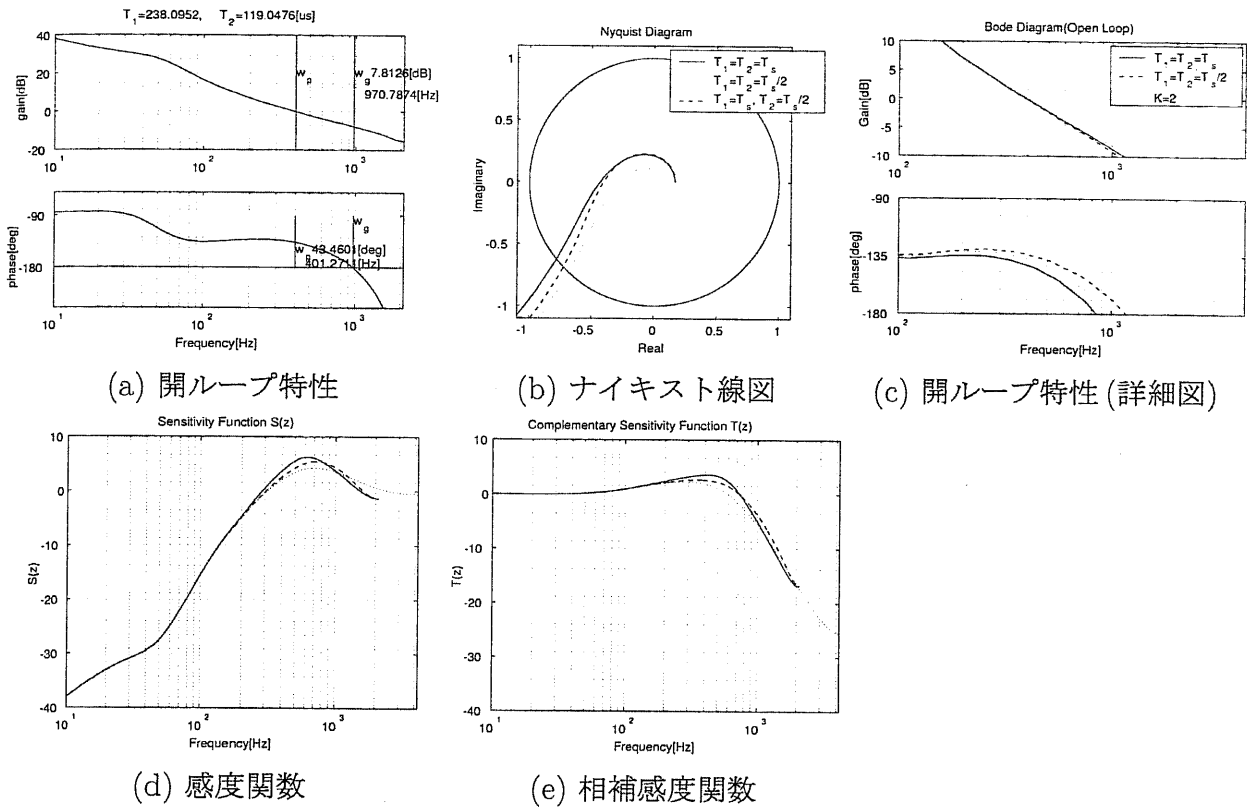


図 4.12: 2倍にオーバサンプリングした場合の安定余有の改善

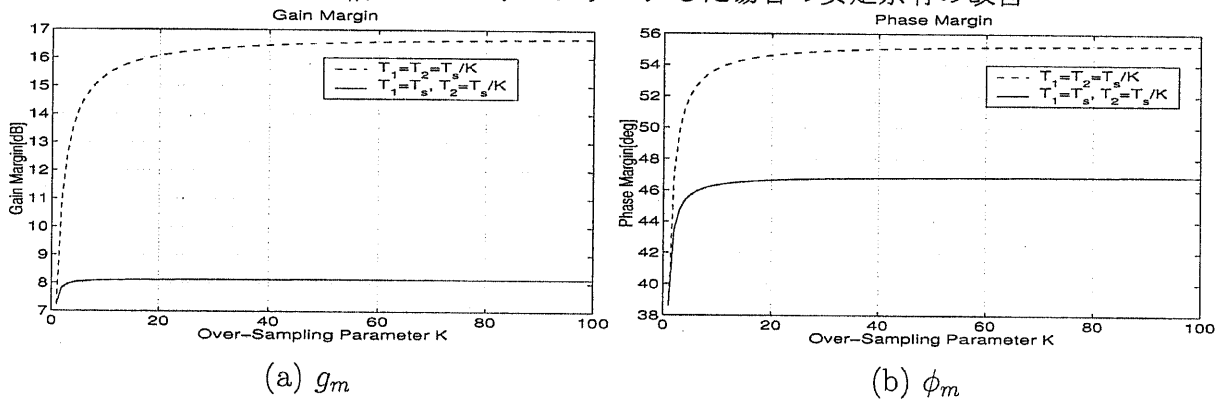


図 4.13: オーバサンプリング倍数 K による安定余有の変化

4.5.2 瞬時状態オブザーバの極と安定余有、位置決め精度の依存性

瞬時状態オブザーバの設計パラメータとして、オブザーバの極の設計がある。これは通常の最小次元オブザーバの極と同様にして設計でき、この極によりオブザーバによる推定誤差の収束特性が決定される。ここでは、このオブザーバの極が閉ループ系の安定余有に及ぼす影響について考察した結果を示す。

オブザーバの極は重根とし、(4.23)式のように設計した。 $-\omega_o$ は連続系での極に相当し、これを-5000から変化させた場合の安定余有を検討した。

$$e^{-\omega_o T_s}, T_s = 238.1[\mu s] \quad (4.23)$$

図4.14, 4.15にオーバサンプリング $K=2$ の場合の解析結果を示す。図4.14からオブザーバの極を遅く設定することにより、ゲイン余有は大きくとれることがわかる。すなわち、オブザーバの極を遅く設定することにより、瞬時状態オブザーバを用いることによる安定余有の改善効果は大きくなると考えられる。

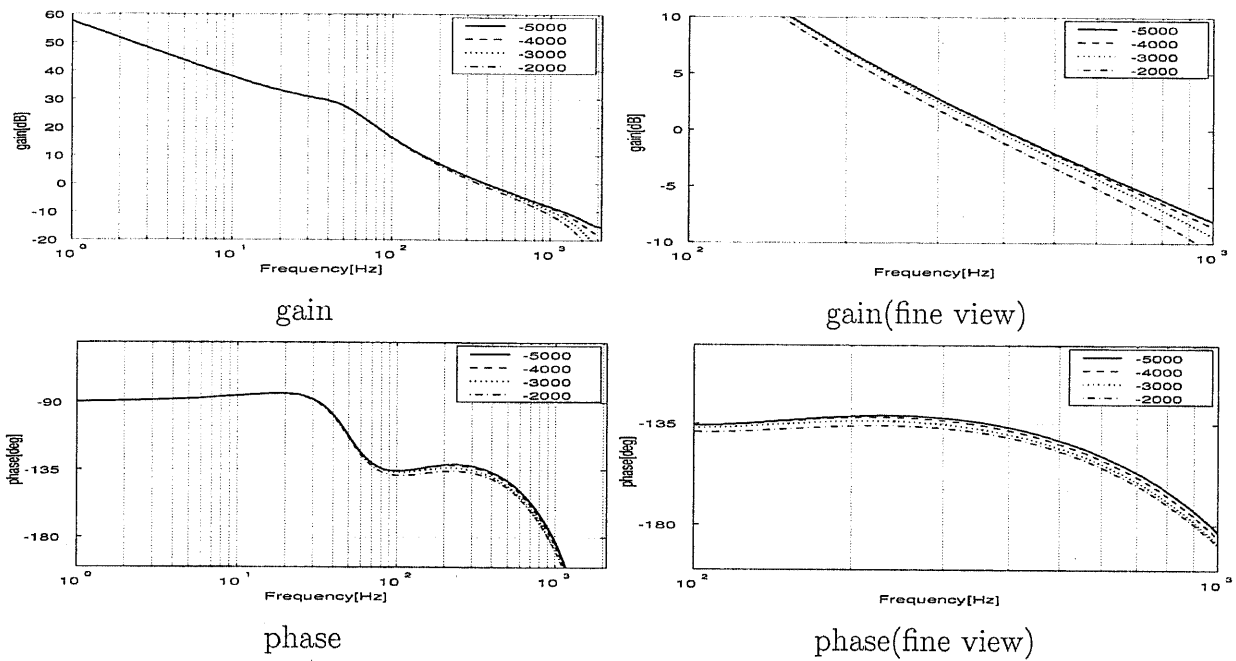


図 4.14: オブザーバの極と安定余有の関係

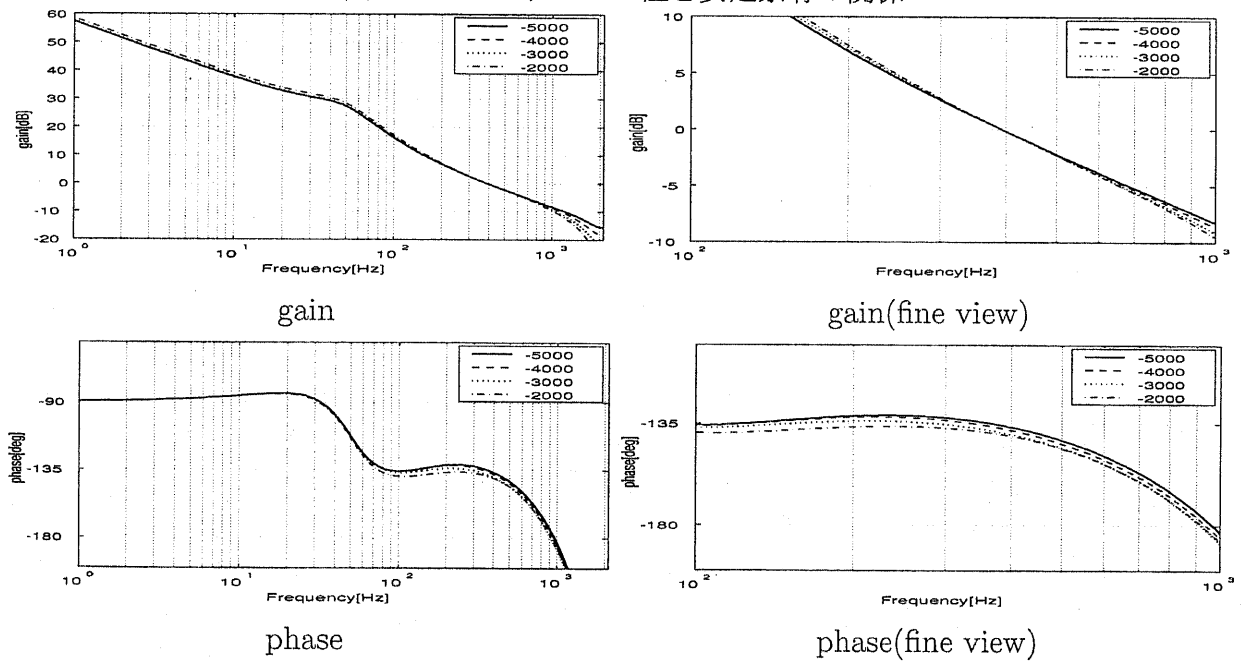


図 4.15: オブザーバの極と安定余有の関係 (クロスオーバー周波数を等しくした場合の比較)

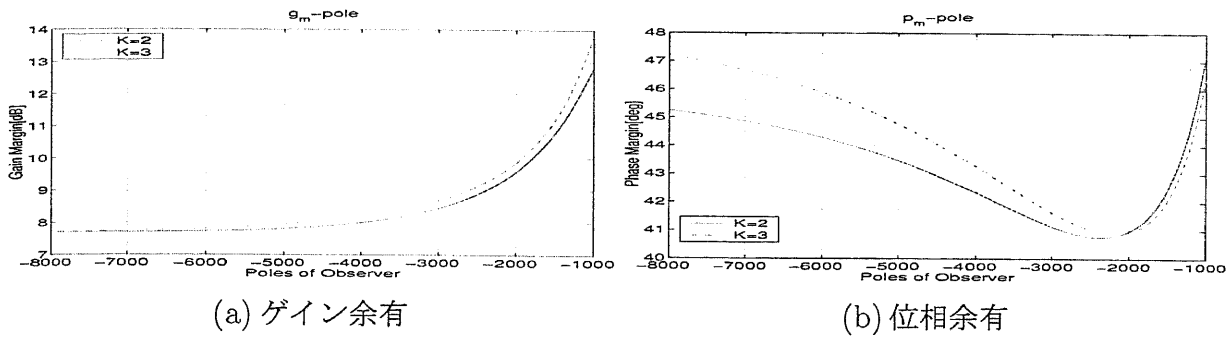


図 4.16: オブザーバの極によるゲイン・位相余有の変化

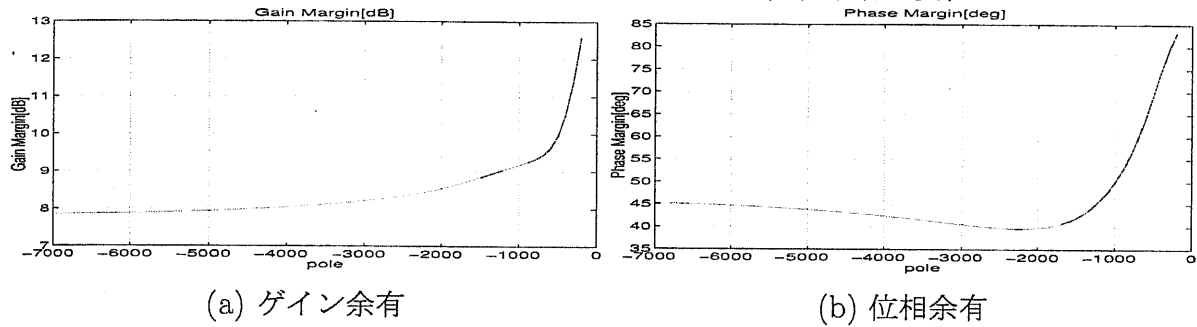


図 4.17: オブザーバの極によるゲイン・位相余有の変化(クロスオーバー周波数が等しくなるようにフィードバックゲインを調整した場合)

一方で、このようにオブザーバの極を遅く設定することは閉ループ系の制御帯域をそのぶんだけ低下させてしまうことになる。図 4.14 からわかるように、オブザーバの極を遅く設定することにより開ループ特性のクロスオーバー周波数は徐々に低下している。クロスオーバー周波数が低下することにより、位相遅れが $180[\text{deg}]$ となる付近の周波数ではゲインは大きく低下している。したがって図 4.14 で得られたゲイン余有の改善効果は、オブザーバの極によるクロスオーバー周波数の低下による影響もあると考えられる。

これらの影響を考慮するため、(4.20) 式のフィードバック制御器のゲインを調整して、オブザーバの極を変化させたときにクロスオーバー周波数が等しくなるようにした場合を検討した。図 4.15 がその結果である。図 4.14 の場合と比較してゲイン余有の改善効果は少なくなっているが、やはりオブザーバの極を遅く設定することによりゲイン余有はいくらか改善していることがわかる。

図 4.16, 4.17 にオブザーバの極を変化させた場合のゲイン余有、位相余有の変化を図示したものを示す。図 4.16 はフィードバックゲインを変更しない場合であり、実線はオーバーサンプリング係数 $K = 2$ の場合、破線は $K = 3$ の場合の結果である。また、図 4.17 は、制御系のクロスオーバー周波数が等しくなるようにフィードバックゲインを調整した場合の結果である。いずれの場合も、ゲイン余有はオブザーバの極を遅く設定するほど増加している。一方、位相余有は周波数 -2000 から $-2500[\text{rad/s}]$ あたりまでは減少するが、それよりも遅い極に対しては同様に増加することがわかる。

これらの検討から、瞬時状態オブザーバの極を遅く設定することにより安定余有は向上すると考えられる。しかし、実際にはオブザーバの極を遅く設定しすぎると、推定誤差の収束特性を遅く設定することになる。また、ここで行った解析は、 T_s 周期でのサンプル点上での評価であり、サンプル点間での特性は考慮されていない。したがって、サンプル点上、およびサンプル点間での応答特性を劣化させることになると考えられるので、これらの点を考慮してオブザーバの極を考慮する必要があると考えられる。

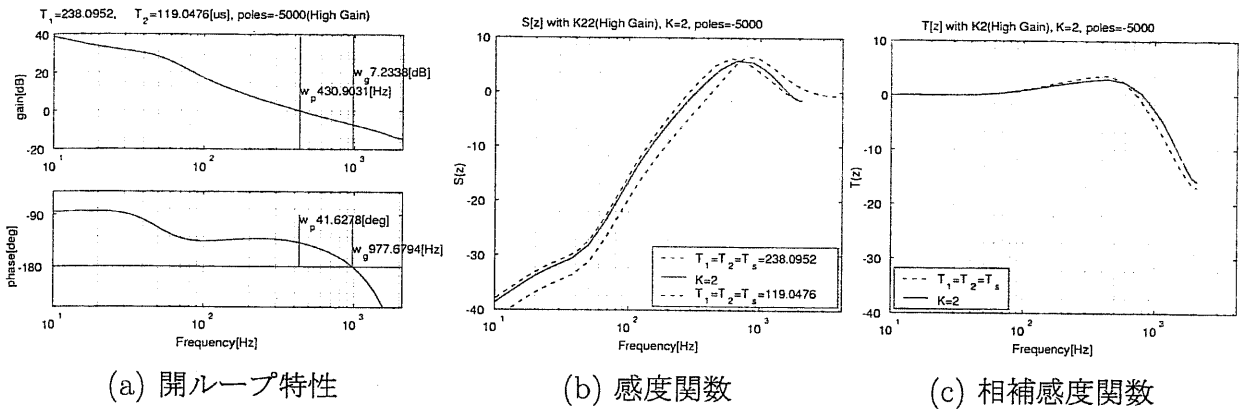


図 4.18: フィードバック制御器のハイゲイン化によるフィードバック特性の改善

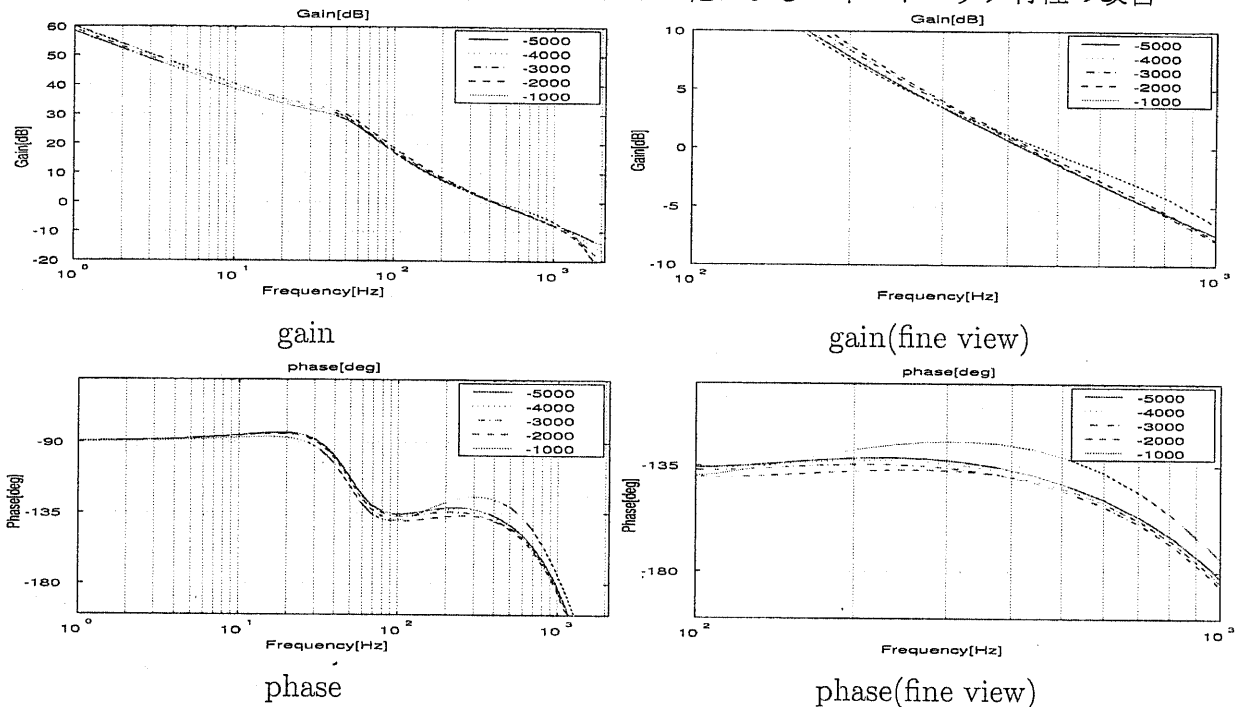


図 4.19: 開ループ周波数特性 (シミュレーション結果、ゲイン余有が等しくなるようにフィードバック制御器をハイゲイン化した場合)

4.5.3 フィードバック制御器のハイゲイン化による閉ループ特性の改善

K を大きくすることにより得られたゲイン余有を用いて、安定余有を低下させることなく、フィードバック制御器 $K(s)$ のゲインを大きくすることができる。 $K = 1$ および $K = 2$ でフィードバックゲインを大きくした場合のフィードバック制御系の特性を図 4.18 に示す。図 4.18 は開ループ特性であり、ゲイン余有を 7.2[dB] とするようにフィードバックゲインを調整したとき、クロスオーバー周波数 431[Hz]、位相余有 41.6[deg] が達成されていることがわかる。これは図 4.10 に示す結果と比較してフィードバック特性の大幅な改善効果を示しているものである。図 4.18(b)(c) は感度・補感度関数 $S[z]$ 、 $T[z]$ を示している。感度関数 $S[z]$ が低周波域で低く抑えられており、外乱抑圧効果は向上するものと考えられる。

次に、オブザーバの極のフィードバック特性への依存性を検討した結果を示す。ここではゲイン余有が従来手法の 7.2[dB] となるようにフィードバック制御器のゲインを調整した場合の開ループ特性を図 4.19 に示す。ゲイン特性よりオブザーバの極を遅く設定するほど、クロスオーバー周波数を高く設定できることがわかる。

図 4.20 に、ノミナルモデル P_n での出力端のステップ状外乱に対するシミュレーション結果

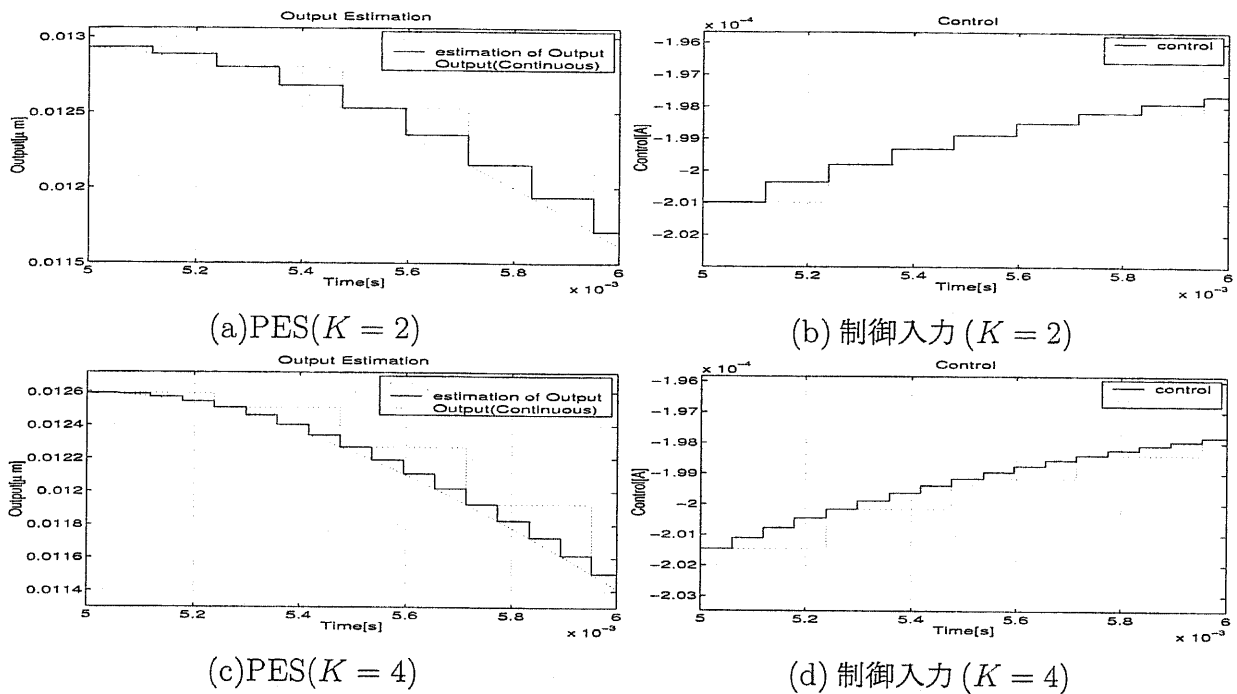


図 4.20: ノミナルモデル P_n の外乱応答 (ステップ状外乱)

を示す。図 4.20(a), (b) は $K = 2$ の場合である。図 4.20(a) が示すように、出力推定値がオーバサンプリングした時点 $[j, 1]$ においても推定でき、出力応答も滑らかに推移している。制御入力も、図 4.20(b) に示したようにサンプル点上での値を補間するように滑らかに推移している。図 4.20(c), (d) は $K = 4$ の場合であり、同様な推定結果が得られている。

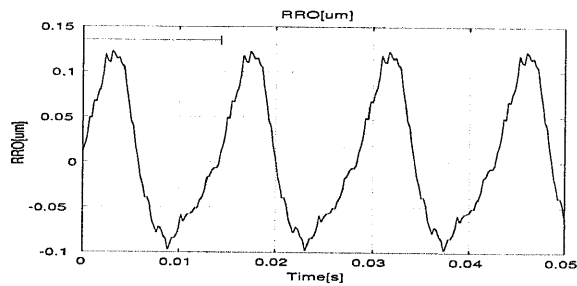
4.5.4 位置決め精度の評価

以上の検討から、瞬時状態オブザーバを用いることにより制御系の安定余有が向上し、フィードバック制御器をハイゲイン化することにより閉ループ特性を改善することが可能であることが示された。本節では、時間応答により提案手法を用いた場合の位置決め精度を評価する。

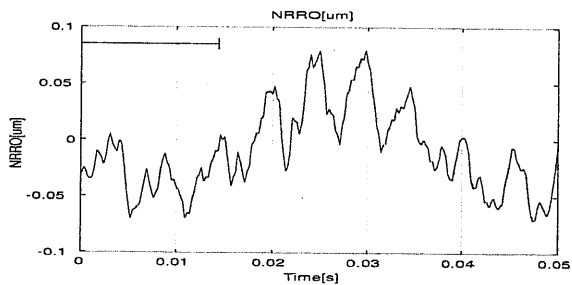
図 4.6 に示したフォロイング制御系に存在する外乱の時間波形を図 4.21 に示す。図 4.21 の RRO は、回転中心軸のずれなどに起因する成分で、ディスク回転周波数、およびその整数倍に同期した位置外乱成分である。NRRO は、スピンドルシャフトのベアリング通過などに起因する、ディスク回転周波数に非同期な位置外乱成分である。観測雑音は、サーボ信号を復調する際に生ずる電氣的ノイズであり、白色雑音としてモデル化する。風乱は、磁気ディスクの回転が磁気ヘッドに及ぼす外乱である。ケーブルテンションなどを加速度の次元でまとめてモデル化したものであり、白色雑音でモデル化する。

これらの外乱成分に対する目標トラックへの追従特性を表す結果として、位置誤差信号 (PES) の時間応答を図 4.22 に示す。瞬時状態オブザーバを用いない従来の手法による図 4.22(a) に比べて、提案手法による図 4.22(b)-(d) の場合には位置決め精度が向上していることがわかる。

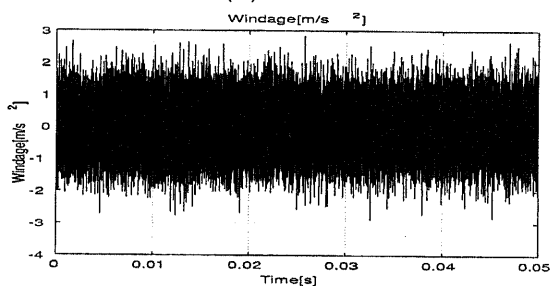
これらの位置決め精度を PES の 3σ で評価した結果を表 4.3-4.5 に示す。表 4.3 から、従来の手法 ($K = 1$) の場合に比べて $K = 2$ の提案手法を用い、ゲイン余有調整などのためのフィードバック制御器のゲイン調整を行わない場合、オブザーバの極を $s = -5000$ から遅く設定するにしたがって位置決め精度が劣化していることがわかる。これは第 4.5.2 節の検討で示したように、オブザーバの極を遅く設定することによりクロスオーバー周波数が低くなっている結果である。一方、ゲイン余有を等しくするようにゲイン調整をした場合には、いずれのオブザーバ極



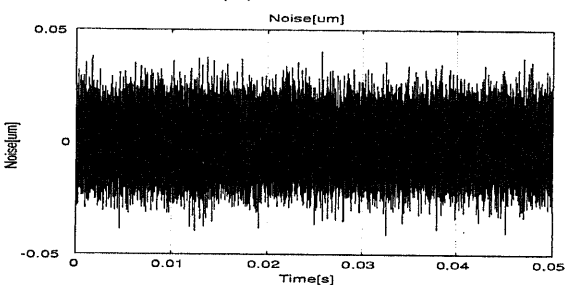
(a) RRO



(b) NRRO

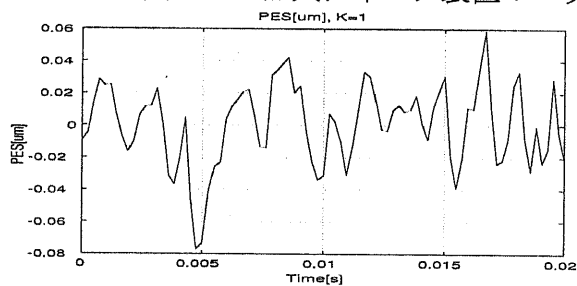


(c) 風乱

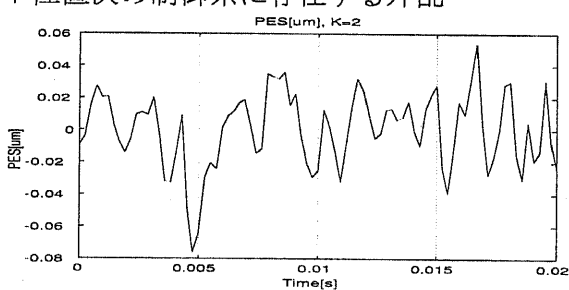


(d) 観測雑音

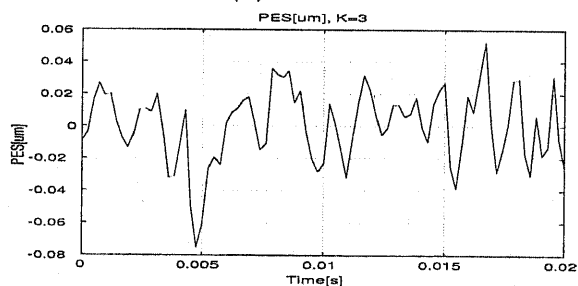
図 4.21: 磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系に存在する外乱



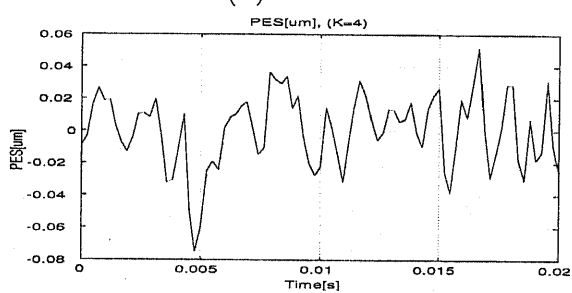
(a) $K = 1$



(b) $K = 2$



(c) $K = 3$



(d) $K = 4$

図 4.22: 位置誤差信号の時間応答

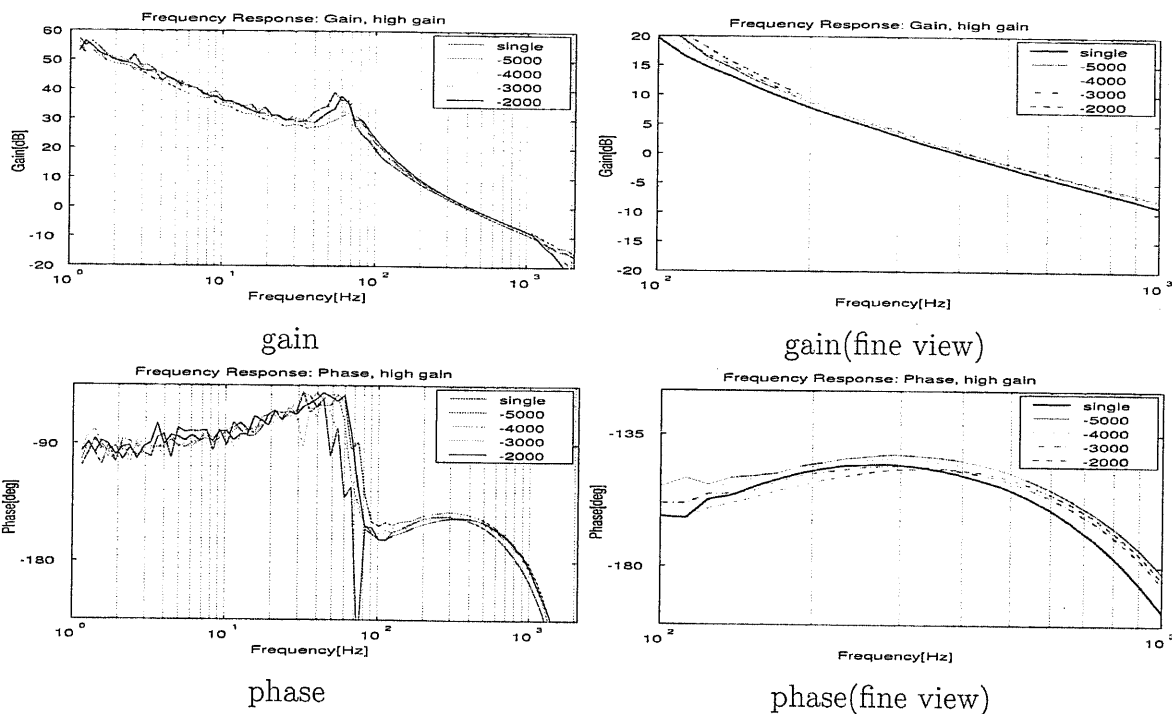


図 4.23: 開ループ周波数特性 (実験結果、ゲイン余有が等しくなるようにフィードバック制御器をハイゲイン化した場合)

においても従来の手法よりも位置決め精度が向上している。とくに、オブザーバの極を遅く設定することによりフィードバック制御器がよりハイゲイン化され、位置決め精度が向上していることがわかる。

表 4.4, 4.5 に、提案手法において $K = 3$ および 4 とした場合の位置決め精度を示す。 $K = 2$ の場合と同様に、提案手法により得られるゲイン余有の改善効果を利用してフィードバック制御器をハイゲイン化することにより向上していることがわかる。

4.6 実験結果

提案手法を 2.5 インチ磁気ディスク装置に適用し、位置決め精度を検討した。実験では、制御則を外部 CPU により演算し、位置決め制御を行う。電源投入後、装置内部の CPU により指定トラックに位置決めした後、外部 CPU に切り換えて提案手法による位置決め制御系を適用した。本装置では外部 CPU の性能上、出力 1 サンプル (238.1[μ s]) 内に 4 倍までのオーバーサンプリングが可能である。

表 4.6 に測定した位置決め精度を示す。測定は目標トラック上の各セクタでの位置決め誤差を測定した後、それらを平均化することにより求めた。従来のシングルレート ($K = 1$) と比較して、提案手法を適用することにより、約 20% 位置決め精度が向上している。オーバーサンプリングの倍数 K をあげることにより、位置決め精度は、若干であるが更に向上している。なお、ここではオブザーバの極を $s = -5000$ と配置している。オブザーバ極の制御性能への依存性についても検討を行ったが、位置決め精度には明確な影響は現れなかった。しかし、サンプル点間応答については影響があると考えられる。

図 4.23 に、位置決め制御時の開ループ特性を示す。シミュレーション結果同様、制御器のハイゲイン化により安定余有を減少させることなく広帯域化されていることがわかる。

表 4.3: 位置決め精度 (シミュレーション結果、 $K = 2$ の場合)

K	pole	$3\sigma[\mu\text{m}]$	gain
1		7.5311×10^{-2}	
ゲイン調整なし			
2	-5000	7.20×10^{-2}	
2	-4000	7.24×10^{-2}	
2	-3000	7.31×10^{-2}	
2	-2000	7.48×10^{-2}	
2	-1000	8.25×10^{-2}	
ゲイン調整あり			
2	-5000	7.05×10^{-2}	$\times 1.09$
2	-4000	7.04×10^{-2}	$\times 1.12$
2	-3000	6.99×10^{-2}	$\times 1.19$
2	-2000	6.83×10^{-2}	$\times 1.38$
2	-1000	6.63×10^{-2}	$\times 1.81$

表 4.4: 位置決め精度 (シミュレーション結果、 $K = 3$ の場合)

K	pole	$3\sigma[\mu\text{m}]$	gain
ゲイン調整なし			
3	-5000	7.11×10^{-2}	
3	-4000	7.16×10^{-2}	
3	-3000	7.26×10^{-2}	
3	-2000	7.54×10^{-2}	
3	-1000	8.70×10^{-2}	
ゲイン調整あり			
3	-5000	6.90×10^{-2}	$\times 1.12$
3	-4000	6.89×10^{-2}	$\times 1.16$
3	-3000	6.85×10^{-2}	$\times 1.26$
3	-2000	6.67×10^{-2}	$\times 1.53$
3	-1000	6.44×10^{-2}	$\times 2.23$

表 4.5: 位置決め精度 (シミュレーション結果、 $K = 4$ の場合)

K	pole	$3\sigma[\mu\text{m}]$	gain
ゲイン調整なし			
4	-5000	7.07×10^{-2}	
4	-4000	7.14×10^{-2}	
4	-3000	7.26×10^{-2}	
4	-2000	7.59×10^{-2}	
4	-1000	8.96×10^{-2}	
ゲイン調整あり			
4	-5000	6.85×10^{-2}	$\times 1.13$
4	-4000	6.84×10^{-2}	$\times 1.18$
4	-3000	6.81×10^{-2}	$\times 1.29$
4	-2000	6.64×10^{-2}	$\times 1.61$
4	-1000	6.45×10^{-2}	$\times 2.50$

表 4.6: 位置決め精度 (実験結果)

K	$3\sigma[\mu\text{m}]$	gain
1	0.045	—
2	0.037	$\times 1.086$
3	0.036	$\times 1.115$
4	0.035	$\times 1.129$

4.7 まとめ

本章では、第3章で提案した瞬時状態オブザーバを用いた磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系の構成法を検討した。瞬時状態オブザーバにより得られる推定値を用いたオーバサンプリングをすることにより、フィードバック系の安定余有が向上し、フィードバック系をハイゲイン化できることを示した。提案手法の実機への適用により、位置決め精度が従来より約20%向上することが確認された。提案する瞬時状態オブザーバの極の設定については、サンプル点間応答をも考慮して決定すべきであると考えられる。

第5章 結言

以上に述べてきたように、本論文第I部では瞬時状態オブザーバを用いた磁気ディスク装置の高精度フォロイング制御系の設計法について検討してきた。磁気ディスク装置では、出力のサンプリング周期がサーボ信号により制限されるため、提案手法のようなオーバサンプリングを用いる手法は今後もより重要性を増すと考えられる。得られた成果を以下にまとめる。

1. サンプル点間での状態を推定する瞬時状態オブザーバを提案した(第3章)。

低精度エンコーダを用いたDCサーボモータの速度検出に利用されてきた瞬時速度オブザーバを拡張することにより、任意の制御対象に対して適用できる瞬時状態オブザーバを提案した。

2. 瞬時状態オブザーバの特性を解析することにより、安定性が改善される効果があることを明らかにした(第4章)。

瞬時状態オブザーバを用いた磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系を提案し、その構造を明らかにした。提案する制御系を出力のサンプリング周期で解析することにより開ループ、閉ループ特性を導出し、提案手法を用いることにより制御系の安定性が改善されることを明らかにした。このようにして得られた安定余有を利用してフィードバック制御器をハイゲイン化することにより、制御系の広帯域化が可能となることを示した。

3. 磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系に適用したシミュレーション、実験により、提案手法を用いることで位置決め精度が向上する結果が得られた(第4章)。

提案手法を磁気ディスク装置のフォロイング制御系に適用することにより、開ループ特性、閉ループ特性が改善されることをシミュレーション、実験から明らかにした。さらに、磁気ディスク装置に作用する様々な外乱に対して提案手法を用いることにより位置決め精度が20%程度向上する結果が得られた。

なお、本研究における検討課題としては多くの事項が考えられるので、ここにまとめておく。

まず、オブザーバの極の設計については第4.5.2節で検討したように、遅く設定することによりゲイン余有の改善効果は大きくなることが明らかになった。しかし、オブザーバの極を遅く設定しすぎた場合には、推定誤差の収束特性を遅く設定することになる。したがって、サンプル点上での応答特性が劣化することになると考えられる。さらには、この安定余有の改善効果は長い出力のサンプリング周期で行ったものであり、このサンプル点上で評価したのみである。したがって、サンプル点間での応答特性には影響が現れると考えられる。これらの点を考慮したオブザーバの極の設計手法が必要になると考えられる。

また、実際の制御対象は設計に用いるノミナルモデルと完全に一致するわけではなく、モデル化誤差が生ずる。提案手法では、モデル化誤差が生じた際の瞬時状態オブザーバの収束特性はオブザーバの極により決定されることになる。しかし、サンプル点間での推定値はノミナルモデルを用いた推定に依存しているため、このモデル化誤差の影響は強く受けってしまうと考えられる。

本論文では、制御対象に存在する演算時間などの無駄時間をPade近似を用いて取り扱った。磁気ディスク装置などでは、この無駄時間がサンプリング周期に対して比較的長いため、このようにして無駄時間を考慮することにより瞬時状態オブザーバの推定特性は改善されると考え

られる。なお、この無駄時間をより厳密に取り扱う方法としてスミス法 [29] や状態予測制御法 [30] を適用することが考えられる。これらの手法では、無駄時間要素を等価的に閉ループ系の外に出す効果を持っており、制御系の設計手法として通常的设计手法をそのまま利用できるなど優れた特徴を持つ。また、状態予測制御法は状態空間における手法として整備されており、本論文での提案手法にも比較的容易に適用可能であると考えられる。

第II部

左既約分解に基づくアンチウィンドアップ制御系の設計とそのモーションコントロールへの応用

第6章 緒言

6.1 本論文の背景および目的

本研究で取り扱う問題は、制御対象に存在する制御入力の飽和制限である。サーボ系にこのような飽和制限が存在する場合には、wind-up現象と呼ばれる出力のオーバーシュート現象や不安定現象が生ずるなど、制御性能を大きく劣化させる。このwind-up現象を回避するために線形な制御器に付加するアンチwind-up手法の設計法を提案する。

通常、アクチュエータの選定の際は、要求される高速性や高精度性などの特性を満たすように行われる。ここで、要求されるアクチュエータの高速性に対して、その電源電圧、電流の容量が十分に大きければ、操作量飽和の存在しない通常の線形系として制御系の設計を行うことが可能である。しかし、より高速化が必要とされる場合、あるいは装置の小型化などの制約から十分な電源電圧などの容量を確保できない場合も多くあると考えられる。また、装置の保護や安全性の面から操作量に制限を設ける場合もある。さらには、装置の構造上の制約によりアクチュエータのストロークなどが制限される場合も考えられ、これも上位の制御系からみれば操作量飽和と同様の効果を持つと考えられる。このような場合、線形制御器により操作量が制限内に収まるような制御系では十分な高速性が実現できない可能性がある。

ここで、一般に高速な応答特性を得るためには、直観的にはアクチュエータの出力できる最大値による最大加減速を用いるのがよいことは明らかであろう。[31]では制御入力に制限のある制御系の最短時間制御問題として定式化され、bang-bang制御による解が明らかにされている。

このように、制御入力に対する制限が顕在化してくると、この操作量飽和を考慮した制御系の設計手法が必要とされてくる。とくにサーボ系において操作量飽和が生じた場合には、wind-up現象と呼ばれる制御量や制御入力のオーバーシュート現象が生じるため、大きな問題となることがある。操作量飽和を考慮した設計手法としては大きくわけて以下の2つのアプローチからとらえることが可能であろう。

1. 操作量飽和を考慮し、非線形制御問題として制御系を直接設計する。
2. 制御系設計を次のような2段階に分離して行う(アンチwind-up手法)。

[第1段階] 操作量飽和の存在しない線形系に対して制御系を設計する。

[第2段階] 第1段階で設計された制御系に対して、操作量飽和が存在する場合を考え、操作量飽和の影響を抑制するように制御器を付加する。

1の手法は飽和要素という非線形要素を直接的に取り扱う手法であり、最適レギュレータを用いた操作量を飽和させないような状態フィードバックゲインの設計手法[32]、状態フィードバックゲインを可変とすることにより操作量飽和を生じないような手法[33]などが検討されている。しかし、これらの方法は、過大な外乱などにより操作量飽和が生じてしまうと、その後の安定性を保証することができないことが指摘されている[34]。

これに対して、2の手法では、第1段階での制御系の設計には従来の線形制御器の設計手法がそのまま適用できるところに大きな利点がある。第2段階での新たに付加する制御器の設計がアンチwind-up手法である。

ウィンドアップ現象とは、操作量が飽和した場合にサーボ制御器を構成する積分器による制御偏差の積算が過剰となり、制御量や制御入力をオーバシュートさせるものである。さらに操作量の制限が厳しい場合には制御系全体が不安定化してしまう場合もある。このウィンドアップ現象を抑圧するアンチウィンドアップ手法は、操作量飽和が生じた場合にサーボ制御器内の積分器の積算を調整するため、新たにサーボ制御器へのフィードバックループなどを構成する手法である。これまでに、操作量飽和が生じた場合に積分演算を停止する手法、定数ゲインにより積分演算や制御器の全状態変数を調整する手法などが提案されている [35][36]。また、新たに動的補償器を用いたフィードバックループを付加することによる調整法 [37] も検討されている。また、[38] では多変数制御系におけるアンチウィンドアップ手法が検討されており、多変数の操作量の方向を保存する手法、目標値の変更により対処する手法が検討されている。

従来、多くの手法がフィードバック制御のみによるフィードバック制御系に対してアンチウィンドアップ制御系の設計手法が検討されてきた。これには、ウィンドアップ現象の生ずる過程が、フィードバック制御器を構成する積分器による目標値と制御量の偏差の過剰な積算という観点から考えられてきたためであると考えられる。目標値への高速な収束特性を実現するため、の手法として、2自由度制御系がある。これはフィードバック制御器による閉ループ特性とは独立に、目標値応答特性のみを設計できる手法である。この2自由度制御系においてウィンドアップ現象の抑制手法を検討した研究として外乱オブザーバによる制御系を用いた [39] があげられる。制御系の構造などに関してやや限定的ではあるが2自由度制御系におけるウィンドアップ現象の抑圧手法に関する基礎的な手法として考えることができる。

次に、操作量飽和が実際にどのような場面で問題となってくるかを示すため、これまでの研究例をいくつか紹介する。操作量飽和はサーボ系の至るところで問題となると考えられるが、具体的な例を示すことにより、取り扱っている問題の理解の一助になると考えられる。

まず、具体例として第I部でも取り扱った磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系を考える。磁気ディスク装置は、近年ますますシーク、フォロイング制御が高性能化されるとともにその小型化、大容量化が進んでいる。シーク制御が高速化されるに伴い、アクチュエータであるVCMが必要とする電流は増加する。また、モバイル用途などのため省電力化の必要性もある。このような場合には、電源電圧、電流の飽和制限について十分に考慮することは次第に重要になってくると考えられる。このようなVCMの電源電圧、電流の飽和制限を考慮する方法としては、[4] のようにモデル追従型の2自由度制御における検討がある。

一方、磁気ディスク装置の高精度位置決め制御ではアクチュエータとしてVCMとPZTによる粗微動の分離機構を用いた位置決め制御系が数多く研究されている。PZTはアクチュエータとしての変位に比較して操作量の上下限が非常に低いため、電圧飽和はしばしば問題となる [12][14]。

モーションコントロールにおけるアクチュエータの代表的なものとしてあげられるサーボモータに関する研究として [40][41] などがある。[40] では、デジタルロバスト速度サーボ系に関して、電流制御系の電圧飽和、速度制御系の電流飽和という複数の操作量飽和を取り扱う方法が示されている。[41] では、外乱オブザーバを用いたサーボ系に対して飽和モデルを付加することによりウィンドアップ現象を抑制し、さらに予測制御を用いることによりウィンドアップ抑制効果を高める手法が提案されている。また、マニピュレータの軌跡追従制御系への適用として [42] の研究がある。ここでは複数のアクチュエータを用いた多次元の制御系に対する適用手法が示されている。さらに、冗長数のアクチュエータを持つ冗長マニピュレータへの適用例も報告されている [43]。

また、[44] では船舶のアクティブ減揺制御系への適用例が報告され、[45][37] ではジェットエンジンの制御における操作量飽和の考慮の必要性が述べられるなど、多くの分野での適用可能性が考えられる。

6.2 本論文の構成

以上のような背景のもと、本研究の目的を実現するために行った研究結果について次章以降で述べる。本論文の構成を以下に示す。

第7章では、本論文で取り扱ったワインドアップ現象の発生する過程について述べる。また、このワインドアップ現象を防止するための基本的な手法について述べ、従来から提案されている主なアンチワインドアップ手法をまとめる。さらに、これらの手法を包括的に取り扱う General Anti-Windup and Bumpless Transfer や左既約分解という枠組について述べ、これらの枠組のもとで従来提案されているアンチワインドアップ制御器の設計法を示す。

第8章では、1自由度制御系において状態オブザーバの推定値に着目することにより、アンチワインドアップ制御器の設計法を提案する。また、左既約分解による設計法との関係を明らかにすることにより、提案手法のパラメータ表現を導出する。さらに、フィードバック制御器をユーラパラメトリゼーションを用いて表現することにより、ワインドアップ現象の抑圧効果を調整可能なアンチワインドアップ制御器の設計法を提案し、そのパラメータ表現を明らかにする。

第9章では、2自由度制御系においてフィードフォワード制御器で操作量飽和に対処することにより、ワインドアップ現象を防止するアンチワインドアップ制御器の設計法を提案する。2自由度制御系では、フィードバック制御器に対しては第8章の手法をそのまま利用することにより外乱応答のアンチワインドアップ化が可能である。一方、フィードフォワード制御器は、制御対象のノミナルモデルにより構成されている。この構造に着目することにより目標値応答のオーバシュートを抑圧するアンチワインドアップ手法を提案する。また、提案する2自由度制御系のアンチワインドアップ手法をいくつかの視点から解釈することにより、合理的な構造を有していることを明らかにする。

以上の第8章、第9章が本論文の基礎となる2自由度制御系におけるアンチワインドアップ手法である。以降の第10章、第11章では、以上で提案したアンチワインドアップ手法の応用例について述べる。

第10章では、1次元での離散時間追従制御系に生ずるワインドアップ現象を抑圧するアンチワインドアップ手法を提案する。まず、ここで取り扱う離散時間追従制御器の構造を明らかにし、第9章で述べた2自由度制御器の基本構造と、目標値を整形するためのプレフィルタおよび目標関数発生器という部分に分割して検討できることを明らかにする。次に、プレフィルタ、および目標関数発生器に対するアンチワインドアップ手法を提案し、追従制御系全体でワインドアップ現象を抑圧する手法を示す。提案手法を代表的な離散時間追従制御器に適用し、その効果について述べる。

第11章では、第10章の手法を多次元の制御系に拡張する。マニピュレータの軌跡追従制御は、各関節を駆動するために複数のアクチュエータが存在する多次元のシステムである。これらのうち1つのアクチュエータのみが操作量飽和を生じた場合には、操作量飽和を生じていない部分も含めた複数のアクチュエータ全体で操作量飽和を回避する手法を検討する必要がある。このため、まず第10章の手法を多次元のシステムに対して適用する方法を検討する。提案手法を2軸の平面マニピュレータの軌跡追従制御系に適用し、その軌跡追従特性を検討した結果について述べる。

第7章 従来のアンチwindアップ制御系に関する研究動向

7.1 操作量飽和とwindアップ現象

本節では、本研究で取り扱うwindアップ現象について、操作量飽和が存在しない線形な場合と、操作量飽和が存在しwindアップ現象が生ずる非線形な場合を比較して説明する。

なお、本節では説明のため、簡単な例として [35] で用いられている (7.1), (7.2) 式の簡単な制御対象 $P(s)$ 、PID 制御器 $K(s)$ を用いたシミュレーション結果を示す。

$$P(s) = \frac{1}{s+1} \tag{7.1}$$

$$K(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{1 + \frac{T_d s}{N}} \right) \tag{7.2}$$

ただし、

$$K_p = 3.03, T_i = 0.41, T_d = 0.1, N = 10$$

以上の制御対象 $P(s)$ 、PID 制御器 $K(s)$ から構成される図 7.1 のフィードバック制御系について考える。ここで、PID 制御器の出力に上限 ± 1.2 の操作量飽和が存在する場合を考える。

まず制御器および制御対象は定常状態にあるとし、そこから指令値 r がステップ状に変化した場合の時間応答は図 7.2 のようになる。各図において、実線が操作量飽和のない場合、破線が操作量飽和のある場合の結果を示している。また、図 7.2 で (a) は出力応答 y 、(b) は積分器の出力 u_I 、(c) は制御器の出力 u 、(d) は操作量飽和を受けた実際の制御入力 \tilde{u} を示している。操作量飽和が存在しない場合には、出力 y は速やかに目標値に収束していることがわかる。

これに対して、操作量飽和が存在する場合には以下のような現象が生じていることがわかる。まず、目標値がステップ状に変化する時点において、比例ゲイン K_p により制御入力 u も急増しアクチュエータに飽和が生ずる。すなわち $\tilde{u} < u$ となるため、制御量 y 、偏差 e の収束は飽和制限のない場合に比べて遅くなる。ここで、制御量が目標値に到達した時点での積分器の出力を検討する。操作量飽和が存在する場合には、制御量 y の収束が遅くなるため、制御偏差 e を積算する積分器の出力は操作量飽和が存在しない場合に比べて非常に大きな値となる。

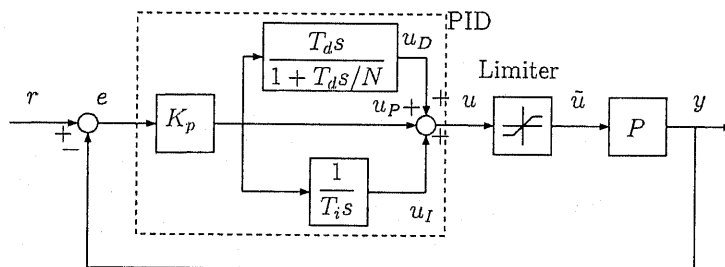


図 7.1: 制御入力に対する飽和制限

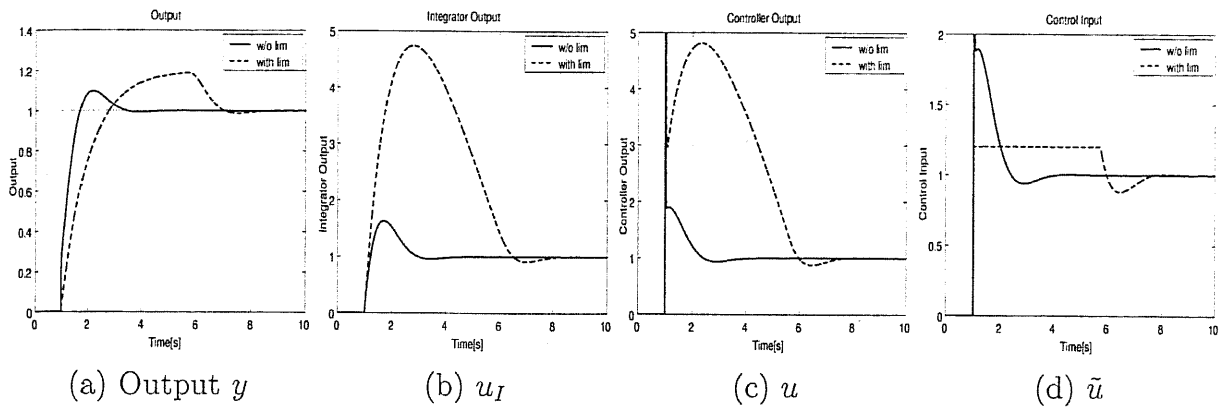


図 7.2: ワインドアップ現象 (実線: 操作量飽和のない場合、破線: 操作量飽和のある場合)

制御系が収束する際には、積分器の出力は制御系の定常特性を満足する値を取っていないなければならない。サーボ系では定常状態での制御偏差 e は 0 であるから、定常状態では制御器の出力のうち、比例項、微分項による u_P, u_D は 0 となり、積分項による u_I のみが存在する。図 7.1 の \tilde{u}, y 間の伝達特性を考慮すると、定常状態での制御入力 $u_I(\infty)$ 、制御量 $y(\infty)$ の関係は制御対象の直流成分 $P(0)$ を用いて

$$y(\infty) = P(0)u_I(\infty) \quad (7.3)$$

で表される。制御量 y が目標値に達した後、過剰な値となっている u_I を減少させて $u_I(\infty)$ とするためには、出力 y を大きくオーバーシュートさせる必要がある。このような現象が操作量飽和を持つサーボ系に生ずるwindアップ現象である。

このように、制御入力にアクチュエータなどの飽和制限が存在する場合にはwindアップ現象が生じ問題となる。その原因は、サーボ制御器を構成する積分器が制御偏差 e を過剰に積分しすぎることである、と理解できる。windアップ現象の例としては次のようなものをあげることができる。

1. 制御量のオーバーシュート
2. 制御量、制御入力の振動現象

これらの現象は、最終的には制御系の制御性能を損ねることとなり改善すべき課題である。

7.2 アンチwindアップ制御系の例

第 7.1 節で述べたwindアップ現象への対策として、従来まで様々なアンチwindアップ手法が提案されてきた。それらは PI/PID 制御器に対するものと、任意の制御器に対するものに大別される。ここではそれらの概略を解説する。

7.2.1 Conditional Integrator

制御入力に飽和してしまう原因は、制御入力 u が飽和している期間に偏差 e を過剰に積分してしまう積分器にある。したがって、図 7.3 のようにスイッチを用いて、制御入力に飽和している間は積分器の入力をなくしてしまう方法が考えられる [36]。

線形状態では積分器は偏差 $e(t)$ を積分するが、制御入力に飽和が生じると積分器の入力を 0 にすることにより、積分器の更新を止めることになる。すなわち、制御入力に飽和している間、

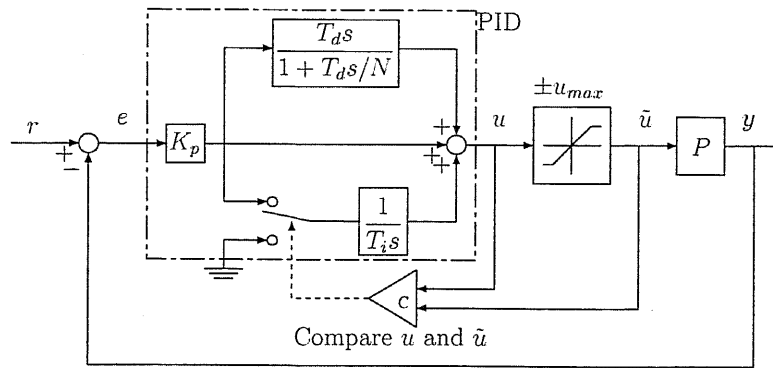


図 7.3: Conditional Integrator

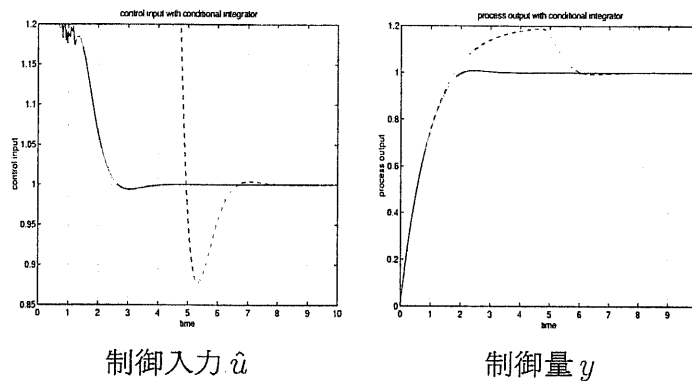


図 7.4: Conditional Integrator によるウィンドアップ抑圧特性 (シミュレーション結果)

積分器はその時点の値をそのまま保持する形となっており偏差 e の過剰な積分を抑えることができる。

この方法は、ウィンドアップ現象を抑圧するアンチウィンドアップ手法の最も基本的な考え方である。すなわち、操作量飽和により問題が生ずる積分器の積分演算を操作することがアンチウィンドアップ制御の基本的な手法である。

7.2.2 Anti-Reset Windup

第 7.2.1 節の手法は積分演算のオン、オフという切り替えを含むため、実装の際には条件分岐などを利用する必要があるなどの問題点がある。また、積分演算の修正則がスイッチのオン、オフという 2 段階での調整のみであるため、ウィンドアップ現象の抑圧効果を調整するパラメータが存在しない。

これに対して、積分器の積分演算を調整する方法として、図 7.5 に示した Anti-Reset Windup または Tracking Anti-Windup と呼ばれている手法も存在する [46][35]。ここで、ゲイン T_r は追従時定数 (Tracking Time Constant) と呼ばれている。制御器の出力 u が飽和したときには、制御器出力 u と制御入力 \hat{u} の差 $u - \hat{u}$ がフィードバックされる。このフィードバックにより積分器への入力を減少させ、ウィンドアップ現象を回避するという方法である。積分器への入力調整のスイッチのかわりにゲイン T_r を用いることにより、連続的な積分演算の調整を可能としている。また、 T_r の調整によりウィンドアップ現象の抑圧効果を調整することが可能としている。

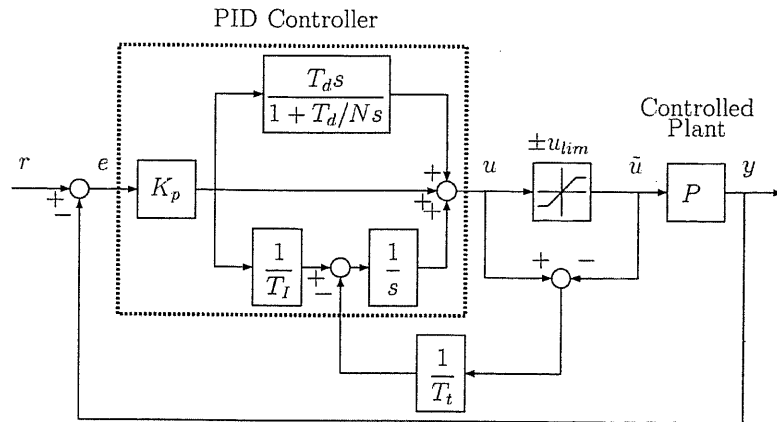


図 7.5: Anti-Reset Windup

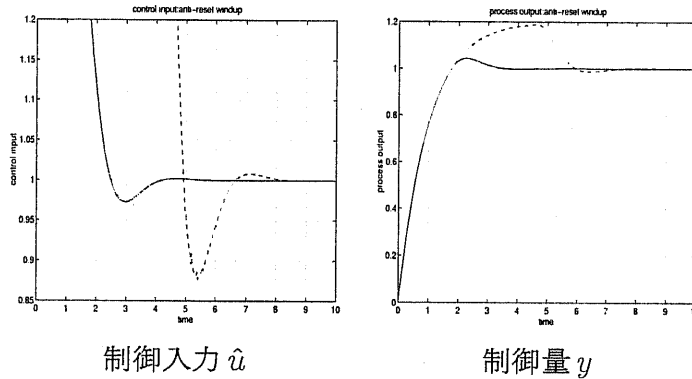


図 7.6: Anti-Reset Windup 法によるウィンドアップ抑圧特性 (シミュレーション結果)

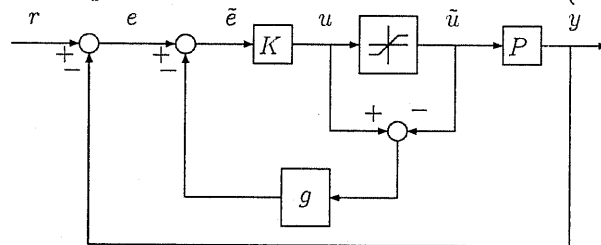


図 7.7: 制御器の入力端で調整するアンチウィンドアップ手法

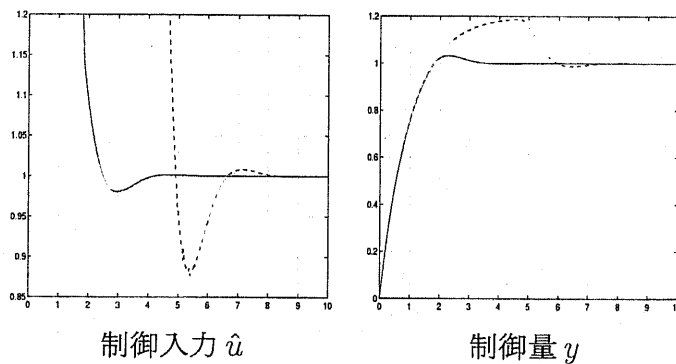


図 7.8: 制御器の入力端での調整手法によるウィンドアップ抑圧特性 (シミュレーション結果)

7.2.3 制御器の入力端で調整するアンチwindアップ手法

前述までの方法では、補償器がPI/PID制御器であり、積分器を明確に分離できたため積分器への入力を操作することによってwindアップ現象を回避することができた。しかし、 H_∞ 制御器などは高次の伝達関数であることが多く、また数値計算誤差の影響などを考慮して状態遷移方程式により実現されることが多いということを考えると、制御器内の積分器への入力だけを操作することは困難な場合も多くあると考えられる。

その場合に利用できる手法として、図7.7のように制御器への入力 e を操作する方法が考えられる[46]。制御入力が増飽和するとその飽和量 $u - \hat{u}$ を制御器の入力へフィードバックすることにより積分器への入力を減少させる。

また、従来フィードバックゲイン g はアクチュエータが線形状態に戻ったときに修正動作が停止するように定数ゲインとされていたが、 g に動特性(進み要素)を持たせたものも考えられている[37]。

7.3 Bumpless Transfer 法 [36]

本節では、アンチwindアップ制御系と関連のあるBumpless Transfer法について述べる。Bumpless Transfer法は、制御入力の切り換えを伴う制御系における制御入力の不連続性により生ずる過渡応答特性を改善する手法である。

図7.9(a)に制御入力の切り換えを伴う制御系の例を示す。この制御系は、制御入力に対して設けられたスイッチにより、制御入力を手動制御と2自由度PID制御器による自動制御に切り換えられる構造を有している。ここで、制御系が最初に手動による u_m により動作しているとす。この手動で動作しているときの制御偏差が $e > 0$ であるとする。PID制御器の積分項の出力は徐々に大きくなっていくことになる。次に、この時点で、制御器を手動制御からPID制御器による自動制御に切り換える場合を考える。この時点で制御偏差がたとえ $e = 0$ になっていても、PID制御器の積分項の出力が大きな値をとっているため、この切り換え時点において制御入力が大きな不連続性を持つことになる。このような現象はBump Transferと呼ばれている。

Bump Transferが生じるのは、制御系が手動で動作している際にPID制御器の出力が実際の制御入力と異なっているためであると考えられる。このような制御入力の不連続性を抑えるためには、PID制御器の出力 u と実際の手動制御 u_m がなるべく近い値をとるように積分器の演算を調整するようすればよいと考えられ、これはBumpless Transferと呼ばれている。すなわち、アンチwindアップ制御器の手法と同様に、PID制御器の出力と実制御入力 \hat{u} を用いて図7.9(b)のように構成する手法が検討されている。

7.4 General Anti-Windup and Bumpless Transfer 法によるアンチwindアップ制御器のパラメトリゼーション

第7.2節で各種のアンチwindアップ制御のアルゴリズムについて述べた。これらの各種方法をパラメータを用いることにより統一的に表示する方法がMorariらにより提案されている。本節では、その概要について示す。なお、本節の内容は主に参考文献[46]を中心としてまとめた。

操作量飽和の影響を考慮せずに設計された制御器 K に対しその状態空間表現を(7.4)式のよ

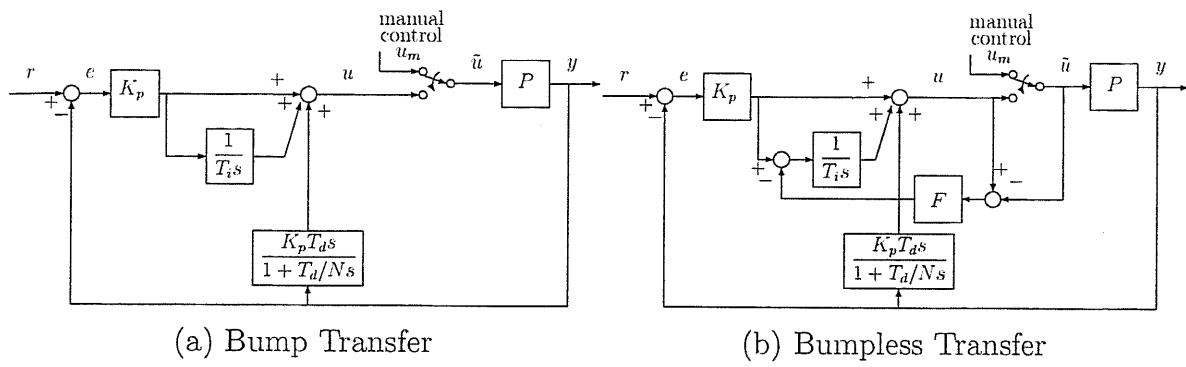


図 7.9: Bumpless transfer 法の枠組

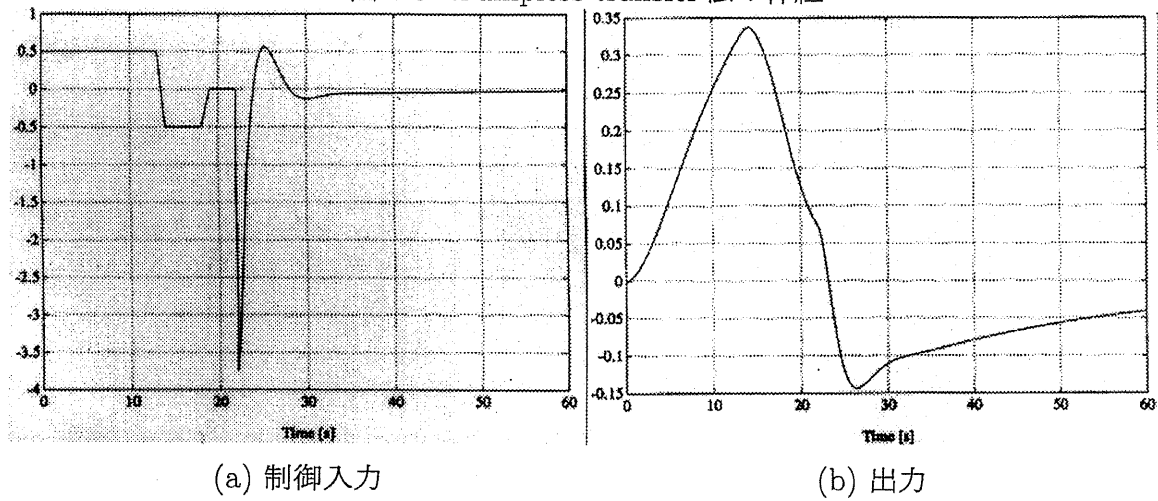


図 7.10: Bump transfer

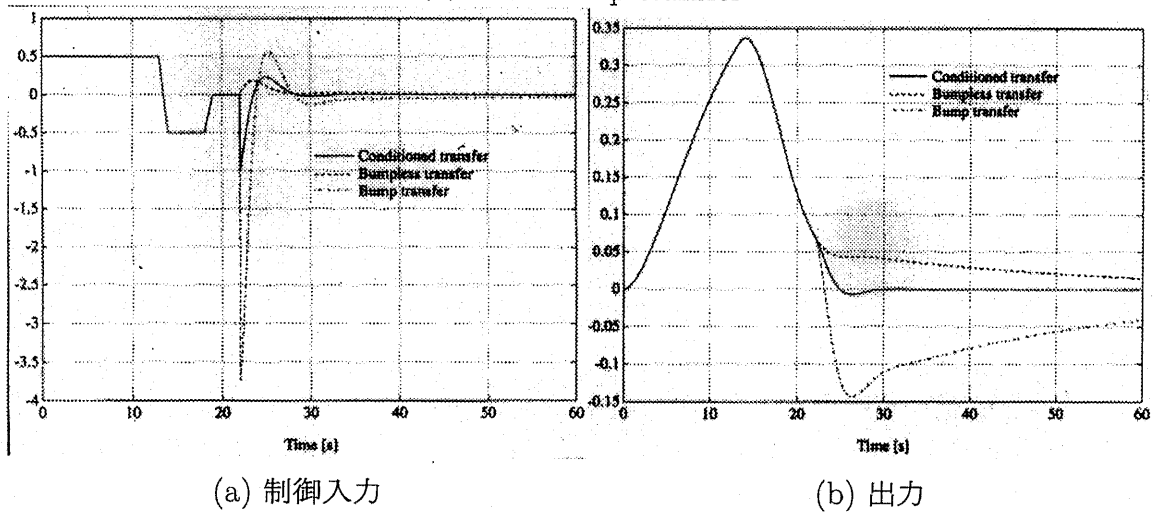


図 7.11: Bumpless transfer

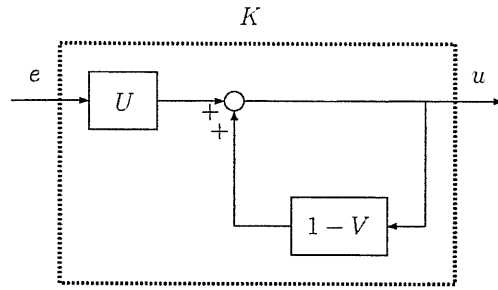


図 7.12: 制御器 K の分解表現

うに A, B, C, D を用いて表す。

$$K = \left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & D \end{array} \right] \quad (7.4)$$

このとき (7.5) 式のように制御器 K の既約分解表現を考える。

$$K = V^{-1}U \quad (7.5)$$

ただし、 V, U は 2 つのパラメータ H_s, H_o を用いて (7.6), (7.7) 式のように表される。なお、このパラメータ H_s, H_o は [46] ではそれぞれ H_1, H_2 で表されているものであるが、本論文では以降の議論で、フィードフォワード、フィードバック制御に関する量にそれぞれ添字 1, 2 を使用するため、 H_s, H_o を使用する。添字 s, o は、それぞれ状態方程式、出力方程式に関する量であることを表している。

$$V = \left[\begin{array}{c|c} A - H_s C & -H_s \\ \hline H_o C & H_o \end{array} \right] \quad (7.6)$$

$$U = \left[\begin{array}{c|c} A - H_s C & B - H_s D \\ \hline H_o C & H_o D \end{array} \right] \quad (7.7)$$

これをブロック図で表すと図 7.12 のようになる。

このように分解された制御器 K に対してアンチwindアップ手法は、制御入力の飽和制限を図 7.13 のように設定した 2 入力の制御器 C_{AW} として表現することができる。すなわち、制御器の出力 u は制御器への入力 e と飽和制限を受けた制御入力 \tilde{u} により、次のように表される。

$$u = Ue + (I - V)\tilde{u} \quad (7.8)$$

さらに (7.8) 式は、(7.6), (7.7) 式を用いると状態空間表現で (7.9) 式のように書ける。

$$u = \left[\begin{array}{c|cc} A - H_s C & B - H_s D & I - H_s \\ \hline H_o C & H_o D & I - H_o \end{array} \right] \begin{bmatrix} e \\ \tilde{u} \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

ここでは例として、第 7.2.2 節で取りあげた Anti-Reset Windup について調べる (図 7.5)。なお、説明の簡単かのため、windアップ現象には影響を及ぼさない微分項は $T_d = 0$ として省略する。

図 7.5 において、制御器の入出力関係は (7.10) 式のようになる。

$$u = K_p e + \frac{K_p}{T_i s} e - \frac{1}{T_i s} (u - \tilde{u}) \quad (7.10)$$

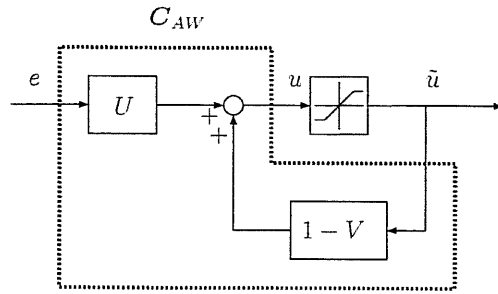


図 7.13: General AWBT 法によるアンチwindアップ制御器の表現

表 7.1: 左既約分解のパラメータ H_s, H_o

Strategy of Anti-Windup	Parameter H_s, H_o	
Anti-Reset Windup	$H_s = 1/T_t$	$H_o = 1$
Conventional Anti-Windup	$H_s = Bg(I + Dg)^{-1}, H_o = (I + Dg)^{-1}$	

これを、制御器への入力 e および制御入力 \tilde{u} を入力、制御器の出力 u を出力とする 2 入力 1 出力の入出力関係に書き直してみると (7.11) 式のようになる。

$$u = \frac{K_p T_t (1 + T_i s)}{T_i (1 + T_t s)} e + \frac{1}{T_t s + 1} \tilde{u} \quad (7.11)$$

すなわち、この新しい制御器の状態変数表現は (7.12) 式で表されることとなる。そして、この状態変数表現は (7.13), (7.14) 式で表されるパラメータ H_s, H_o により左既約分解されたものであることがわかる。

$$C_{AW} = \left[\begin{array}{c|cc} -\frac{1}{T_t} & \frac{K_p}{T_i T_t} (T_t - T_i) & \frac{1}{T_t} \\ \hline 1 & K_p & 0 \end{array} \right] \quad (7.12)$$

$$H_s = \frac{1}{T_t} \quad (7.13)$$

$$H_o = 1 \quad (7.14)$$

表 7.1 にほかの場合のパラメータ H_s, H_o を示しておく。

7.5 左既約分解に基づくアンチwindアップ制御器の表現および設計法

第 7.4 節では、2 つのパラメータ H_s, H_o を用いて多くのアンチwindアップ制御器をパラメータ表現する General AWBT 法について述べた。しかし、この手法は実現不可能となることがあるなどの冗長性を持っている。

これについて述べるため、General AWBT 法を (7.9) 式の状態空間表現を検討しよう。(7.9) 式を状態変数を x として書くと (7.15), (7.16) 式が得られる。

$$\dot{x} = (A - H_s C)x + (B - H_s D)e + (I - H_s) \tilde{u} \quad (7.15)$$

$$u = H_o Cx + H_o D e + (I - H_o) \tilde{u} \quad (7.16)$$

この制御器の演算順序を考えてみると、以下のようになる。

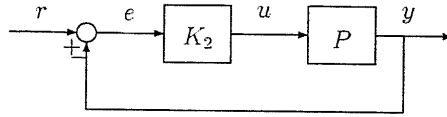


図 7.14: 線形フィードバック制御系

1. (7.16) 式 of 出力方程式で出力 u を求める。
2. 得られた u に対して操作量飽和を受けた \tilde{u} を求める。
3. e, \tilde{u} および状態 x を用いて、(7.15) 式 of 状態方程式により状態の時間微分 \dot{x} を求める。

上記の手順 1 では、(7.16) 式 of 出力方程式から出力 u を求める際に \tilde{u} を必要とするが、 \tilde{u} は得られた u によって決まる量であるため、この部分が代数ループとなってしまう厳密な実現は不可能である。[47] では、この代数ループを回避する手法が提案されているが、これは (7.9) 式を厳密に実現したものではない。

本研究では、この代数ループの問題を回避するため、(7.9) 式において $H_s = -H, H_o = I$ とおいて簡略化した構造を考える。これは、以下で述べるように制御器の左既約分解に相当する形式となっている。 $H_o = I$ とすることで、(7.16) 式 of \tilde{u} から u へのパスを 0 とおいて代数ループが生じないようにしている。なお、この 2 パラメータ H_s, H_o を用いた General AWBT 法と、 $H_s = -H, H_o = I$ とおいて 1 パラメータ H を用いた左既約分解によるアンチwindアップ制御器の構造上の相違については第 8.5.5 節で数値例を示すことにする。

7.5.1 左既約分解に基づくアンチwindアップ制御器の表現

本節では、サーボ制御器の左既約分解によるアンチwindアップ制御系の構成法について述べる。なお、連続時間系に対する構成法を述べるが、離散時間系に対しても同様の方法が可能である。なお、従来まで多くのアンチwindアップ手法が、フィードバック制御系に関するものであるため、ここではフィードバック制御系に対するアンチwindアップ手法について述べる。なお、以下の記述ではフィードバック制御器に関する量には添字 2 を用いる。

図 7.14 のようなフィードバック制御系において、フィードバック制御器 $K_2(s)$ を以下の状態空間表現で表す。

$$K_2(s) = \left[\begin{array}{c|c} A_2 & B_2 \\ \hline C_2 & D_2 \end{array} \right] \quad (7.17)$$

このフィードバック制御器 $K_2(s)$ をパラメータ H_2 を用いて、次式のように左既約分解する [48]。

$$K_2 = M_2^{-1} N_2 \quad (7.18)$$

ただし、

$$M_2 = \left[\begin{array}{c|c} A_2 + H_2 C_2 & H_2 \\ \hline C_2 & I \end{array} \right] \quad (7.19)$$

$$N_2 = \left[\begin{array}{c|c} A_2 + H_2 C_2 & B_2 + H_2 D_2 \\ \hline C_2 & D_2 \end{array} \right] \quad (7.20)$$

$$\begin{aligned} R_2 &= I - M_2 \\ &= \left[\begin{array}{c|c} A_2 + H_2 C_2 & -H_2 \\ \hline C_2 & 0 \end{array} \right] \end{aligned} \quad (7.21)$$

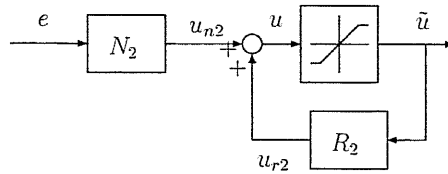


図 7.15: 左既約分解に基づくアンチwindアップ制御器

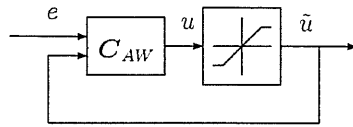


図 7.16: アンチwindアップ制御器の実現

ここで、制御系のwindアップ現象を抑圧するアンチwindアップ制御は、左既約分解のループ内にリミッタを挿入することで構成できる [45][49]。なお、図 7.15 から図 7.16 が得られ、この形で制御器を実現できる。ただし

$$C_{AW} = \left[\begin{array}{c|cc} A_2 + H_2 C_2 & B_2 + H_2 D_2 & -H_2 \\ \hline C_2 & D_2 & 0 \end{array} \right] \quad (7.22)$$

したがって、サーボ制御器の左既約分解 (パラメータ H_2) を設計することにより、アンチwindアップ制御器 C_{AW} を構成できる。アンチwindアップ制御器は、制御偏差 e 、実際の制御入力 \tilde{u} を入力、 u を出力とする 2 入力 1 出力系として定式化される。

ここでは、この左既約分解がどのような構造を持っているかを明らかにする [49]。(7.22) 式を状態変数を x_2 とし、状態方程式の形で表現すると (7.23)、(7.24) 式が得られる。

$$\dot{x}_2 = (A_2 + H_2 C_2)x_2 + (B_2 + H_2 D_2)e - H_2 \tilde{u} \quad (7.23)$$

$$u = C_2 x_2 + D_2 e \quad (7.24)$$

(7.23) 式は (7.24) 式を用いて $u - \tilde{u}$ が現れるように書き直すと (7.25) 式のようになる。

$$\dot{x}_2 = A_2 x_2 + B_2 e + H_2 (u - \tilde{u}) \quad (7.25)$$

(7.25) 式から以下のことがわかる。左既約分解によるアンチwindアップ制御器は、出力方程式がもとの線形制御器と同じものである。一方、状態方程式は、操作量飽和が生じた場合、すなわち $u - \tilde{u} \neq 0$ の場合のみ、パラメータ H_2 を介して制御器の状態 x_2 を修正する、という構造を持つ。これらの構造をブロック図で表現したものが図 7.17 である。また、この構造は制御器の入力端で状態を調整する図 7.7 を、直接、状態変数を調整する形式に拡張したものとも解釈できる。

7.5.2 左既約分解に基づくアンチwindアップ制御器の設計例

第 7.5.1 節で述べたような、制御器の左既約分解に基づいたアンチwindアップ制御器の設計法として、従来からいくつかのものが提案されている。ここでは、それらの概要および特徴について述べることにする。

左既約分解に基づくアンチwindアップ制御器の設計は、あらかじめ設計されたフィードバック制御器 K_2 に対して、パラメータ H_2 を設計することである。[45] では、このパラメータ H_2 の設計法として状態フィードバック H^∞ 制御理論による最適化手法を提案している。これ

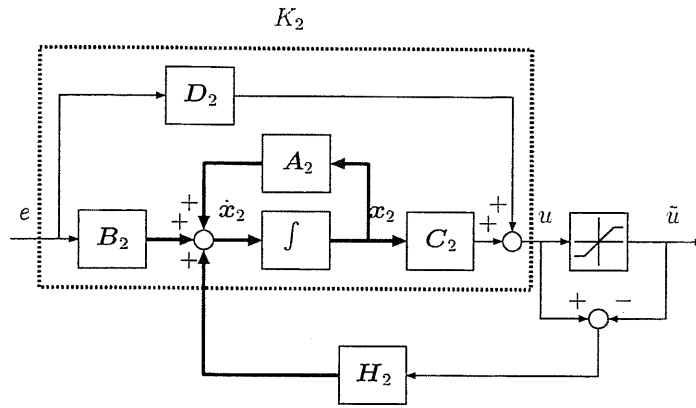


図 7.17: パラメータ H_2 による制御器の状態変数 x_2 の修正

は、制御器の出力 u と操作量飽和を受けた実際の制御入力 \tilde{u} がつねにほぼ同じ値をとるようにパラメータ H_2 を選ぶという考え方に基づいている。まず、図 7.15 のアンチwindアップ制御系の平衡状態 ($t \rightarrow \infty$) を考える。平衡状態では $\tilde{u}(\infty) = u(\infty)$ と仮定し、さらに制御偏差 e 、左既約分解された N_2 の出力 u_{n2} に関して $e(\infty) = 0$, $u_{n2}(\infty) = 0$ を用いると

$$\tilde{u}(\infty) = u(\infty) = u_{n2}(\infty) + u_{r2}(\infty) = R_2(0)\tilde{u}(\infty) \quad (7.26)$$

が得られる。これより、 $R_2(0) = I$ が得られる。次に $e(t)$, \tilde{u} が一定値、すなわち $e(t) = \bar{e}$, $\tilde{u}(t) = \bar{\tilde{u}}$ の場合、 $u(\infty)$ として次式が得られる。

$$\begin{aligned} u(\infty) &= N_2(0)\bar{e} + R_2(0)\bar{\tilde{u}} \\ &= N_2(0)\bar{e} + \bar{\tilde{u}} \end{aligned} \quad (7.27)$$

すなわち、 $u(\infty) - \bar{\tilde{u}}$ は

$$u(\infty) - \bar{\tilde{u}} = N_2(0)\bar{e} \quad (7.28)$$

と関係付けられる。すなわち、 e と $u(\infty) - \bar{\tilde{u}}$ の間にはゲイン $N_2(0)$ の関係がある。このような考察から、[45] では、 N_2 のゲインをあらゆる周波数で小さくするようにパラメータ H_2 を選ぶことによりアンチwindアップ制御器を設計しようとする手法を提案している。 N_2 のゲインの尺度として H^∞ ノルムを採用し、

$$\|N_2\|_\infty < \gamma \quad (7.29)$$

となるようにパラメータ H_2 を設計する。なお、(7.29) 式は状態フィードバック H^∞ 制御問題に帰着され、1本の Riccati 方程式を解くことによりパラメータ H_2 が得られることが示されている。

この手法は $u - \tilde{u}$ を小さくする手法であるが、[49] ではより直接的に u の大きさ自体を小さくするという考え方に基づいた設計法が提案されている。図 7.15 の制御入力 u はラプラス変換された s 領域では、以下のように書ける。

$$u(s) = \tilde{N}_2(s)x(0) + R_2(s)u(s) + N_2(s)e(s) \quad (7.30)$$

ただし、 $\tilde{N}_2(s)$ は

$$\tilde{N}_2(s) = \left[\begin{array}{c|c} A_2 + H_2 C_2 & I \\ \hline C_2 & 0 \end{array} \right] \quad (7.31)$$

で定義される伝達関数であり、制御器の状態変数の初期値 $x(0)$ から制御入力 u への伝達特性を表す。

(7.30) 式の $\tilde{N}_2(s)$, $N_2(s)$, $R_2(s)$ はパラメータ H に依存した伝達関数である。(7.30) 式から、 $u(t)$ は $(x^T(0), u(s), e(s))$ に対する $(\tilde{N}_2(s), N_2(s), R_2(s))$ の出力とみなせる。したがって、 $(\tilde{N}_2(s), N_2(s), R_2(s))$ のモードが安定で減衰が速くゲインが小さければ、 $u(t)$ の値を小さくできる。すなわち、

$$T(s) = [\tilde{N}_2(s)\alpha\beta, N_2(s)\beta, R_2(s)(1-\beta)] \quad (7.32)$$

に対して、次の評価関数

$$J_2 = \|T(s)\|_2 \quad (7.33)$$

あるいは、

$$J_\infty = \|T(s)\|_\infty \quad (7.34)$$

を最小化するようにパラメータ H_2 を設計する手法を提案している。ここで、 α, β は、 $\alpha \geq 0$, $0 < \beta < 1$ であり、それぞれ $\tilde{N}_2(s)$ と $N_2(s)$ の大きさのバランス、 $N_2(s)$ と $R_2(s)$ の大きさのバランスをとる重み係数である。

このように、従来 [45][49] で提案されている設計手法は、パラメータ H_2 により設計される N_2 あるいは、 (\tilde{N}_2, N_2, R_2) のノルムを H^∞ 制御理論などによる最適化手法により最小化する手法となっている。

7.6 状態オブザーバを用いた制御器の状態推定との関連性

筆者らは、以前、状態オブザーバによる制御器の状態変数推定に基づいた手法として、飽和状態オブザーバによるアンチwindアップ制御器の設計法について検討を行った [50]。本節では、この手法について述べ、第 7.5 節の左既約分解に基づく手法との関連性を明らかにする。

7.6.1 飽和状態オブザーバの提案

(7.17) 式で表されるフィードバック制御器を単入出力系と仮定し、状態空間表現として (7.35), (7.36) 式を考える。

$$\dot{x} = Ax + be \quad (7.35)$$

$$u = cx + de \quad (7.36)$$

ただし、

$$K(s) = c(sI - A)^{-1}b + d \quad (7.37)$$

ここで入力 e は制御偏差、出力 u は制御入力、 x は制御器の状態変数である。

状態変数 x は既知であるが、仮に未知であると仮定して通常の状態オブザーバを構成する。直達項を考慮した状態オブザーバは (7.38) 式となる。

$$\dot{\hat{x}} = (A - Lc)\hat{x} + (b - Ld)e + Lu \quad (7.38)$$

ここで \hat{x} は状態変数 x の推定値、 L はオブザーバゲインである。 (c, A) が可観測であれば、オブザーバの極は任意に配置できることが知られている。

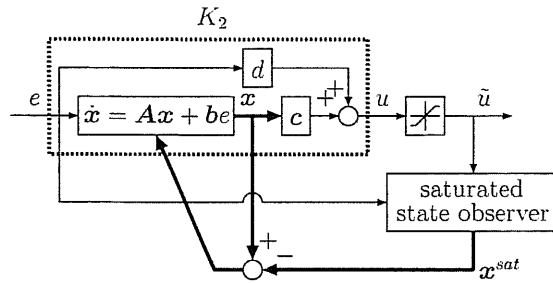


図 7.18: 飽和状態オブザーバを用いたアンチwindアップ制御法

次に, (7.38) 式のオブザーバにおいて, (7.39) 式のように入力 u のかわりにリミッタ制限を受けた制御入力 \tilde{u} を用いた

$$\dot{x}^{sat} = (A - Lc)x^{sat} + (b - Ld)e + L\tilde{u} \quad (7.39)$$

という推定器を考えてみる。 x^{sat} は e, \tilde{u} から計算される状態変数 x の推定値である。(7.38), (7.39) 式より

$$\dot{\hat{x}} - \dot{x}^{sat} = (A - Lc)(\hat{x} - x^{sat}) + L(u - \tilde{u}) \quad (7.40)$$

が得られる。制御入力制限を受けていない場合 ($\tilde{u} = u$) には, x^{sat} と x は一致し, その収束特性はオブザーバゲイン L によって十分速く設定することができる。一方, リミッタによる制限を受けている $\tilde{u} \neq u$ の場合には, 飽和量 $u - \tilde{u}$ に応じた推定誤差を生じることがわかる。そこで, (7.39) 式のオブザーバを, 操作量飽和の影響を状態変数において推定するものという意味で, 飽和状態オブザーバ (Saturated State Observer) と呼ぶこととする。

7.6.2 アンチwindアップ制御系の構成

飽和状態オブザーバでは, 制御入力 u が飽和している場合, その影響が推定値 x^{sat} に現れること, また, オブザーバの極を速く設計すれば, 飽和状態から回復した後は制御器の状態変数 x を正確に推定できることを示した。この特性を利用すれば, 新しいアンチwindアップ制御系を構成することができる。

アルゴリズムは (7.41) 式に示すとおりであり, 制御器の各状態変数に操作量飽和の影響が現れた場合には, その状態変数の積分を止めるという簡単なアルゴリズムである。しかし, 次節以下で示すように, 操作量飽和の各状態変数への影響はほとんど1つの状態変数に顕著に現れるため, 実際のアルゴリズムはさらに簡単でよい。

$$\begin{cases} x_i - x_i^{sat} \neq 0 & \Rightarrow x_i \text{の積分: Off} \\ x_i - x_i^{sat} = 0 & \Rightarrow x_i \text{の積分: On} \end{cases} \quad (7.41)$$

提案手法の概念を図 7.18 に示す。図 7.7 に示した従来法は, u と \tilde{u} の差にもとづいて制御器への入力 e のみを操作していた。これに対し, ここで述べた手法は制御器の状態変数の差にもとづいて, 状態変数そのものを操作している点が異なっている。

7.6.3 状態方程式によるアルゴリズムの表現

本節では, サーボ制御器 $K(s)$ を状態方程式を用いて表現することにより, 7.6.2 で述べた提案手法を説明する。

(7.35), (7.36) 式で表される制御器 $K(s)$ に対して, 第 7.6.1 節で述べた飽和状態オブザーバにより x_1 に推定誤差が生ずると仮定する。(7.35), (7.36) 式を状態変数 x を分割して (7.42), (7.43) 式のように表現する。

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} e \quad (7.42)$$

$$u = \begin{pmatrix} c_1 & c_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + de \quad (7.43)$$

ここで, x_1 の積分を止める場合にはその積分に係数を 0 とすることにより, (7.42) 式は (7.44) 式で表される。

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ a_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ b_2 \end{pmatrix} e \quad (7.44)$$

(7.44), (7.43) 式で表される制御器を伝達関数で表すと (7.45) 式となり, x_1 を除いた制御器となっている。

$$K_2(s) = c_2(sI - A_{22})^{-1}b_2 + d \quad (7.45)$$

したがって, 本提案方法は飽和状態オブザーバにより得られる推定値の誤差の有無により, (7.37), (7.45) 式の制御器 $K(s)$, $K_2(s)$ を切り換える方法と捉えることができる。

7.6.4 左既約分解に基づくアンチwindアップ制御器との関連性

本節で述べた, 飽和オブザーバによるアンチwindアップ制御系の構成法は, 左既約分解に基づいた手法を意識したものではない。また, あらかじめ設計された制御器 $K_2(s)$ と飽和オブザーバの両方を利用する構造となっているため, 次数が約 2 倍に増加するという欠点がある。

しかし, この手法と左既約分解に基づく手法の間にはある興味深い共通点がある。すなわち, (7.39) 式の飽和オブザーバにおいてオブザーバゲインを

$$L = -H_2 \quad (7.46)$$

とおくと, (7.39) 式は左既約分解に基づく手法の状態方程式 (7.23) 式と完全に一致する, という点である。飽和オブザーバによる手法では, 飽和オブザーバから得られる推定値と実際の制御器の状態変数との比較を行い, 各状態変数の積分演算を操作している。これは, 制御器の入力端のみで制御器の調整を行う図 7.7 の方法に比較すれば, 直接的に制御器の状態変数の調整を行っていると同様と解釈できる。

一方, 左既約分解に基づく手法では, 制御器の状態方程式自身を, 制御器の状態変数を推定する状態オブザーバの形に変更し, この状態オブザーバにより得られる推定値を用いて, 状態方程式により状態変数を更新している。この意味で, 飽和オブザーバによる手法と比較して, より直接的に状態変数が調整されていると考えられる。

なお, 以後, 本論文で取り扱うアンチwindアップ制御系の設計法の検討は, 左既約分解のパラメータ H_2 をどのように設計するかという点である。[45] では, このパラメータ H_2 , すなわちオブザーバゲイン L はもとの制御器の根と比較して速い位置にオブザーバの極を配置するという指針で設計を行った。[50] では, このような $A_2 + H_2C_2$ の極を速く設計するという手法では, windアップ現象を十分に抑圧できるアンチwindアップ制御器が得られない場合があることが述べられており, より体系的な設計法が望まれている。

7.7 まとめ

本章では、まず積分器を含むフィードバック制御器により構成されるサーボ系に対する操作量飽和、およびそれにより生ずるwindup現象の発生原因について述べた。次に、従来提案されているアンチwindup手法をいくつか例をあげて述べ、サーボ系を構成する積分器の調整が必要であることを明らかにした。

さらに、従来提案されているアンチwindup制御系をパラメータ表現する手法であるgeneral AWBT法やこれを簡略化した左既約分解に基づくパラメータ表現を紹介し、その利点および問題点を明らかにした。また、制御器の状態変数を推定する飽和オブザーバについて紹介し、この手法が左既約分解に基づく手法とどのような関係を持っているかを明らかにした。

第8章 1自由度制御系のアンチwindアップ制御

8.1 はじめに

位置決め的高速化は、アクチュエータをできるかぎりその性能の限界で駆動することにより達成される。そのため、アクチュエータへの入力である操作量が飽和する場合もある。操作量飽和により生ずる現象の代表的なものにwindアップ現象があり、制御性能を劣化させる大きな原因となる。本章では、このwindアップ現象を抑圧するアンチwindアップ (Anti-Windup, AW) 制御系の構成について検討する。

windアップ現象は、サーボ制御器の出力に飽和要素が存在する非線形システムに生ずる、制御量、制御入力のオーバーシュート、振動現象である。この原因は、操作量飽和が起こることにより、サーボ制御器を構成する積分器が制御誤差を過剰に積算してしまうために生ずる [36]。これは、制御器の出力と制御入力の不一致という観点からもとらえることができる [45]。

このwindアップ現象を防止する手法として、アンチwindアップ制御系の構成法が提案されている。その基本的な考え方は、操作量飽和が生じている場合の積分演算を過剰な積算をしないように処理することであり、PI/PID 制御器の積分器のみを処理する方法 [36][35]、次数の高い制御器に対し入力を修正することにより制御器の状態変数を処理する方法 [37][40] などが適用されている。

一方、これらを包括的に取り扱う方法として、制御器の既約分解表現に基づく General AWBT 法が提案されており [46]、多くの方法を2つのパラメータにより表現することが可能である。これを簡略化し制御器の左既約分解に基づく構成法も研究されており [45][49]、ここで述べる方法もそれに属するものである。本手法は、オブザーバと状態フィードバックにより構成されたサーボ制御器の左既約分解表現を与えるものである。本手法を DC サーボモータの位置制御系に適用し、シミュレーションおよび実験でその効果を検討する。

8.2 オブザーバを用いたアンチwindアップ制御器の設計

8.2.1 アンチwindアップ制御器の設計

ここでは、オブザーバおよび状態フィードバックを用いて、フィードバック制御器 $K_2(s)$ を設計する。

制御対象 $P(s)$ を次式のように状態空間表現する。

$$P(s) = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \hline \mathbf{C} & 0 \end{array} \right] \quad (8.1)$$

ここで、目標値 r はステップ指令 $1/s$ とし、この極 $s = 0$ を制御対象のシステム行列 \mathbf{A} の固有値が含んでいるとすると、 u から e までの伝達特性、および状態変数 ξ は内部モデル原理より以

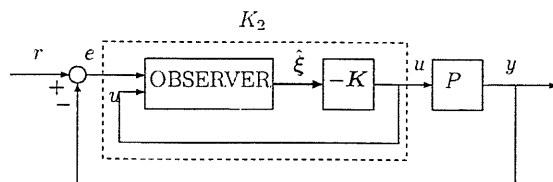


図 8.1: オブザーバと状態フィードバックによる制御器 $K_2(s)$

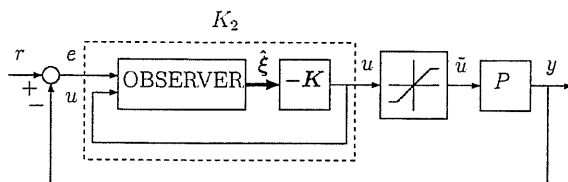


図 8.2: 操作量飽和を有するフィードバック制御系

下のように表すことができる。

$$e = \begin{bmatrix} A & B \\ -C & 0 \end{bmatrix} u \quad (8.2)$$

$$\xi = x - Tr \quad (8.3)$$

フィードバック制御器 K_2 は状態変数 ξ を推定する状態オブザーバと、推定値 $\hat{\xi}$ をフィードバックする状態フィードバックにより図 8.1 のように構成される。

以上で構成されたフィードバック制御器 K_2 により生成される制御器の出力 u に対して、図 8.2 のようにリミッタが入った場合を考える。この場合、エラーシステムへの入力 \tilde{u} と状態オブザーバへの入力 u が異なるため、状態変数 ξ を推定できない。これが原因となってフィードバック制御器 $K_2(s)$ が積分器や遅い極を持つ場合にはワインドアップ現象を生ずる。

ワインドアップ現象を回避するには、推定を行えるように、オブザーバへの入力を \tilde{u} とすればよい(図 8.3)。このような構成とすることで、ワインドアップ現象を回避することが可能となる。

以下で、状態オブザーバが全次元および最小次元の場合について検討し、各場合の左既約分解のフリーパラメータ H_2 との関係について示す。

8.2.2 全次元状態オブザーバを用いたフィードバック制御器のアンチワインドアップ化

(8.2) 式のエラーシステムに対する全次元状態オブザーバは次式となる。

$$\dot{\hat{\xi}} = (A + LC)\hat{\xi} + Bu + Le \quad (8.4)$$

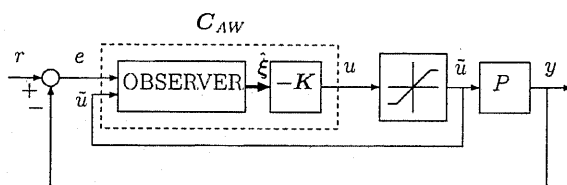


図 8.3: オブザーバと状態フィードバックによるアンチワインドアップ制御系

この全次元状態オブザーバと状態フィードバック $u = -K\hat{\xi}$ によりフィードバック制御器を構成すると (7.17) 式の各パラメータ A_2, B_2, C_2, D_2 は次のようになる。

$$A_2 = A + LC - BK, B_2 = L, C_2 = -K, D_2 = 0 \quad (8.5)$$

一方、図 8.3 の手法によるアンチwindアップ制御器は次式で表される。

$$\dot{\hat{\xi}} = (A + LC)\hat{\xi} + B\bar{u} + Le \quad (8.6)$$

$$u = -K\hat{\xi} \quad (8.7)$$

これを左既約分解の形式で表現すれば、次式となる。

$$N_2 = \left[\begin{array}{c|c} A + LC & L \\ \hline -K & 0 \end{array} \right] \quad (8.8)$$

$$R_2 = \left[\begin{array}{c|c} A + LC & B \\ \hline -K & 0 \end{array} \right] \quad (8.9)$$

このアンチwindアップ制御器は $H_2 = -B$ とすることで、(7.18)-(7.21) 式に一致することがわかる。また、

$$C_{AW} = \left[\begin{array}{c|cc} A + LC & L & B \\ \hline -K & 0 & 0 \end{array} \right] \quad (8.10)$$

8.2.3 最小次元オブザーバを用いたフィードバック制御器のアンチwindアップ化

(8.2) 式のエラーシステムに対して、Gopinath の方法などにより最小次元状態オブザーバを設計すると次式となる。

$$\dot{\zeta} = \hat{A}\zeta + \hat{B}e + \hat{J}u \quad (8.11)$$

$$\hat{\xi} = \hat{C}\zeta + \hat{D}e \quad (8.12)$$

したがって、フィードバック制御器は以下のように表すことができる。

$$A_2 = \hat{A} - \hat{J}K\hat{C}, B_2 = \hat{B} - \hat{J}K\hat{D}, C_2 = -K\hat{C}, D_2 = -K\hat{D}$$

一方、図 8.3 の手法によるアンチwindアップ制御器は (8.13)-(8.15) 式のようになり、これを左既約分解表現することにより (8.16)-(8.17) 式が得られる。

$$\dot{\zeta} = \hat{A}\zeta + \hat{B}e + \hat{J}\bar{u} \quad (8.13)$$

$$\hat{\xi} = \hat{C}\zeta + \hat{D}e \quad (8.14)$$

$$u = -K\hat{\xi} \quad (8.15)$$

$$N_2 = \left[\begin{array}{c|c} \hat{A} & \hat{B} \\ \hline -K\hat{C} & -K\hat{D} \end{array} \right] \quad (8.16)$$

$$R_2 = \left[\begin{array}{c|c} \hat{A} & \hat{J} \\ \hline -K\hat{C} & 0 \end{array} \right] \quad (8.17)$$

すなわち、 $H_2 = -\hat{J}$ とすることで (7.18)-(7.21) 式に一致することがわかる。アンチwindアップ制御器の状態空間表現は次式で表される。

$$C_{AW} = \left[\begin{array}{c|cc} \hat{A} & \hat{B} & \hat{J} \\ \hline -K\hat{C} & -K\hat{D} & 0 \end{array} \right] \quad (8.18)$$

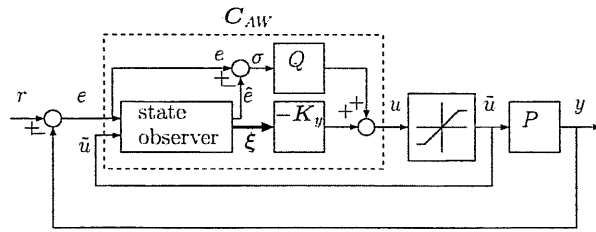


図 8.4: ユーラパラメトリゼーションによるアンチwindアップ制御系

8.2.4 ユーラパラメトリゼーションに基づくアンチwindアップ制御器設計法の提案

第 8.2.1–8.2.3 節で述べたオブザーバを用いたアンチwindアップ制御器は、制御系を安定化しwindアップ現象を抑圧することが可能である。しかし、より制限値の低いリミッタに対しては十分な抑圧特性を発揮できないことがある。本節では、ユーラパラメトリゼーションを用いたフィードバック制御器の表現方法に基づき、アンチwindアップ制御器の設計法を提案する。本方法を用いることにより、操作量飽和が生じていない場合のフィードバック特性を変更せずにwindアップ抑圧特性を調整することが可能となる。

ユーラパラメトリゼーションに基づくアンチwindアップ制御器の構成を図 8.4 に示す。制御系は、(8.2) 式のエラーシステムに対する全次元状態オブザーバ、状態フィードバック、およびフリーパラメータ $Q(s)$ から構成される。さらに、図 8.3 と同様にオブザーバへの入力を u から実際の制御入力 \tilde{u} へ変更している。

以下に、あらかじめ設計されたフィードバック制御器 $K_2(s)$ に対するフリーパラメータ $Q(s)$ の設計法を述べる。まず、フィードバック制御器 $K_2(s)$ は第 8.2.1 節で述べたようなオブザーバと状態フィードバックにより設計すればよい。あるいは、古典制御理論に基づいた位相進み遅れ制御器、PID 制御器や H_∞ 理論に基づいた H_∞ 制御器を利用することもできる。本手法では、このフィードバック制御器 $K_2(s)$ 自身の設計手法については特に制限を設ける必要がなく、通常の線形時不変な制御器であればよい。次に、オブザーバゲイン、状態フィードバックゲインを新たに L_y, K_y と設計し、フリーパラメータ $Q(s)$ を用いたフィードバック制御系を考える。このフィードバック制御器はユーラパラメトリゼーションにより (8.19) 式と表される [48]。

$$C_{stb} = (MQ + X)(NQ + Y)^{-1} \quad (8.19)$$

ただし、

$$\begin{bmatrix} M & X \\ N & Y \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{cc|cc} A - BK_y & B & L_y & \\ \hline -K_y & 1 & 0 & \\ -C & 0 & 1 & \end{array} \right] \quad (8.20)$$

ここでは、フィードバック制御器 $K_2(s)$ と (8.19) 式を等値することにより、 $Q(s)$ を次式のよように設定する。これにより、操作量飽和が生じない場合には、(8.5) 式の制御器と同じフィードバック特性が得られる。

$$Q = -(K_2Y - X)(K_2N - M)^{-1} \quad (8.21)$$

図 8.4 の構成により、アンチwindアップ制御器の出力 u は状態フィードバック u_{sfb} および $Q(s)$ の出力 u_q により生成される。この 2 つの出力 u_{sfb}, u_q について検討しよう。なお、ここではフィードバック制御器 $K_2(s)$ は第 8.2.1 節で述べたように状態オブザーバと状態フィードバックにより設計されたものとする。 u_{sfb} は新たに設計された状態フィードバック K_y により得ら

れるため、 K_y を十分に遅い極を持つように設計すれば、 u_{sfb} はより小さくなりwindアップ現象を抑圧できると考えられる。

一方、 u_q は、 $Q(s)$ を(8.21)式のように設計することにより u_{sfb} の減少分を補うようになるため、この出力が大きくなると目標値応答で制御入力に振動を生ずることがある。これを回避するためには、(8.3)式を用いて、オブザーバの初期値 $\hat{\xi}(0)$ をエラーシステムの初期値 $\xi(0)$ に設定すればよい。これにより、目標値 r に対して $u_q = 0$ とできる。すなわち、目標値 r がステップ状に変化する時点でオブザーバの初期値を設定すればよい。

以上の設定により、目標値応答では、 u は状態フィードバック u_{sfb} だけから生成される。したがって、目標値応答のwindアップ現象に対しては、新たに設計する状態フィードバックゲイン K_y を調整することにより、windアップ現象を効果的に抑圧可能となる。 K_y は目標値応答の時間応答を検討しながら調整する。一方、外乱やモデル化誤差の抑圧の際には、 u_{sfb} , u_q の両方から生成され、 u が線形である範囲では $K_2(s)$ により設計されたフィードバック特性が発揮される。

なお、以上に述べたように、本論文におけるフィードバック制御系のアンチwindアップ手法は、フィードバック制御器に含まれる状態オブザーバが実際の制御対象の推定値を得られる構造を採用している。この構造の有効性は直観的にも明らかであるが、操作量飽和が生じた際の応答特性の観点から全く同様の構造を導出することも可能であり、付録Aを参照されたい。

8.2.5 提案手法のパラメトリゼーション

図8.4に示されたユーラパラメトリゼーションを用いたアンチwindアップ制御系も、第8.2節と同様に線形なサーボ制御器 $K_2(s)$ の左既約分解により表現することができる。

(7.17)式のフィードバック制御器 $K_2(s)$ に対して、ユーラパラメトリゼーションによるアンチwindアップ制御器 $C_{AW}(s)$ は、オブザーバゲイン L_y 、状態フィードバックゲイン K_y 、フリーパラメータ $Q(s)$ から構成される。したがって、全体として $C_{AW}(s)$ の次数は $K_2(s)$ の次数より高くなる。提案するアンチwindアップ制御器 $C_{AW}(s)$ を(7.18)式のようにフィードバック制御器 $K_2(s)$ の左既約分解により表現するためには、 $C_{AW}(s)$ と $K_2(s)$ の状態空間表現における次数を等しくする必要がある。そのため、ここでは最小実現された $K_2(s)$ に不可制御モードを付加して $K_2(s)$ を(8.22)式のように拡大する。

$$K_2(s) = \left[\begin{array}{cc|c} A_2 & A_{2c} & B_2 \\ \hline 0 & A_{2u} & 0 \\ \hline C_2 & C_{2u} & D_2 \end{array} \right] \quad (8.22)$$

(8.22)式で表された $K_2(s)$ をフリーパラメータ H_2 を用いて(8.23)式のように形式的に左既約分解する。

$$C_{AW}(s) = \left[\begin{array}{cc|cc} A_2 + H_{2c}C_2 & A_{2c} + H_{2c}C_{2u} & B_2 + H_{2c}D_2 & -H_{2c} \\ \hline H_{2u}C_2 & A_{22} + H_{2u}C_{2u} & H_{2u}D_2 & -H_{2u} \\ \hline C_2 & C_{2u} & D_2 & 0 \end{array} \right] \quad (8.23)$$

ただし、

$$H_2 = \left[\begin{array}{c} H_{2c} \\ H_{2u} \end{array} \right] \quad (8.24)$$

表 8.1: 提案手法とフリーパラメータ H_2 との関係

オブザーバの種類	T_{12}	H_2
全次元	$-I$	$H_{2c} = -B,$ $H_{2u} = -B$
最小次元	$-[-L \ I]$	$H_{2c} = -\hat{J},$ $H_{2u} = -B$

一方、(8.21) 式により求められるフリーパラメータ $Q(s)$ は、(7.17), (8.20), (8.21) 式を用いて状態空間で表現すると (8.25) 式のようになる。

$$Q(s) = \left[\begin{array}{cc|c} A_2 & B_2 C & B_2 \\ -BC_2 & A - BD_2 C & -L_y - D_2 B \\ \hline C_2 & D_2 C - K_y & D_2 \end{array} \right] \quad (8.25)$$

さらに、状態オブザーバ L_y 、状態フィードバック K_y および $Q(s)$ を用いて、図 8.4 に示した e, \hat{u} を入力、 u を出力とするアンチwindアップ制御器 $C_{AW}(s)$ として表現すると、その状態空間表現は (8.26) 式のように表される。

$$C_{AW}(s) = \left[\begin{array}{cc|cc} A_2 & B_2 C & B_2 & 0 \\ -BC_2 & A - BD_2 C & -BD_2 & B \\ \hline C_2 & D_2 C - K_y & D_2 & 0 \end{array} \right] \quad (8.26)$$

これを (8.28) 式で示される行列 T を用いて変換すると $C_{AW}(s)$ が (8.27) 式のように得られる。

$$C_{AW}(s) = \left[\begin{array}{cc|cc} A_2 + T_{12} B C_2 & A_{2c} + T_{12} B C_{2u} & B_2 + T_{12} B D_2 & -T_{12} B \\ -BC_2 & A_{2u} - B C_{2u} & -BD_2 & B \\ \hline C_2 & C_{2u} & D_2 & 0 \end{array} \right] \quad (8.27)$$

ただし、

$$T = \begin{bmatrix} I & T_{12} \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad (8.28)$$

$$A_{2c} = A_2 T_{12} + B_2 C - T_{12} (A - B K_y) \quad (8.29)$$

$$A_{2u} = A - B K_y \quad (8.30)$$

$$C_{2u} = C_2 T_{12} + D_2 C - K_y \quad (8.31)$$

(8.23), (8.27) 式を比較すると、(8.29)-(8.31) 式に示す A_{2c}, A_{2u}, C_{2u} により $K_2(s)$ が拡大されたことがわかる。また H_2 は (8.32) 式のように表される。

$$H_{2c} = T_{12} B, \quad H_{2u} = -B \quad (8.32)$$

以上の結果から、提案手法は (8.22) 式のように拡大されたフィードバック制御器 $K_2(s)$ を (8.32) 式に示した H_2 により左既約分解したものとして表現できる。また、オブザーバゲイン L_y はアンチwindアップ制御器の設計には関係しないことがわかる。

なお、表 8.1 に、フィードバック制御器 $K_2(s)$ を全次元あるいは最小次元オブザーバと状態フィードバックにより構成した場合の、フリーパラメータ H_2 を示す。 T_{12} を適切に選ぶことにより、 H_{2c} が第 8.2 節の結果と同様にオブザーバの入力行列と関連づけられ、簡単な構造が得られる点は非常に興味深い。

8.3 DCサーボモータの速度制御系への適用

8.3.1 制御対象と制御系の設計

本節では、提案手法をDCサーボモータの速度制御系に適用し、ワインドアップ現象の抑圧効果を検討する。制御対象 $P(s)$ は、電流制御が施された(8.33)式のように設定した。

$$P(s) = \frac{K_t}{Js} \quad (8.33)$$

(8.33)式に対して、第8.2.1節の手法を用いて連続時間系のフィードバック制御器 $K_2(s)$ を設計した。なお、ここでは状態フィードバック、オブザーバの極はすべて $s = -100$ と設定した。

オブザーバとして、全次元状態オブザーバを用いると、2次の厳密にプロパな制御器が設計される。一方、最小次元オブザーバを用いると、1次のプロパな制御器が得られる。

8.3.2 速度制御系のシミュレーション結果

図8.5, 8.6に、提案手法を用いたシミュレーション結果を示す。なお、操作量飽和として、速度制御器の出力に5[A]および1[A]の電流リミッタを挿入した場合について検討した。また、速度指令はステップ状に 80π [rad/s] の指令を与えた。これはほぼ定格速度に相当する。

図8.5は全次元状態オブザーバにより設計された2次のサーボ制御器の応答特性であり、図8.5(a), (b)はそれぞれ、リミッタが5[A]、および1[A]の場合の結果である。図8.5(a)についてみると、電流に操作量飽和が存在しない場合(破線)には、非常に素早く目標値に収束している。なお、わずかにオーバーシュートが生じているが、これは第8.2.4節で述べた手法を用いて、速度指令がステップ状に変化する時点 $t = 0.1$ [s] でオブザーバの初期値を設定することにより抑圧することができる。

一方、操作量飽和が存在する場合(一点鎖線)には、出力が大きくオーバーシュートし目標値への収束特性が悪化している。第8.2節で提案したアンチワインドアップ制御系の場合(実線)には、許容された最大電流で目標値付近まで加速した後、速やかに収束しておりほとんどオーバーシュートは生じていない。なお、比較のため bang-bang 入力により得られる応答特性を点線で示した。ここで示した bang-bang 入力は、明らかに(8.33)式の制御対象に対して最も速く目標値に到達させる最短時間制御となっている。これに対して、提案するアンチワインドアップ制御系(実線)はほぼ同等の収束時間であり高速な応答が達成されている。

図8.6は最小次元オブザーバにより設計された1次のプロパなサーボ制御器の応答である。図8.6と同様に、提案手法によりワインドアップ制御系が十分に抑圧されていることがわかる。

8.4 直列接続されたリミッタの考慮

サーボモータの速度制御系では、内部ループとして電流フィードバックループを持ち、その外側に前節のような速度制御系を構成するのが一般的である。電流制御系を内部ループに持つ速度制御系全体の構成図を図8.7に示す。ここで、電流制御系には、電流制御器の出力に対して電源電圧に依存した電圧飽和が存在する。電流制御器をPI制御器などにより設計した場合には、この電圧飽和によりワインドアップ現象が生ずることがある。さらに、この電流フィードバックループの外側には、前節と同様に速度制御器があり、その出力に対して電流飽和が存在している。したがって、このように複数の操作量飽和が直列接続された系におけるアンチワインドアップ手法を検討する必要がある。

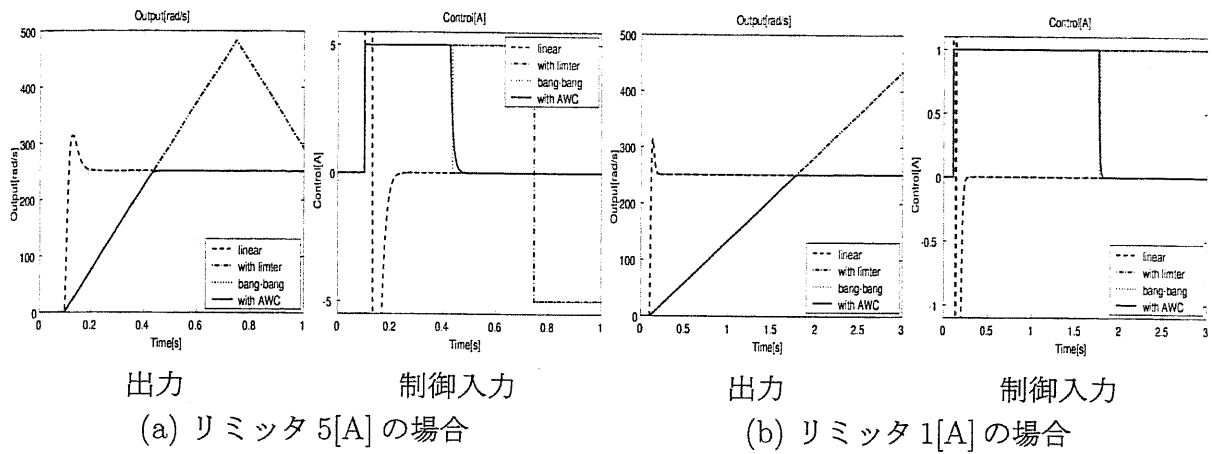


図 8.5: 提案手法による速度制御系のwindアップ抑圧効果 (全次元状態オブザーバにより設計したサーボ系の応答)

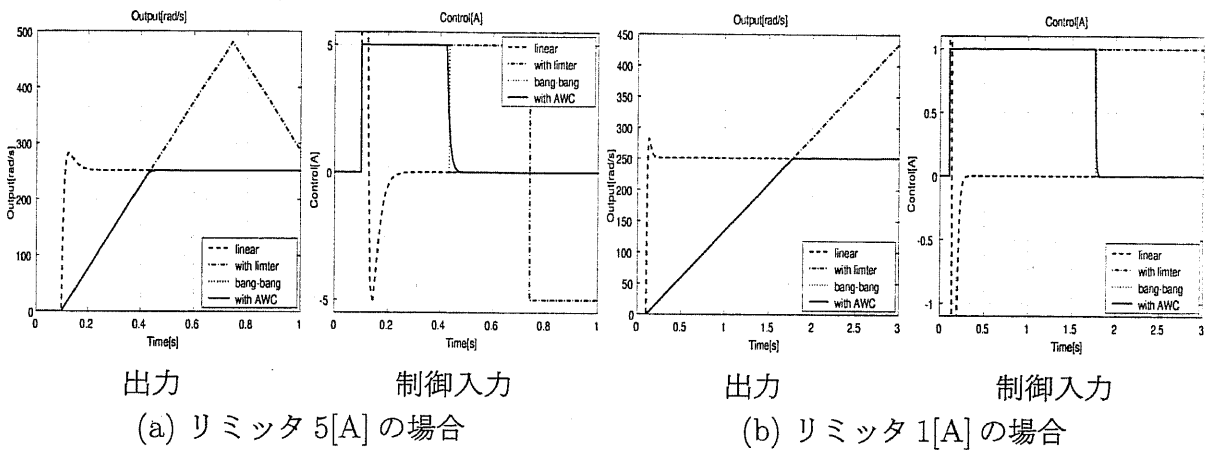


図 8.6: 提案手法による速度制御系のwindアップ抑圧効果 (最小次元状態オブザーバにより設計したサーボ系の応答)

[40] では、このような直列接続された操作量飽和に対するアンチwindアップ手法として、離散時間制御系における図 8.8 の手法が提案されている。これは、まず電流制御器、速度制御器のそれぞれをゲイン $1/d$ 、 $1/cb$ を用いてアンチwindアップ化する。ここで、電流制御器のアンチwindアップ化は、速度制御器の出力から見ると操作量飽和を受けた速度制御器の出力 \tilde{i}^{cmd} をさらに $1/d(v^{ref} - \tilde{v}^{ref})$ だけ減少させていると解釈できる。したがって、この分を速度制御系のアンチwindアップ化に用いる \tilde{i}^{cmd} からさらに差し引くことにより、操作量飽和の直列接続を考慮した手法を構成している。

一方、本節では、前節までに述べた速度制御器の設計手法に基づいて、速度制御器の内部に含まれる状態オブザーバの推定値に着目した手法として図 8.9 の制御系について検討する。

電流制御器は比較的低次数の PI 制御器などが多く用いられるため、たとえば第 7.2.2 節の

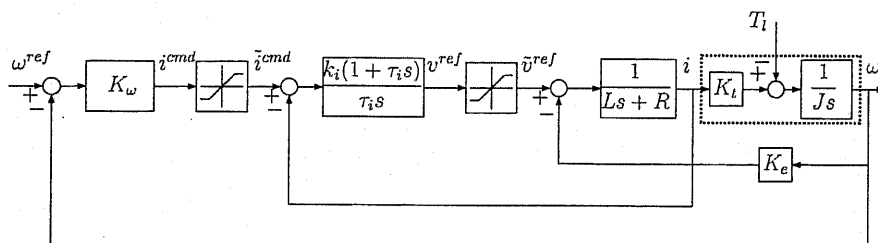


図 8.7: DC サーボモータの速度制御系

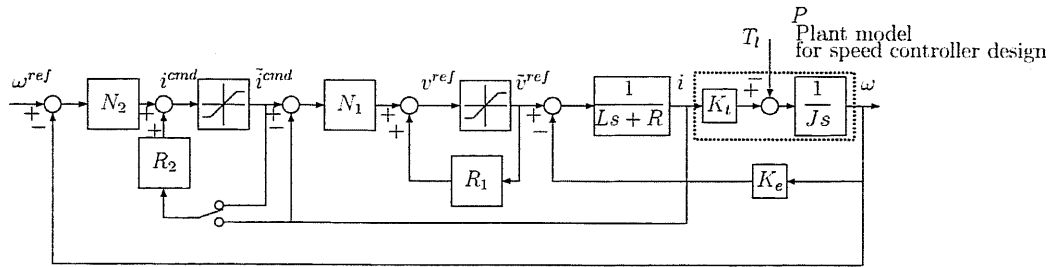


図 8.9: 速度制御器に存在する状態オブザーバの推定値に着目した手法の提案

8.5 DC サーボモータの位置制御系への適用

8.5.1 制御対象と制御系の設計

第 8.2 節の提案手法を DC サーボモータの位置制御系に適用し、ワインドアップ現象の抑圧効果について検討する。

DC サーボモータの制御対象モデルは、電流指令値 i から角位置 θ までの特性が 2 階積分系である (8.35) 式と設定した。

$$P(s) = \frac{\theta}{i} = \frac{K_t}{Js^2} \quad (8.35)$$

連続時間系のサーボ制御器を設計する際には、(8.35) 式を (8.36) 式のように状態空間表現し、(8.36) 式に対して状態空間での外乱オブザーバの手法により設計する。(8.36) 式に 0 次の外乱モデルを含めた拡大系が (8.37) 式のように得られる。

$$P(s) = \left[\begin{array}{c|c} A_p & B_p \\ \hline C_p & 0 \end{array} \right] \quad (8.36)$$

$$A = \left[\begin{array}{cc} A_p & -B_p \\ 0 & 0 \end{array} \right], \quad B = \left[\begin{array}{c} B_p \\ 0 \end{array} \right], \quad C = \left[\begin{array}{cc} C_p & 0 \end{array} \right], \quad D = 0 \quad (8.37)$$

(8.37) 式の拡大系に対して状態オブザーバ、状態フィードバックを設計することにより、フィードバック制御器 $K_2(s)$ を設計した。なお、ここではこれらの極をすべて $s = -100$ と設計した。これは閉ループ特性の帯域を $100[\text{rad/s}]$ と設計していることと等価である。

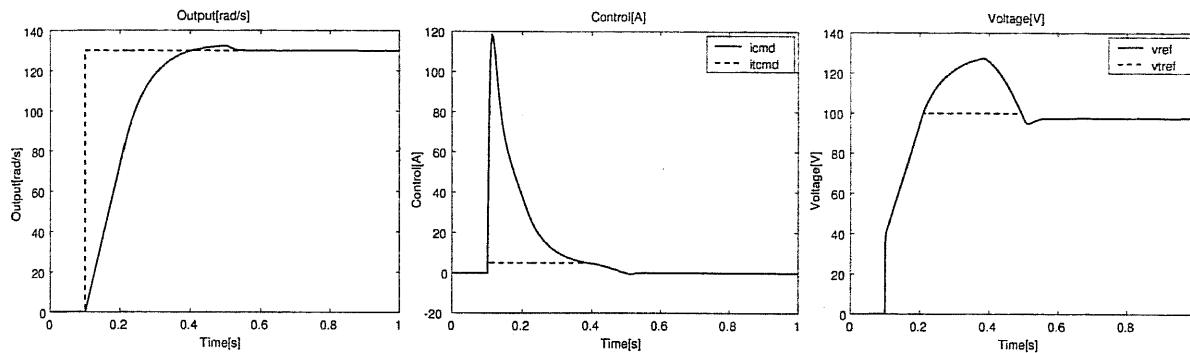
一方、実際の実験などの際には離散時間制御器を利用することが多い。本章で提案した手法は、制御器の構造に着目した手法であるため、連続時間制御器を離散化して得られた離散時間制御器に対して提案手法をそのまま適用することはできない。これは、制御器を通常の双一次変換などを用いて離散化することにより連続系で設計したオブザーバと状態フィードバックという構造が失われてしまうからである。

そこで、離散時間系において検討を行う際には、離散時間のフィードバック制御器 $K_2[z]$ を直接設計し、これに対して提案手法を適用することとした。離散時間系での制御系を直接設計するため、(8.35) 式を零次ホールドを用いてサンプル周期 T_s で離散化した (8.38) 式に対して制御系を設計する。

$$P[z] = \mathcal{Z} \left[\frac{1 - e^{-T_s s}}{s} P(s) \right] = \left[\begin{array}{c|c} A_p & B_p \\ \hline C_p & D_p \end{array} \right] \quad (8.38)$$

ただし、

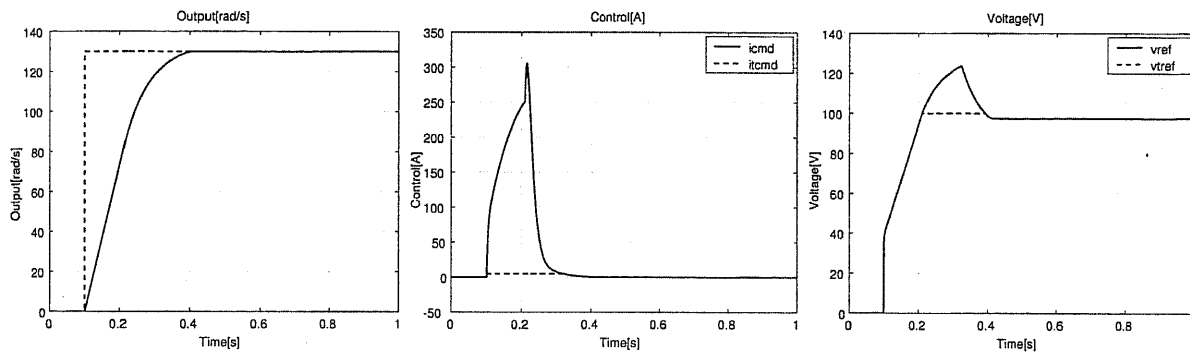
$$T_s = 1.0 \times 10^{-3} [\text{s}]$$



(a-1) Output

(a-2) Current

(a-3) Voltage

(a) \tilde{i}^{cmd} をフィードバックした場合

(b-1) Output

(b-2) Current

(b-3) Voltage

(b) i, \tilde{i}^{cmd} を切り換えてフィードバックした場合

図 8.10: 速度制御系の電圧リミッタ、電流リミッタの直列接続を考慮したアンチwindアップ制御系

サーボ制御器は、状態空間での外乱オブザーバの設計法により設計する。(8.39)式に、0次の外乱モデルを状態変数に含めた拡大系を示す。

$$A = \begin{bmatrix} A_p & -B_p \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \end{bmatrix}, C = [C_p \ 0], D = 0 \quad (8.39)$$

(8.39)式の拡大系に対してオブザーバ、状態フィードバックを構成することによりフィードバック制御器を設計した。それらの極は $z = e^{-100T_s}$ 、すなわち $s = -100$ と設定した。以上により3次の離散時間フィードバック制御器 $K_2[z]$ が得られる。

サーボ制御器 $K_2[z]$ の出力である電流指令値 I^{ref} に対して、5[A]、あるいは1[A]の電流リミッタを設定した。以上の設計で用いた制御対象の各パラメータを表8.2に示す。

表 8.2: DC サーボモータの諸定数

Parameters		Specified value
Armature resistance	R	8[Ω]
Armature inductance	L	6[mH]
Counter-e.m.f constant	K_e	0.75[V · s/rad]
Torque constant	K_t	0.75[N · m/A]
Inertia moment	J	0.005[N · m ²]
Rated current		5[A]
Rated voltage		100[V]
		1500[rpm]

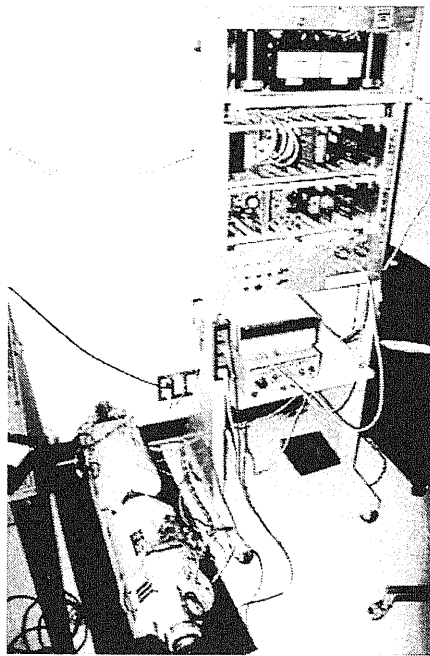


図 8.11: 実験機の構成

8.5.2 記述関数法による安定性の検討

ここでは、リミッタを記述関数を用いて表し、操作量飽和が生じた際の現象をリミットサイクルの面から検討する。

記述関数 $N(X)$ は、非線形要素への正弦波入力に対する非線形要素の出力の第 1 近似のゲインと考えられる。図 8.12 の飽和要素の記述関数は (8.40) 式と表され、入力がリミッタより小さい場合 ($X \leq X_{lim}$) には線形である [29]。複素平面上で記述関数の軌跡 $-1/N(X)$ と線形部分のベクトル軌跡が交点を持つときにはリミットサイクルと呼ばれる定常的な振動が生ずる。

$$N(X) = \begin{cases} 1, & : X \leq X_{lim} \\ \frac{1}{\pi}(2\alpha + \sin 2\alpha), & : X_{lim} < X \end{cases} \quad (8.40)$$

図 8.3 に示した状態オブザーバの推定値に着目したアンチwindアップ制御系の開ループ特性を図 8.13 に示す。アンチwindアップ手法のない場合、低周波域で位相遅れが $-180[\text{deg}]$ 以上となる条件付き安定系であり [29]、 $-1/N(X)$ 軌跡と実軸上で交点を持つことがあり、リミットサイクルを生ずる。一方、図 7.15 のアンチwindアップ制御系を用いた制御系では、サーボ制御器を左既約分解を用いて実現しているため、サーボ制御器に含まれる積分器が線形部分 $G(s) = N_1 P - R_1$ に現れない構造となっている。低周波域での位相遅れは $-180[\text{deg}]$ 以下であり、 $-1/N(X)$ 軌跡と交点を持たずリミットサイクルを生じないことがわかる。

第 8.3 節に示した速度制御系では、開ループ系の原点極は、制御対象およびサーボ制御器に 1 つずつであるので、この位相遅れは $-180[\text{deg}]$ である。これに対して、アンチwindアップ制御系を適用しない位置制御系では低周波域における開ループ系の位相遅れが $-270[\text{deg}]$ となるため、リミットサイクルによる不安定現象が生じやすく、速度制御系と比較してアンチwindアップ化も困難になると考えられる。

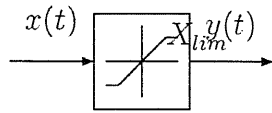


図 8.12: 飽和要素の記述関数

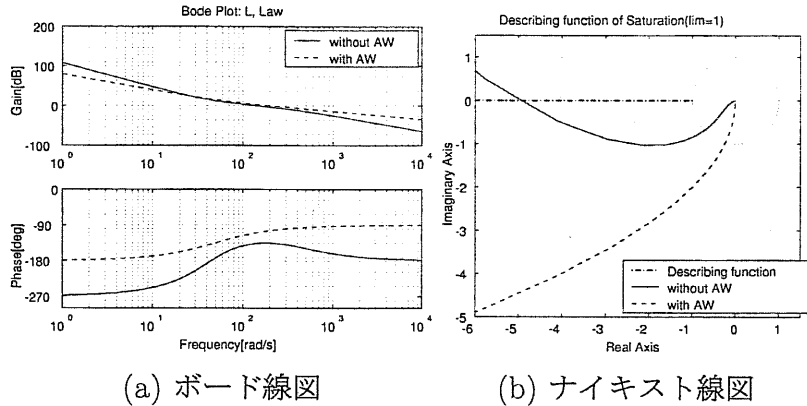


図 8.13: アンチwindアップ制御有無の場合の安定性の比較 (記述関数による近似を用いた開ループ特性による評価)

8.5.3 連続時間系でのシミュレーション結果

電流リミッタ: 5[A] の場合

第 8.5.1 節で設計したサーボ系における、位置応答を示す。位置指令は 0 から $\pi/2$ [rad] へのステップ指令とした。

図 8.14 に、5[A] の電流リミッタを挿入した場合のシミュレーション結果を示す。リミッタのない線形系 (図 8.14(a)) では、ステップ状の位置指令 $\pi/2$ に速やかに応答して収束している。しかし、制御入力ステップ状の目標位置に到達するため非常に大きな値となっている。5[A] の電流リミッタを挿入した図 8.14(b) では、windアップ現象が生じ制御系が不安定化し、制御入力も振動的になっている。

提案手法を適用した図 8.14(c) では、制御系は安定化され、ほとんどオーバーシュートすることなく目標位置に収束していることがわかる。(8.35) 式に示した 2 重積分系の位置制御では、操作量飽和がある場合の最短時間制御は、最大加速度による Bang-Bang 制御であることが知られている。図 8.14(c) より、提案手法では Bang-Bang 制御を適用した場合に近い応答となっており、高速な位置決めが実現されていることがわかる。

図 8.15(a)(b) に、電流リミッタ 5[A] の場合の実験結果を示す。図 8.14 と同様に、提案手法により windアップ現象が十分に抑圧されることがわかる。

電流リミッタ: 1[A] の場合

電流リミッタを 1[A] と設定し、ユーラパラメトリゼーションによるアンチwindアップ手法を適用した場合のシミュレーション結果を示す。図 8.3 のオブザーバの推定値に着目した手法である $s = -100$ の場合には、アンチwindアップ制御により、制御系は安定化されるがオーバーシュートは完全には抑圧されていない。

一方、ユーラパラメトリゼーションによるアンチwindアップ制御器では、オブザーバ、状態フィードバックの極を $s = -70, -30$ と設定し、(8.21) 式により $Q(s)$ を設計する。これにより、制御器の出力 u は状態フィードバック u_{sfb} 、 $Q(s)$ の出力 u_q により生成される。

図 8.16 にユーラパラメトリゼーションによるアンチwindアップ制御器を適用した場合の

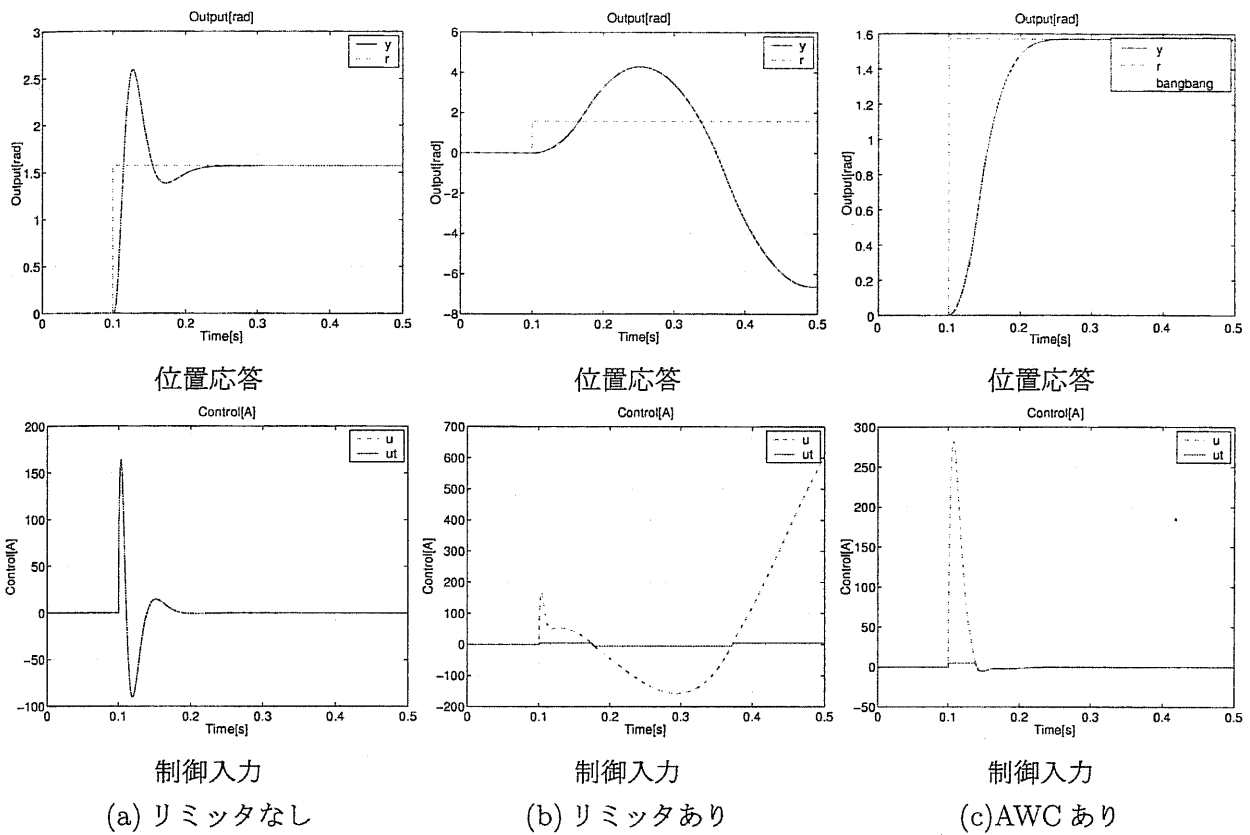


図 8.14: シミュレーション結果 (電流リミッタ: 5[A])

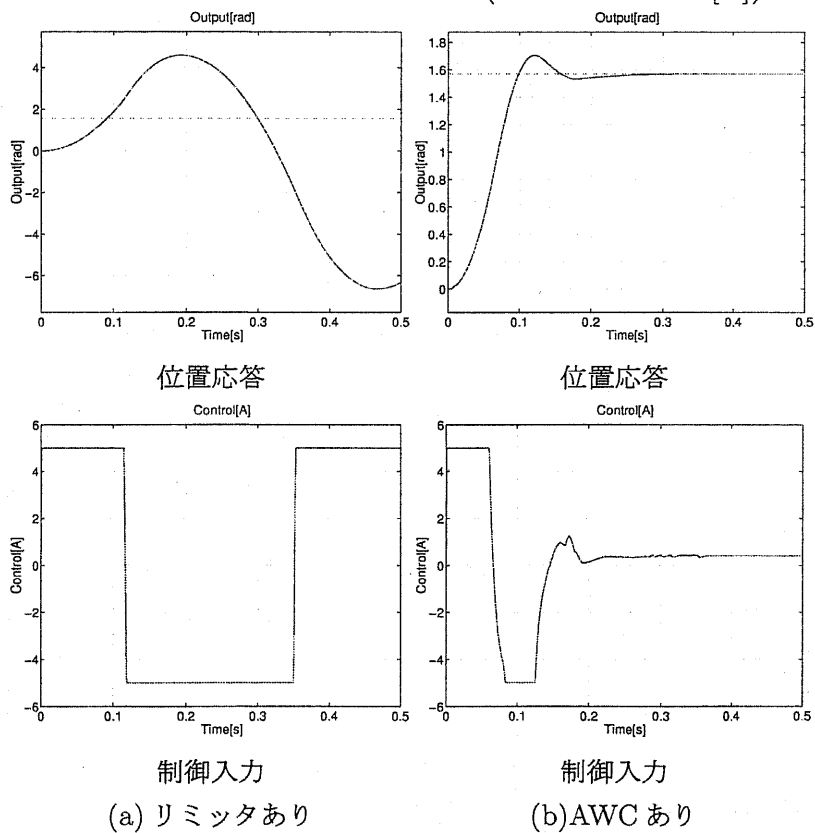


図 8.15: 実験結果 (電流リミッタ: 5[A])

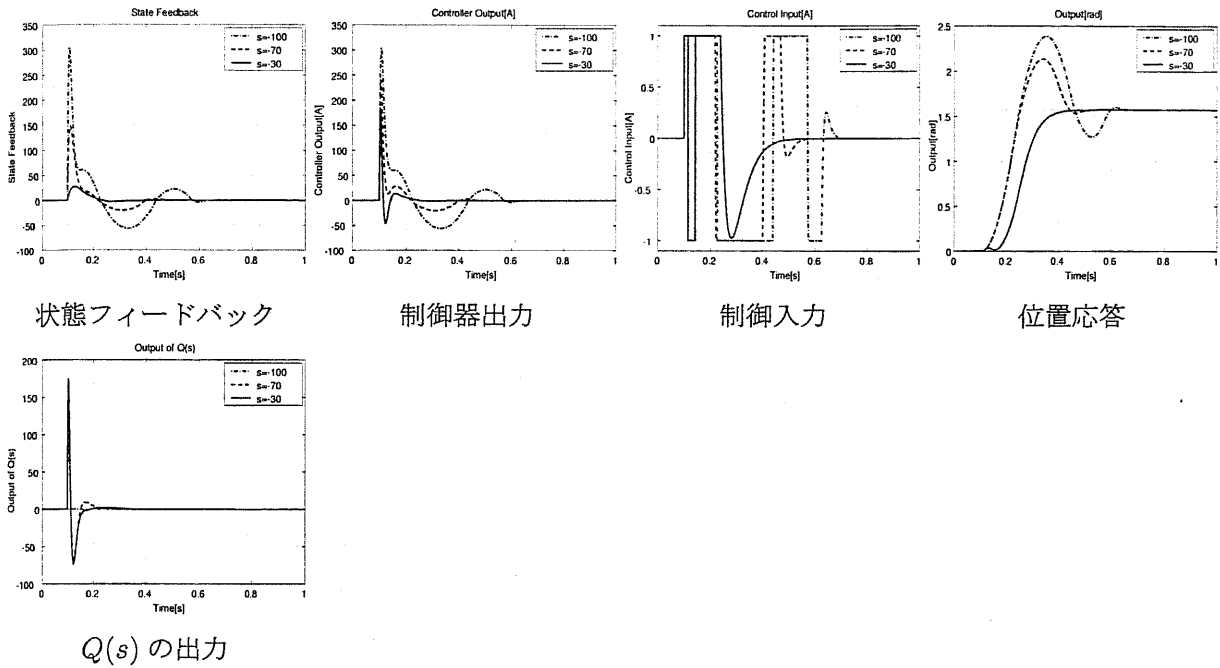


図 8.16: ユーラパラメトリゼーションによるアンチwindアップ制御系

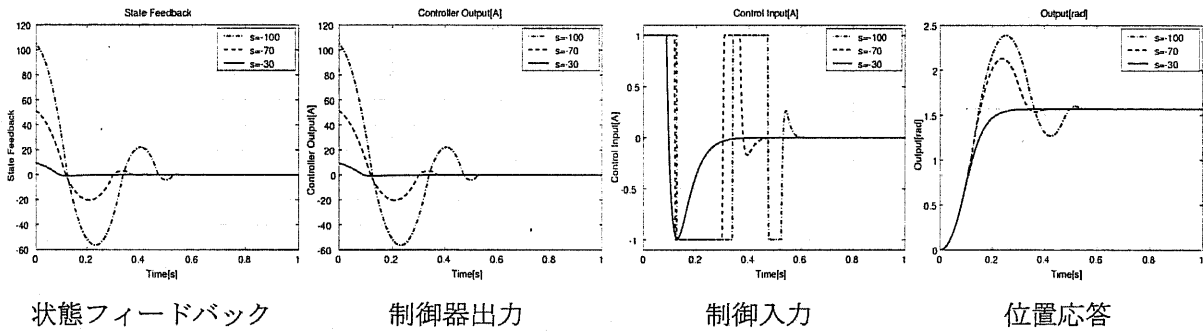


図 8.17: ユーラパラメトリゼーションによるアンチwindアップ制御系 (初期値設定)

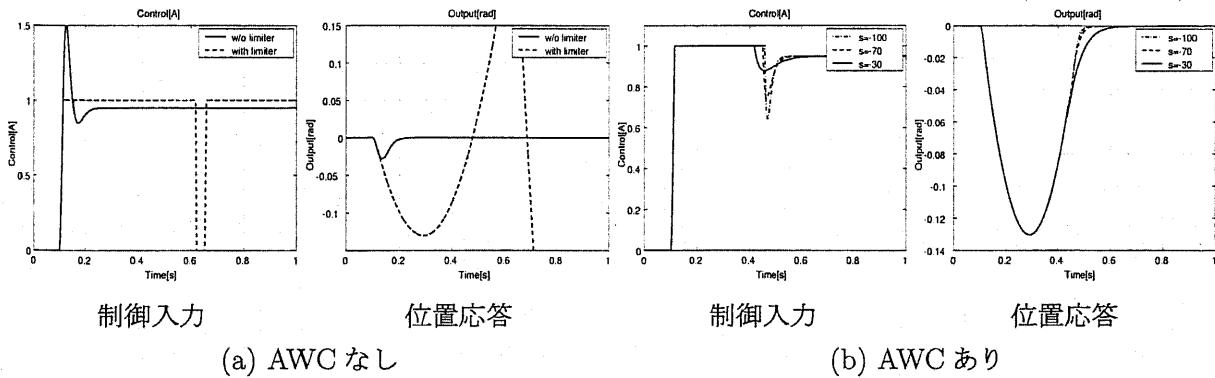


図 8.18: 外乱応答

位置応答を示す。 $s = -70$ とすることにより u_{sfb} は小さくなり出力のオーバシュートが抑制される。 $s = -30$ では、出力のオーバシュートは完全に抑圧されるが、目標位置の変化時に制御入力 \bar{u} が振動するため、応答特性が悪化している。

これを改善するため、(8.3) 式に基づき、目標位置のステップ時にオブザーバの初期値を設定した場合の結果を図 8.17 に示す。これにより u_q は常に 0 となるため、制御入力 \bar{u} の振動が回避される。位置応答のオーバシュートも十分に抑えられ、良好なウィンドアップ抑圧特性が得られる。

制御対象の入力端に 0.95[A] 相当の入力端外乱を入れた場合の外乱応答を図 8.18 に示す。図 8.18(a) より電流リミッタにより外乱応答が遅くなるため、その位置決め偏差を過剰に積算し制御系が不安定化されることがわかる。アンチウィンドアップ制御系を適用すると、積分器が除かれる構造となり、操作量飽和中に位置決め偏差の一部分のみを積算するため、図 8.18(b) のようにウィンドアップ現象を抑圧できる。ユーラパラメトリゼーションによるアンチウィンドアップ手法を適用した場合もほぼ同様の外乱抑圧が得られる。なお、制御入力飽和しない程度の外乱に対する外乱応答に対しては、ユーラパラメトリゼーションによらず良好な外乱抑圧が得られる。

8.5.4 離散時間系でのシミュレーション/実験結果

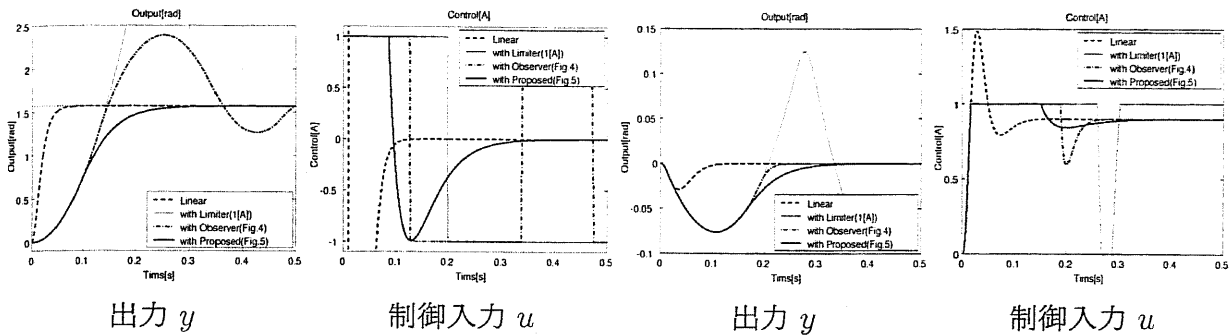
第 8.2.1 節の設計手法により離散時間系のフィードバック制御器を設計した。フィードバック制御器は、全次元状態オブザーバを用い、これと状態フィードバックの極を $z = e^{-100T_s}$ と設定した。設計された状態オブザーバ、状態フィードバックにより (8.5) 式と同様の制御器を構成すると、3 次のフィードバック制御器 $K_2[z]$ が得られる。一方、提案する (8.27) 式を最小実現すると 5 次のアンチウィンドアップ制御器 $C_{AW}[z]$ が得られた。

図 8.19(a), 8.20 に提案手法によるシミュレーション/実験結果を示す。目標値は $\pi/2$ [rad] のステップ指令とした。電流リミッタが挿入されることにより制御系が不安定化していることがわかる。オブザーバの推定値に着目した図 8.3 の制御器を用いると、制御系は安定化されるがウィンドアップ現象は十分には抑圧されていない。図 8.4 の提案手法では、状態フィードバック K_y を $z = e^{-30T_s}$ と設定することによりオーバシュートを生ずることなく収束している。

図 8.19(b) に入力端に印加された 0.9[A] の外乱に対する外乱応答特性を示す。操作量飽和が生ずることにより、外乱応答自体は劣化する。アンチウィンドアップ制御を適用しない場合には、この偏差すべてをフィードバック制御器 $K_2[z]$ 内の積分器が積算するため、その積算が過大となる。そのため、逆にオーバシュートを生じ不安定化している。提案手法では、制御器の左既約分解を用いることにより、操作量飽和が生じた際には、フィードバック制御器 $K_2[z]$ は積分器を持たない構造となっている。したがって、偏差 e の過剰な積算が回避され、速やかに線形状態を回復している。提案手法により外乱応答はやや悪化するがオーバシュートは十分に抑圧されていることがわかる。なお、制御入力飽和しない程度の小さい外乱に対しては、線形な制御器の特性により抑圧され外乱応答の劣化は生じないこととなる。

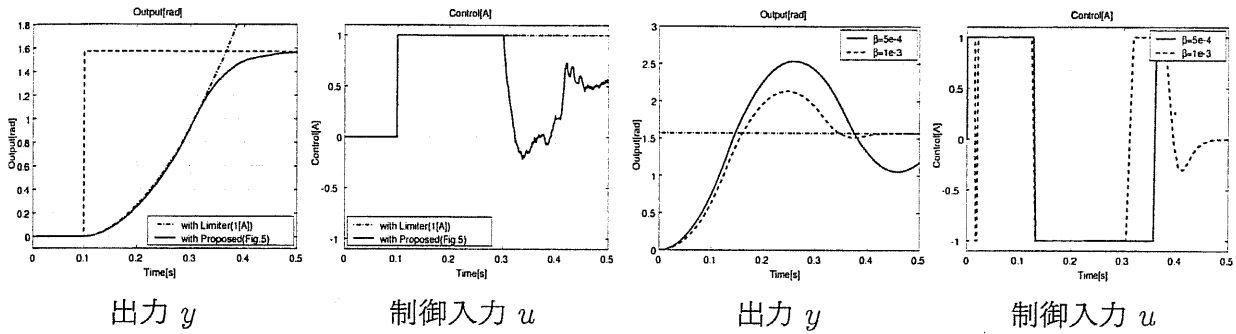
図 8.21 に、第 7.5.2 節で述べた従来の手法であるノルムを最適化する左既約分解 [49] により設計したアンチウィンドアップ制御系の応答特性を示す。文献 [49] では連続時間系での設計方法が述べられているので、フィードバック制御器を連続時間系のオブザーバと状態フィードバックにより設計した。(7.32) 式において、 $\alpha = 0.6$ とし β を調整した場合の応答特性である。 β を大きくするにしたがってウィンドアップ抑圧効果が向上するが、 $\beta = 1 \times 10^{-3}$ と大きく設定すると、制御入力に振動を生じることがわかる。このような制御入力を用いると、目標値応答の立ち上がりが遅くなるという点で性能が劣化する。

提案手法では、オブザーバの初期値を設定しない場合には $Q[z]$ の出力により同様の振動が発



(a) 目標値応答特性 (Command Response) (b) 外乱応答特性 (Disturbance Response)

図 8.19: 提案手法によるフィードバック制御系のウィンドアップ抑圧効果 (シミュレーション結果)



目標値応答特性 (Command Response) 目標値応答特性 (Command Response)

図 8.20: 提案手法によるフィードバック制御系のウィンドアップ抑圧効果 (実験結果)

図 8.21: ノルム最適化[49]によるウィンドアップ抑圧効果 (連続時間系でのシミュレーション結果)

生ずる。オブザーバの初期値の設定によりこの振動現象が回避されている。

8.5.5 最小次元オブザーバを用いた設計法によるシミュレーション結果

制御系の設計

(8.39) 式の拡大系に対して極を $s = -100$ とする最小次元オブザーバ、状態フィードバックを構成することにより、2次のサーボ制御器 K_2 が得られた。その伝達関数を (8.41) 式に示す。

$$K_2(s) = \frac{400s^2 + 2.667 \times 10^4 s + 6.667 \times 10^5}{s^2 + 400s} \quad (8.41)$$

以下では、操作量飽和として $1[A]$ の電流リミッタを設定し、提案手法によるウィンドアップ現象の抑圧効果について検討する。

提案手法によるアンチウィンドアップパラメータ H の設計

左既約分解に基づくアンチウィンドアップ制御器の設計手法を伝達関数の面から考えれば、(8.41) 式のサーボ制御器に対してその左既約分解 $K_2 = N_2 M_2^{-1}$ を (8.42) 式のように設計する問題であるのとらえることができる。

$$N_2(s) = \frac{400s^2 + 2.667 \times 10^4 s + 6.667 \times 10^5}{\Delta(s)}, \quad M_2(s) = \frac{s^2 + 400s}{\Delta(s)} \quad (8.42)$$

表 8.3: 提案手法によるアンチwindアップパラメータ H_2 の比較

アンチwindアップ手法	H_2	Δ
(a) アンチwindアップ手法なし	$[0\ 0]'$	$s(s + 400)$
(b) オブザーバの推定値に着目した手法 (図 8.3)	$-\hat{J} = [-10]'$	$(s + 100)^2$ (オブザーバの特性多項式)
(c) 数値的最適化による手法 [49] $\alpha = 0.6, \beta = 1 \times 10^{-3}$ $\alpha = 0.6, \beta = 1 \times 10^{-2}$ $\alpha = 0.6, \beta = 1 \times 10^{-1}$	$[9.89 \times 10^{-2} \quad -1.69 \times 10^2]'$ $[1.01 \times 10^2 \quad -1.95 \times 10^3]'$ $[1.18 \times 10^3 \quad -5.01 \times 10^4]'$	$(s + 4.36 \times 10^2)(s + 1.52 \times 10^2)$ $(s + 4.20 \times 10^3)(s + 1.62 \times 10^2)$ $(s + 2.87 \times 10^5)(s + 2.87 \times 10^1)$
(d) Tracking AW $b = 0.5$ $b = 1.0$ $b = 5$ $b = 10$	$[0 \quad -1.33 \times 10^1]'$ $[0 \quad -2.67 \times 10^1]'$ $[0 \quad -1.33 \times 10^2]'$ $[0 \quad -2.67 \times 10^2]'$	$(N/T_i T_d)(1 + T_i s)(1 + T_d/N s)$ $(s + 1.33 \times 10^1)(s + 400)$ $(s + 2.67 \times 10^1)(s + 400)$ $(s + 1.33 \times 10^2)(s + 400)$ $(s + 2.67 \times 10^2)(s + 400)$
提案するユーラパラメトリゼーションに基づく手法 (図 8.4)	$\begin{bmatrix} -\hat{J} \\ -B \end{bmatrix}$	$s(s + 100)^4$

ここで $\Delta(s)$ は制御器 (8.41) 式と同次数の多項式である。

(8.41) 式のサーボ制御器をアンチwindアップ化したときのパラメータ H_2 との関係を表 8.3 に示す。(a) アンチwindアップ手法なしの場合には $H_2 = 0$ であり、 $\Delta(s)$ は制御器 (8.41) 式の分母多項式と一致する。(b) オブザーバの推定値に着目した図 8.3 の手法では、 H_2 がオブザーバの入力行列で関連づけられ、 $\Delta(s)$ はオブザーバの特性多項式となる。(c) 数値的最適化に基づく [49] の手法では、設計パラメータ α, β により左既約分解を設計している。一方、(8.41) 式のサーボ制御器は、PID 制御器と等価な形式を有しているため、第 7.2.2 節で述べた Tracking AW をそのまま適用することも可能である。その際のパラメータ b によるアンチwindアップ制御器は、積分器のみを操作しているためその極 $s = 0$ がパラメータ b により移動することがわかる。

次に、第 7.4 節で述べた General AWBT 法によるパラメトリゼーションとの関係について示す。(7.6), (7.7) 式からわかるように、General AWBT 法は左既約分解による N_2, M_2 の出力方程式にゲイン H_o が掛けられた構造を有している。したがって 1 入出力系の場合、 H_o はスカラー定数 h_o となり、General AWBT 法により得られる V_1, U_1 は次の形式を有している。しかし、この形式では $h_o \neq 1$ の場合には $1 - U$ が直達項を有するため実現が不可能である。 $h_o = 1$ の場合には左既約分解の形式と一致する。

$$V_1(s) = h_o \frac{400s^2 + 2.667 \times 10^4 s + 6.667 \times 10^5}{\Delta(s)}, \quad U_1(s) = h_o \frac{s^2 + 400s}{\Delta(s)} \quad (8.43)$$

一方、提案するユーラパラメトリゼーションに基づく手法 (図 8.4) では、(8.41) 式の制御器に不可制御モードを付加することにより拡大された制御器を取り扱っている。この拡大された制御器はユーラパラメトリゼーションの際のオブザーバ、状態フィードバックの極を $s = -30$ と設計すると、(8.44) 式の 5 次の制御器となる。

$$K_2(s) = \frac{(400s^2 + 2.667 \times 10^4 s + 6.667 \times 10^5)(s^3 + 60s^2 + 900s)}{(s^2 + 400s)(s^3 + 60s^2 + 900s)} \quad (8.44)$$

これを提案するパラメトリゼーションにより左既約分解すると、 $\Delta(s)$ は (8.44) 式と同次数の 5 次の多項式が得られた。

$$\Delta(s) = s(s + 100)^4 \quad (8.45)$$

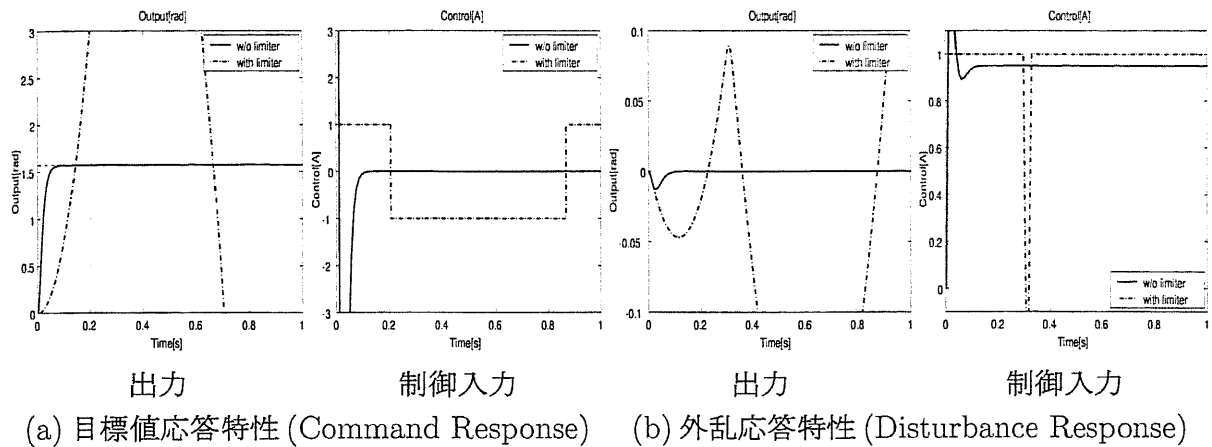


図 8.22: 位置制御系に生ずるワインドアップ現象

ワインドアップ抑圧効果

設計した制御系に生ずるワインドアップ現象を図 8.22 に示す。図 8.22(a) は目標値 $r = \pi/2$ [rad] に対する目標値応答特性である。電流リミッタがない場合、出力はオーバシュートすることなく目標値に収束する。電流リミッタを挿入すると、その影響によりワインドアップ現象が生じ、出力、制御入力とも大きく振動し制御系を不安定化している。この不安定現象は操作量飽和により生ずるリミットサイクルに起因する [51]。図 8.22(b) に入力端への 0.95 [A] の外乱に対する外乱応答を示す。外乱応答も同様に不安定化している。電流リミッタがない場合には、外乱の印加により生じた制御偏差 e を積算することにより外乱を抑圧する制御入力を生成する。電流リミッタがある場合、 e 全体を過剰に積算するためワインドアップ現象が生じている。

図 8.23 に提案手法によるワインドアップ抑圧効果と状態フィードバックゲイン K_y との関係を示す。図 8.23(a) より、 K_y を遅く設定するにしたがってワインドアップ現象が十分に抑圧されることが確認され、 $s = -30$ と設定することによりオーバシュートを生じない応答が得られる。このとき、制御入力の最大値を利用した高速な目標値応答特性が確認できる。また、図 8.23(b) より、提案手法では制御偏差 e の一部のみを積算する構造を有するため、過剰な積算が回避され安定な外乱応答が得られる。

図 8.24 に PI, PID 制御器によく用いられる Tracking AW [35] を適用した場合の結果を示す。ここでは、図 7.5 のワインドアップ抑圧のためのゲイン $1/T_t$ を

$$\frac{1}{T_t} = \frac{b}{T_I} \quad (8.46)$$

とパラメータ b を用いて設定した場合について検討した。この b を大きく設定するほど、積分項の調整作用が大きくなるため、ワインドアップ抑圧効果は大きくなるものと考えられる。フィードバックゲイン b を大きくすることによりオーバシュートは抑圧されるが、 $b = 6$ のように過大に設定すると制御入力の振動現象が生じ応答特性を悪化するため、Tracking AW では十分な抑圧性能が得られなかった。

8.6 まとめ

本章では、状態オブザーバの推定値に着目したアンチワインドアップ制御器の設計法を提案し、左既約分解による設計法との関係を明らかにした。フィードバック制御器を構成する状態オブザーバの推定値に着目し、状態オブザーバがエラーシステムの状態変数を正しく推定する

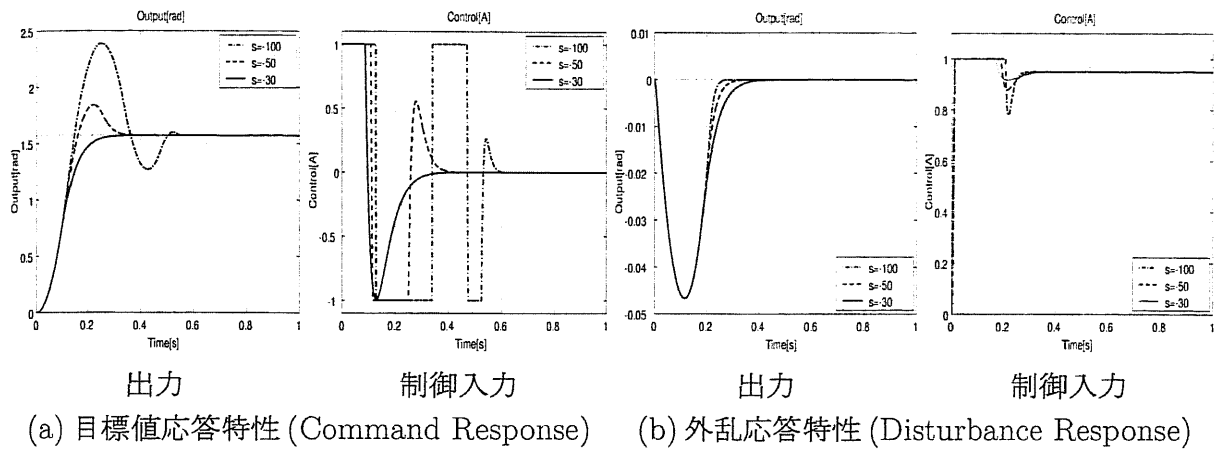


図 8.23: 提案手法によるウィンドアップ抑圧効果

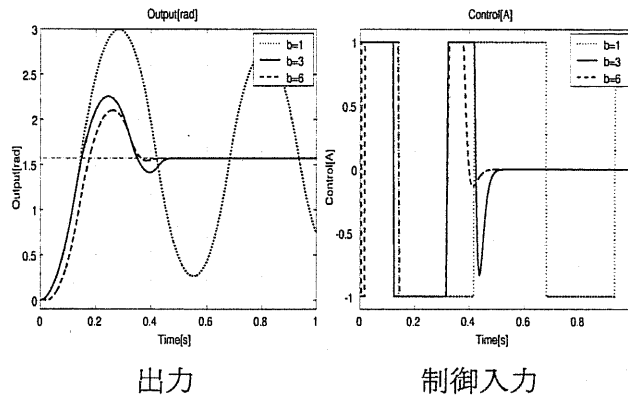


図 8.24: Tracking AWCによるウィンドアップ抑圧特性

構造について検討し、この構造が左既約分解に基づくアンチウィンドアップ制御器の構造を有することを示した。

また、ユーラパラメトリゼーションによる設計法を提案した。提案した制御系では、操作量飽和が非常に厳しい場合においても十分なウィンドアップ抑圧性能を有することを示した。提案手法は、フィードバック制御器の設計方法に依存しない一般化された方法であり、状態フィードバックゲイン K_y により抑圧特性を調整できる。提案手法の設計手順は、

1. フィードバック制御器 $K_2(s)$
2. ユーラパラメトリゼーションの状態フィードバックゲイン K_y
3. (8.27) 式による $C_{AW}(s)$

となる。 K_y は、設計されたアンチウィンドアップ制御系の目標値に対する時間応答を確認しながら設計できる。提案手法は、制御系の構造が考慮された設計法であり、最適化に基づいた従来方法と比較してより容易にアンチウィンドアップ制御系の設計を行うことが可能である。シミュレーションおよび実験により十分なウィンドアップ抑圧特性を有することが確認された。

提案手法をDCサーボモータの位置制御に適用し、ウィンドアップ抑圧特性を検討した。ユーラパラメトリゼーションによりウィンドアップ抑圧特性を調整することができる。

第9章 2自由度制御系のアンチウィンドアップ制御

9.1 はじめに

制御対象を駆動するアクチュエータは、通常、その出力に制限を持つ。高速な速度 / 位置応答を得るためには、このアクチュエータの能力を最大限に利用する必要がある。しかし、サーボ系ではアクチュエータへの入力である操作量が飽和すると、ウィンドアップ現象が生じ、制御性能を大きく劣化させる原因となる。

ウィンドアップ現象は、サーボ制御器の出力に飽和要素が存在する非線形システムに生ずる、制御量、制御入力のオーバーシュート、振動現象である。この原因は、操作量飽和が起こることにより、サーボ制御器を構成する積分器が制御誤差を過剰に積算してしまうために生ずる [36]。これは、制御器の出力と制御入力の不一致という観点からも捉えることができる [45]。

このウィンドアップ現象を防止する手法として、アンチウィンドアップ制御系の構成法が提案されている。その基本的な考え方は、操作量飽和が生じている場合の積分演算を過剰な積算をしないように処理することであり、PI/PID 制御器の積分器のみを処理する方法 [36][35]、次数の高い制御器に対し入力を修正することにより制御器の状態変数を処理する方法 [37][40] などが適用されている。

一方、これらを包括的に取り扱う方法として、制御器の既約分解表現に基づく General AWBT Framework が提案されており [46]、多くの方法を2つのパラメータにより表現することが可能である。これを簡略化した、制御器の左既約分解に基づく構成法も研究されている [45][49]。本論文では、この手法に基づいて第8章では、オブザーバと状態フィードバックにより構成された1自由度のサーボ制御器に対し、左既約分解に基づいたアンチウィンドアップ制御器の設計法を提案した。とくにユーラパラメトリゼーションを適用することにより、操作量飽和が要求される目標値より非常に厳しい場合でも、良好なウィンドアップ抑圧特性が得られることを示した [51]。しかし、この方法は外乱応答をわずかながら悪化させることがある。

モーションコントロールでは、フィードバック制御だけでなく、フィードフォワード制御をも用いた2自由度制御によるサーボ系の構成法が有効である。2自由度制御により外乱応答特性とは独立に目標値応答特性を設定できる点は大きな利点である。

2自由度制御系では、フィードフォワード特性を適切に設定することにより操作量飽和そのものを生じないような目標値応答を得ることができる。しかし、外乱やモデル化誤差が存在する場合には、それを抑圧するようなフィードバック制御が働くため、フィードフォワード制御に許される容量は減少し、操作量飽和を生ずることもある。したがって、2自由度制御系においてもフィードバック、フィードフォワード制御器のアンチウィンドアップ化を実現する必要がある。

2自由度制御系のウィンドアップ抑圧手法として、外乱オブザーバを用いて外乱補償トルクを推定、補償し、操作量飽和が生じないように指令値を変更する方法が提案されている [39]。本稿で提案する方法は、これを一般的に表現したものと捉えることができる。

本章では、フィードバック、フィードフォワード制御器の内部に操作量飽和を導入することにより、両制御器によるウィンドアップ現象を抑圧する方法を提案する。提案手法を DC サー

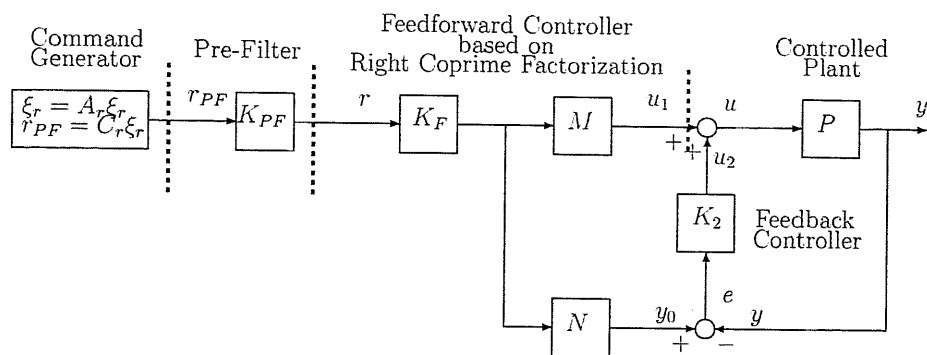


図 9.1: 本研究で検討する 2 自由度制御系全体の構成図

ボモータの位置制御系に適用し、シミュレーションおよび実験によりその効果を検討する。

9.2 検討する 2 自由度制御系の全体図

まず、本章以降で検討する 2 自由度制御系の全体図を図 9.1 に示す。このような 2 自由度制御系に対して、その操作量である u が操作量飽和を受けた場合に生ずるワインドアップ現象を回避するのが以降の目的である。

ここで、各制御器の構成を簡単に説明する。 K_2 はフィードバック制御器であり、第 8.2.1 節と同様の方法により設計できる。

伝達関数 M , N およびスカラー K_F は、制御対象のノミナルモデルの右既約分解に基づいて設計されたフィードフォワード制御器である。この右既約分解に基づいた構成では、第 9.3.1 節で述べるように、ノミナルモデルに対しては r から y , y_0 へのパスが完全に一致するため、フィードバック制御器 K_2 への入力 $e = y_0 - y = 0$ 、すなわち $u_2 = 0$ となる。フィードバック制御器 K_2 はモデル化誤差や外乱が作用した場合のみ、それを抑圧するように制御するという構造をもつ。

K_{PF} はプレフィルタであり、右既約分解に基づくフィードフォワード制御器への目標値を整形する役割をもつ。制御系全体への目標値は、目標関数発生器により生成される。

本論文では、2 自由度制御系全体を以上のようなブロックに分割して取り扱い、アンチワインドアップ制御系を構成することにする。このうち、フィードバック制御器 K_2 に関しては、第 8.2 節で提案した手法がほぼそのまま適用可能である。したがって本章以降では、それ以外のフィードフォワード制御に関する部分のアンチワインドアップ化について検討を行うことにする。

第 9 章では、問題の簡略化のため、右既約分解によるフィードフォワード制御器のみを検討する。すなわち、プレフィルタを 1 とし、目標関数発生器としてステップ指令を出力するもののみを考える。この構造を用いて、もっとも基礎的なフィードフォワード制御器のアンチワインドアップ手法を導出することを目的とする。

第 10 章では、目標値への追従制御系について検討し、プレフィルタおよび目標関数発生器が存在すると仮定して、第 9 章で得られた結果に基づき、図 9.1 全体のアンチワインドアップ手法を提案する。

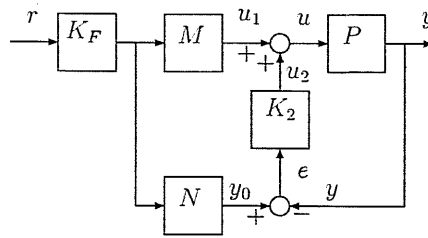


図 9.2: ノミナルモデルの右既約分解表現を用いた 2 自由度制御系の基本構造

9.3 2 自由度制御系の構造とウィンドアップ現象

9.3.1 2 自由度制御系の基本構造

本節では、前節で得られたフィードバック制御系のアンチウィンドアップ手法の 2 自由度制御系への適用について検討する。ここで検討する 2 自由度制御系の構造を図 9.2 に示す [52][53]。この構造は、2 自由度制御系の一般的な表現方法である。ここで、 K_2 はフィードバック制御器であり、モデル化誤差、外乱の抑圧特性などを考慮して設計される。一方、フィードフォワード制御器は、制御対象 P の右既約分解 N 、 M および K_F により設計され、 K_F により目標値応答特性 G_{yr} が決定される。ただし、

$$P_n = NM^{-1} \quad (9.1)$$

$$G_{yr} = NK_F \quad (9.2)$$

である。ここで、 r から y_0 への伝達特性 G_{y_0r} は NK_F であり G_{yr} と一致する。よく知られているように、制御対象のモデル化誤差、外乱などが存在しない場合には $y_0 = y$ となり、フィードバック制御器は作用しない。すなわち、2 自由度制御系では、フィードバック特性は K_2 により決定され、これとは独立に (9.2) 式により目標値応答特性は K_F により設計される。

なお、以下の説明を容易にするため、図 9.2 をノミナルモデル P_n が現れる形式に等価変換しておく。

図 9.2 において、 G_{y_0r} は (9.1) 式を用いれば (9.3) 式のようにフィードフォワード部分 K_1 とノミナルモデル P_n に分解できる。

$$G_{y_0r} = NK_F = P_n K_1 \quad (9.3)$$

ただし、

$$K_1 = MK_F \quad (9.4)$$

このノミナルモデル P_n 、 K_1 を用いると、図 9.2 は図 9.3 のように変換できる。以下では、図 9.3 に現れる制御対象のノミナルモデル P_n を用いることにより説明が簡潔になるため、図 9.3 の構造を用いることにする。

9.3.2 フィードバック制御系によるウィンドアップ現象抑圧手法の問題点

図 9.2 に示した 2 自由度制御系の基本構造において、操作量飽和が生じた場合を考える (図 9.4)。この場合、制御量 y は操作量飽和の影響を受けるため、一般的に $y \neq y_0$ である。

この操作量飽和の影響は、2 つの観点からとらえることができる。ひとつは、操作量飽和の影響を制御対象のモデル化誤差あるいは外乱とみなすことである。この場合、操作量飽和の影響はフィードバック特性により補償することになる。

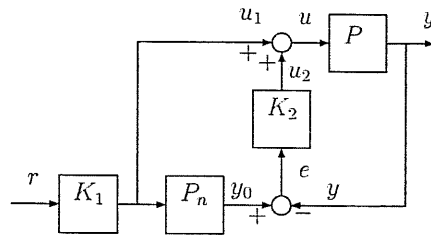


図 9.3: ノミナルモデルにより表現した 2 自由度制御系の基本構造

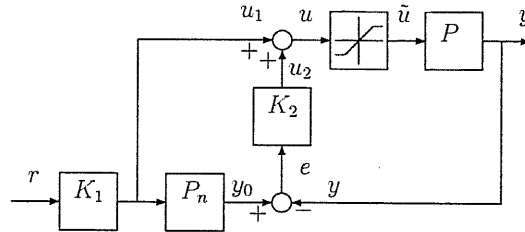


図 9.4: 操作量飽和の 2 自由度制御系への影響

ここでは、まずこのフィードバック特性による操作量飽和の影響の補償について考えてみよう。以下では、説明の簡略化のため、制御入力 u が正の方向に飽和していると仮定する。すなわち、 $u > \tilde{u}$ である。2 自由度制御系の出力 u に対して操作量飽和を受けた実際の操作量を \tilde{u} とし、(9.5)式のように u, \tilde{u} の差を Δu と定義する。

$$\Delta u = u - \tilde{u} \quad (9.5)$$

Δu を図 9.4 上で表すと図 9.5 が得られる。ここで、 d は実際に制御対象に加わる入力端外乱である。図 9.5 から容易にわかるように、この Δu は、操作量 u からみると、入力端に加わる外乱 d と等価にみなされることになる。

制御系が線形の場合、すなわち $\Delta u = 0$ の場合、フィードバック制御器 K_2 は入力端に加わった外乱を抑圧するようにフィードバック制御を行う。すなわち、静的には K_2 の出力である u_2 は入力端外乱 d だけ増加することになる。これにより定常特性として外乱を抑圧するフィードバック制御系となる。

一方、 u に操作量飽和が生じて $\Delta u \neq 0$ の場合には、フィードバック制御器は Δu と d をまとめて外乱とみなしてしまう。したがって、 $\Delta u + d$ を抑圧するようにフィードバック制御器 K_2 の出力 u_2 を増加させるように制御を行う。すなわち、制御入力 u が飽和している場合にはそれを減ずるようにすべきであるところを、逆に u_2 の増加によりさらに制御入力の飽和を悪化させていることになってしまうのである。これは、線形なフィードバック制御器では、本来の入力端外乱 d と操作量飽和により生じた Δu を区別できないことが原因となっている。このような理由により、2 自由度制御系での目標値応答で生ずる操作量飽和に関しては、フィードバック制御系の特性によりウィンドアップ現象を抑圧するのは非常に困難であることがわかる。

これをフィードフォワード制御器 K_1 やノミナルモデル P_n から考えると、 K_1 や P_n は実際の制御対象に存在する操作量飽和を考慮していないことが原因であると考えられる。すなわち、 K_1 や P_n は操作量飽和を考慮せずに、目標値応答の規範となる高速なモデルの出力 y_0 や、 y_0 を実現するためのフィードフォワード制御入力 u_1 を生成する。フィードバック制御系は、操作量飽和により実現不可能な出力 y_0 に追従させようとするため、さらには出力 u_2 を増加させ、ウィンドアップ現象を生じさせてしまうのである。

以上の考察から、2 自由度制御系の目標値応答では操作量飽和の影響を回避するためには、フィードフォワード制御器 K_1 やノミナルモデル P_n の内部で、操作量飽和に積極的に対処する

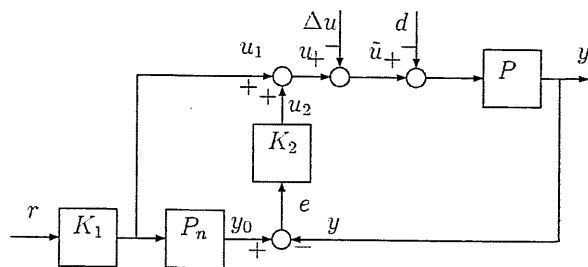


図 9.5: フィードバック特性によるwindアップ抑圧の問題点

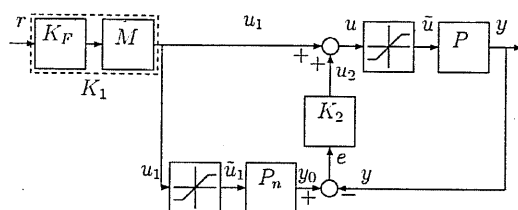


図 9.6: リミッタを持つフィードフォワード制御器の構成

ことが必要になるのである。

次節では、フィードフォワード制御器の内部で操作量飽和を考慮するため、操作量飽和をフィードフォワード制御器にモデル化することを提案する。

9.4 2自由度制御系におけるアンチwindアップ制御の提案

9.4.1 フィードフォワード制御器のアンチwindアップ化

本節では、フィードフォワード制御器の内部で操作量飽和を考慮し、目標値応答でのwindアップ現象の抑圧方法について述べる。はじめに、伝達関数表現に基づいた設計法を提案し、次に、そこで得られた手法を状態空間での右既約分解によるフィードフォワード制御器の設計法に基づいて、状態空間で表現する。

操作量飽和のフィードフォワード制御器へのモデル化

2自由度制御系の目標値応答では、フィードバック制御器だけでなく、フィードフォワード制御器でも操作量飽和を積極的に考慮する必要があることを第9.3.2節で示した。ここでは、フィードフォワード制御器に操作量飽和を取り込み、 $y_0 = y$ とする方法を提案する。本方法では、フィードバック特性は操作量飽和の補償には利用しないことが特徴である。

図9.6のように r から y_0 の経路にリミッタモデルを挿入すると、 r から y, y_0 への特性は完全に一致することがわかる。すなわち、図9.6の構成にすれば、操作量飽和が生じた際にも $y_0 = y$ となり、フィードバック制御器 K_2 は作用しない。

目標値応答特性の設計

次に、図9.6において、 r から y_0 までのフィードフォワード特性について考える。図9.6の方法では、フィードフォワード制御 u_1 の操作量飽和の影響を考慮していないため、設計された目標値応答特性が達成されない。具体的には、フィードフォワード制御器 MK_F により生成され

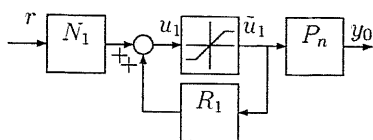


図 9.7: フィードフォワード制御器の左既約分解

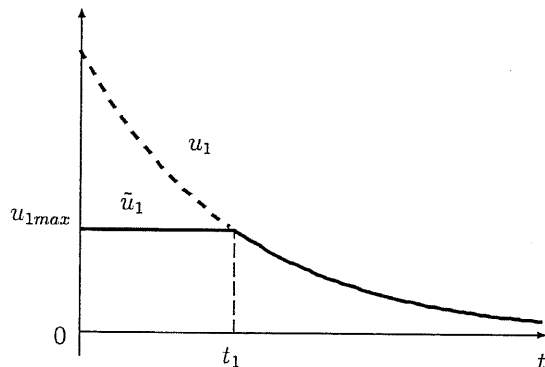


図 9.8: フィードフォワード制御 u_1 のラプラス変換

るフィードフォワード制御 u_1 のうち、一部のみが制御対象に入力されるため、 y_0 が設計された定常状態に達しない。

このフィードフォワード制御のリミッタの影響を回避するには、 u_1 のリミッタの影響を K_1 へ反映させる必要がある。ここでは、 K_1 を形式的に N_1, M_1 により左既約分解し、図 9.7 のように $R_1 = 1 - M_1$ のループにリミッタを挿入することにより、リミッタの情報を K_1 に反映する方法を検討する。ここで、左既約分解を用いた方法を採用するのは、図 7.17 に示したように、操作量飽和を受けた量に応じて $u_1 - \tilde{u}_1$ をフィードバックゲインを介して制御器の状態変数へ返す効果を持つからである。なお、本節の以下の議論では、時間領域とラプラス変換された周波数領域の量が混在して出てくるので、これらを $u_1(t), u_1(s)$ のように区別して表記する。

図 9.7 によると、 u_1 は s 領域では (9.6) 式のように書ける。

$$u_1(s) = N_1(s)r(s) + R_1(s)\tilde{u}_1(s) \quad (9.6)$$

ただし、

$$K_1(s) = M_1(s)^{-1}N_1(s) \quad (9.7)$$

$$R_1(s) = 1 - M_1(s) \quad (9.8)$$

ここで、図 9.8 のように、 $u_1(t)$ の操作量飽和が生じた区間を時間領域で $[0, t_1]$ とすると、 $\tilde{u}_1(s)$ は $u_1(s)$ を用いて以下のように表される。

$$\tilde{u}_1(s) = \int_0^{\infty} \tilde{u}_1(t)e^{-st} dt = u_1(s) - \Delta u_1(s) \quad (9.9)$$

ただし、

$$\Delta u_1(s) = \int_0^{t_1} [u_1(t) - \tilde{u}_1(t)] e^{-st} dt \quad (9.10)$$

(9.10) 式の第 1 項の積分は区間 $[0, t_1]$ における u_1 の有限ラプラス変換 [54] である。(9.6), (9.9) 式から u_1 を消去すると \tilde{u}_1 が (9.11) 式のように得られ、 $y_0 = P_n \tilde{u}_1$ により y_0 が得られる。

$$\tilde{u}_1(s) = K_1(s)r(s) + M_1(s)^{-1}\Delta u_1(s) \quad (9.11)$$

$$y_0(s) = P_n(s)K_1(s)r(s) + P_n(s)M_1(s)^{-1}\Delta u_1(s) \quad (9.12)$$

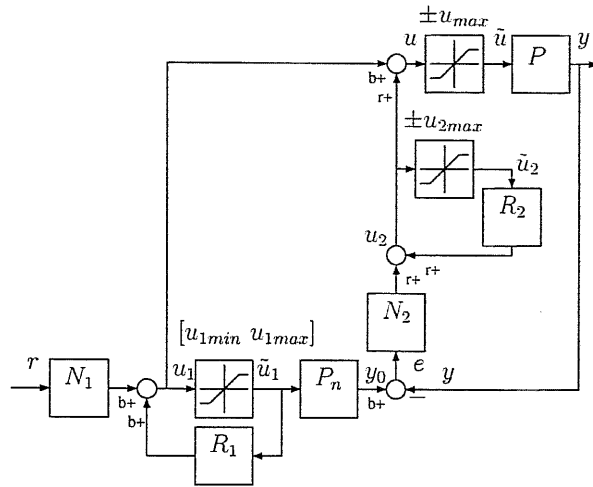


図 9.9: 2 自由度制御系のアンチwindアップ化

ここで、(9.12) 式の第 1 項は、(9.3) 式と比較することにより操作量飽和がない場合の G_{y0r} に一致する。すなわち、この項の最終値 ($t \rightarrow \infty$) は目標値に到達することがわかる。(9.12) 式の第 2 項は操作量飽和により生じた項であり、この項の最終値は 0 でなければならない。すなわち、

$$\lim_{s \rightarrow 0} s P_n(s) M_1(s)^{-1} \Delta u_1(s) = 0 \quad (9.13)$$

(9.13) 式で、 $\lim_{s \rightarrow 0} \Delta u_1 = 0$ となるのは、(9.9), (9.10) 式から $\tilde{u}_1|_{s \rightarrow 0} = u_1|_{s \rightarrow 0}$ となるときであり、操作量飽和が生じない場合であると考えられる。したがって、

$$\lim_{s \rightarrow 0} s P_n(s) M_1(s)^{-1} = 0 \quad (9.14)$$

である。すなわち、(9.14) 式を満たすように (9.7) 式の左既約分解を求めることが必要となる。

9.4.2 2 自由度制御系のアンチwindアップ化の構成法

以上に述べたフィードバック、フィードフォワード制御器のアンチwindアップ化をまとめて、アンチwindアップ化された 2 自由度制御系を図 9.9 のように構成する。フィードバック制御 u_2 は、モデル化誤差や外乱などを抑圧するものであるから、フィードフォワード制御 u_1 より優先されなければならない [39]。したがって、ここでは u_2 のリミッタ u_{2max} を u のリミッタ u_{max} と等しくする。一方、フィードフォワード制御 u_1 のリミッタは、以下の各場合が考えられる。

1. $u_2 = 0$: u_1 は操作量の全ての容量を利用できる。すなわち、 $|u_1| \leq u_{max}$ 。
2. $0 < u_2 \leq u_{max}$: u_1 は正方向には u_2 分だけ容量が減少し、負方向には u_2 分だけ増加する。すなわち、 $-(u_2 + u_{max}) \leq u_1 \leq u_{max} - u_2$ 。
3. $-u_{max} \leq u_2 < 0$: 2. と同様に $-(u_{max} - u_2) \leq u_1 \leq u_{max} + u_2$ 。
4. $|u_2| > u_{max}$: $u_1 = 0$ 。

このように、提案手法はフィードフォワード制御 u_1 のリミッタが u_2 の大きさに依存して変動する構成となる。

9.4.3 提案手法の状態空間での表現

ここでは、第9.4.1節で述べた提案手法を、状態空間で表現し、アンチwindアップ制御器のパラメータについて明らかにする。

まず、状態空間で(9.15)式のように表現された制御対象のノミナルモデル P_n を考える。

$$P_n = \left[\begin{array}{c|c} A_p & B_p \\ \hline C_p & 0 \end{array} \right] \quad (9.15)$$

P_n の右既約分解 N, M はパラメータ F を用いることにより(9.17), (9.18)式のように設計される[48]。

$$P_n = NM^{-1}, \quad (9.16)$$

$$N = \left[\begin{array}{c|c} A_p + B_p F & B_p \\ \hline C_p & 0 \end{array} \right], \quad (9.17)$$

$$M = \left[\begin{array}{c|c} A_p + B_p F & B_p \\ \hline F & 1 \end{array} \right] \quad (9.18)$$

フィードフォワード制御器は、制御対象 P_n の右既約分解 N, M および K_F により設計され、目標値応答特性 G_{yr} が(9.19)式のように設計される。ただし、 K_F は定数とする。すでに述べたように、2自由度制御系ではノミナルモデルに対して r から y, y_0 の特性 G_{yr}, G_{y_0r} が一致するという特徴を持つ。すなわち、 $y = y_0$ であるためノミナルモデルに対してはフィードバック制御 u_2 は0である。

$$G_{yr} = NK_F \quad (9.19)$$

次に、(9.18)式を用いて、(9.4)式の K_1 を状態空間で表現すると(9.20)式が得られる。

$$K_1 = \left[\begin{array}{c|c} A_p + B_p F & B_p K_F \\ \hline F & K_F \end{array} \right] \quad (9.20)$$

さらに、この K_1 をパラメータ H_1 を用いて(9.7)式のように左既約分解すると(9.21), (9.22)式のように M_1, N_1 が得られる。

$$M_1 = \left[\begin{array}{c|c} A_p + B_p F + H_1 F & H_1 \\ \hline F & 1 \end{array} \right], \quad (9.21)$$

$$N_1 = \left[\begin{array}{c|c} A_p + B_p F + H_1 F & B_p K_F + H_1 K_F \\ \hline F & K_F \end{array} \right] \quad (9.22)$$

ただし、

$$K_1 = M_1^{-1} N_1 \quad (9.23)$$

第9.4.1節で得られた結果は、本節の(9.15), (9.21)式に関して(9.14)式が成立することである。

(9.14)式と左既約分解のパラメータ H_1 について検討しよう。まず、 P_n が $s=0$ を極として持つ場合、(9.13)式はその極を M_1 の極で相殺すべきことを示している。次に、 P_n が不安定極および収束の遅い極を持っている場合にも、(9.12)式の右辺第2項が不安定および遅い収束特性を有することになるため、それらの極を M_1 の極で相殺するのがよいと考えられる。すなわち、(9.21), (9.22)式において、

$$B_p F + H_1 F = 0 \quad (9.24)$$

となるように $H_1 = -B_p$ と選ばばよい。

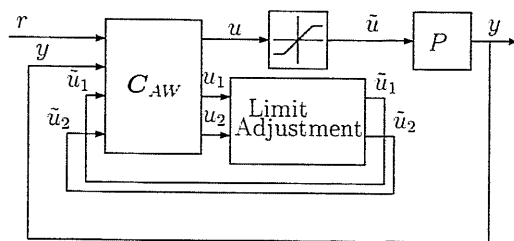


図 9.10: 2 自由度制御系のアンチwindアップ手法の実現

9.4.4 アンチwindアップ制御系全体の実現

提案する 2 自由度制御系のアンチwindアップ化は以下のようにして実現できる。

図 9.2 に示した 2 自由度制御系は、 r, y を入力、 u を出力とする 2 入力 1 出力系として定式化できる。図 9.9 に示したアンチwindアップ制御系では、フィードフォワード、フィードバックのリミッタの出力 \tilde{u}_1, \tilde{u}_2 を新たに入力とみなすことにより、 $r, y, \tilde{u}_1, \tilde{u}_2$ を入力、 u, u_1, u_2 を出力とする 4 入力 3 出力の制御器 C_{AW} として実現できる。すなわち、 C_{AW} は、

$$\begin{bmatrix} u \\ u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_1 & -N_2 & R_1 + N_2 P_n & R_2 \\ N_1 & 0 & R_1 & 0 \\ 0 & -N_2 & N_2 P_n & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ y \\ \tilde{u}_1 \\ \tilde{u}_2 \end{bmatrix} \quad (9.25)$$

で表される制御器を最小実現すればよい。(9.25) 式で \tilde{u}_1, \tilde{u}_2 から u, u_1, u_2 へのパスには直達項が含まれないため、この形で実現可能である。(9.25) 式の C_{AW} と第 9.4.2 節のフィードバック、フィードフォワード制御の調整法を用いて、全体の制御系を図 9.10 のように実現すればよい。

9.5 提案手法の構造および特徴

本節では、前節で提案した 2 自由度制御系のアンチwindアップ手法に関して、とくにフィードフォワード制御器の構造を検討する。とくに、線形なフィードフォワード制御器との関係について述べ、提案手法が非常に簡潔な構造を有していることを明らかにする。

9.5.1 右既約分解による線形なフィードフォワード制御器との関係

ここで、図 9.2 の線形な 2 自由度制御系を考えよう。フィードフォワード制御器の設計は、制御器の内部に設定されたノミナルモデル P_n に対して、 r から y_0 までの目標値応答特性として希望する特性 G_{y_0r} が得られるようにフィードフォワード制御器 K_1 を設計するものである。すなわち、(9.26), (9.27) 式のノミナルモデル P_n に対して前置補償器により G_{y_0r} を設計することであると考えることができる。

$$\dot{x}_p = A_p x_p + B_p u_1 \quad (9.26)$$

$$y_0 = C_p x_p \quad (9.27)$$

この目標値応答特性 G_{y_0r} を設計するため、右既約分解による設計法では図 9.11 に示すようにノミナルモデルの状態変数 x_p を用いた状態フィードバック

$$u_1 = F x_p + K_F r \quad (9.28)$$

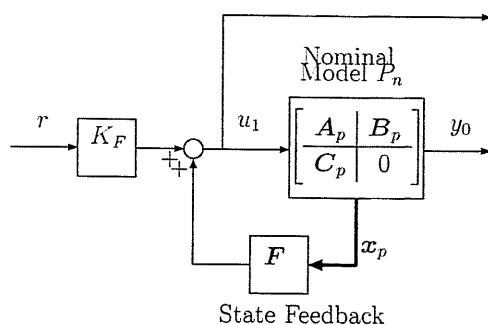


図 9.11: 状態フィードバックを用いた目標値応答特性の設計

を施している。 x_p は制御器内にモデル化されたノミナルモデル P_n の状態変数であるため直接、状態フィードバックに利用できる。オブザーバによる状態変数の推定は必要ない。この状態フィードバックにより望ましい極をもつ目標値応答特性 G_{y_0r} が得られる。(9.26)-(9.28) 式を r を入力、 u_1, y_0 を出力とするシステムとして書き表すと (9.29)-(9.31) 式が得られる。

$$\dot{x}_p = (A_p + B_p F)x_p + B_p K_F r \quad (9.29)$$

$$u_1 = F x_p + K_F r \quad (9.30)$$

$$y_0 = C_p x_p \quad (9.31)$$

以上より、右既約分解に基づくフィードフォワード制御器は、ノミナルモデル P_n の右既約分解である (9.17), (9.18) 式の M, N を用いて (9.32) 式のように表される。

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M \\ N \end{bmatrix} K_F r = \left[\begin{array}{c|c} A_p + B_p F & B_p K_F \\ \hline F & K_F \\ C_p & 0 \end{array} \right] r \quad (9.32)$$

次に、前節で提案した図 9.9 のアンチwindアップ制御系を考えよう。ノミナルモデルの状態方程式は、モデル化したリミッタの出力 \tilde{u}_1 を用いて

$$\dot{x}_p = A_p x_p + B_p \tilde{u}_1 \quad (9.33)$$

$$y_0 = C_p x_p \quad (9.34)$$

と表される。(9.21), (9.22) 式のアンチwindアップ制御器 C_{AW1} は提案するパラメトリゼーション $H_1 = -B_p$ を用いると (9.35), (9.36) 式と表現できる。

$$\dot{x}_1 = A_p x_1 + B_p \tilde{u}_1 \quad (9.35)$$

$$u_1 = F x_1 + K_F r \quad (9.36)$$

ここで、各状態変数 x_p, x_1 について検討しよう。(9.33), (9.35) 式により、状態変数 x_p, x_1 は同一の係数をもつ状態方程式により更新されることがわかる。したがって、その初期値 $x_p(0), x_1(0)$ が一致すれば、その後、常に $x_p(t) = x_1(t)$ と一致する。これを用いれば (9.33)-(9.36) 式は以下のように書き表される。

$$\dot{x}_p = A_p x_p + B_p \tilde{u}_1 \quad (9.37)$$

$$u_1 = F x_p + K_F r \quad (9.38)$$

$$y_0 = C_p x_p \quad (9.39)$$

(9.37)-(9.39) 式の制御器をブロック図で表現すると図 9.12 が得られる。すなわち、提案手法では、線形なフィードフォワード制御器の出力 u_1 にリミッタモデルを挿入することにより、ノミナルモデル P_n の状態更新を調整する手法ととらえることができる。

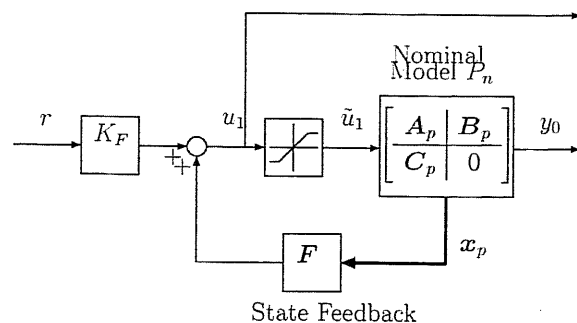


図 9.12: 状態フィードバックを用いたフィードフォワード制御器のアンチwindアップ化

9.5.2 既存のアンチwindアップ手法との関係

本節では、既存のアンチwindアップ手法として優れた性能を有する [40] の方法を取りあげ、提案手法との関係を明らかにしよう。[40] では、離散時間制御器に対するアンチwindアップ制御器の設計法を提案している。制御器がプロパな場合、厳密にプロパな場合に対して、異なる手法が提案されている。

ここでは、説明の簡略化のため、離散時間制御器がプロパな場合について考える。制御器の状態空間表現は

$$\mathbf{x}[i+1] = \mathbf{A}\mathbf{x}[i] + \mathbf{b}e[i] \quad (9.40)$$

$$u[i] = \mathbf{c}\mathbf{x}[i] + de[i] \quad (9.41)$$

で表される。制御器をプロパであると仮定しているため、直達項が存在する。すなわち $d \neq 0$ である。(9.41) 式による操作量 $u[i]$ がリミット値より大きい場合には操作量飽和が生じ $\tilde{u}[i] \neq u[i]$ となる。ここでは、(9.41) 式の出力方程式を用いて制御器への入力 $e[i]$ を $\tilde{e}[i]$ へと修正する。すなわち、

$$\tilde{u}[i] = \mathbf{c}\mathbf{x}[i] + d\tilde{e}[i] \quad (9.42)$$

となるように $e[i]$ を修正する。(9.41), (9.42) 式から $\tilde{e}[i]$ は

$$\tilde{e}[i] = e[i] - \frac{u[i] - \tilde{u}[i]}{d} \quad (9.43)$$

と求められる。この修正された入力 $\tilde{e}[i]$ を用いて、制御器の状態遷移方程式を (9.40) 式から

$$\mathbf{x}[i+1] = \mathbf{A}\mathbf{x}[i] + \mathbf{b}\tilde{e}[i] \quad (9.44)$$

と変更する。すなわち、文献 [40] の方法では、状態空間での制御器に関して、(9.41) 式で出力方程式を評価し、(9.44) 式で状態遷移方程式を評価する方法となっている。

なお、文献 [40] では明らかにされていないが、この方法もこれまでの議論と同様に制御器の左既約分解を用いることにより 1 パラメータを用いて表現することができる。このフリーパラメータ \mathbf{H}_1 を明らかにするため、(9.41), (9.43), (9.44) 式を第 7.5.1 節の議論と同様に、 e, \tilde{u} を入力、 u を出力とする 2 入力 1 出力系として表現すると、(9.45), (9.46) 式のアンチwindアップ制御器が得られる。

$$\mathbf{x}[i+1] = (\mathbf{A} - \mathbf{b}d^{-1}\mathbf{c})\mathbf{x}[i] + \mathbf{b}d^{-1}\tilde{u}[i] \quad (9.45)$$

$$u[i] = \mathbf{c}\mathbf{x}[i] + de[i] \quad (9.46)$$

(9.45), (9.46) 式は、線形な制御器 (9.40), (9.41) 式を入力行列 \mathbf{b} 、直達行列 d を用いて、フリーパラメータ $\mathbf{H}_1 = -\mathbf{b}d^{-1}$ で左既約分解したものであることが容易にわかる。また、(9.43) 式で

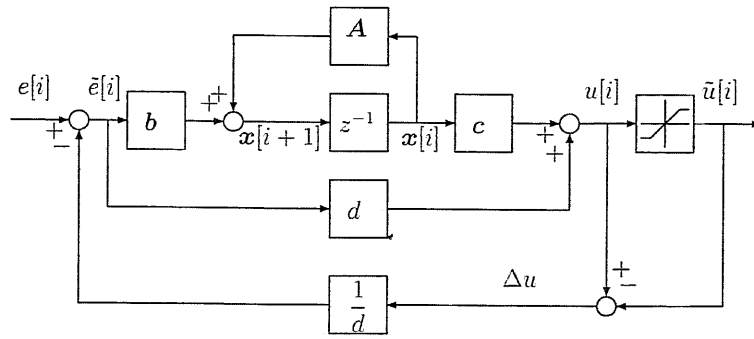


図 9.13: 直達項をもつデジタルサーボ系のアンチwindアップ手法 [40]

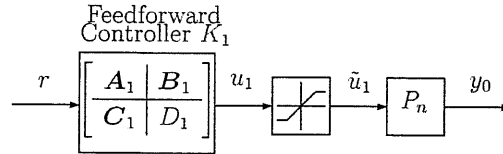


図 9.14: フィードフォワード制御器と操作量飽和の構成

得られる修正入力 \tilde{e} は実際の入力 e のうちどれほどが実際に制御入力として利用されたかを示す量としてとらえることができる。制御器が直列に接続されている場合には、この \tilde{e} を前段の制御器にフィードバックすることにより、前段の制御器では後段での操作量飽和を考慮することが可能となる。これについては、第 10 章でその構成法について触れている。

一方、第 9.4.3 節で提案したフリーパラメータ H_1 についても、まったく同様に入力行列 $B_p K_F$ 、直達行列 K_F を用いて $H_1 = -B_p$ とする結果が得られる。この意味で、提案手法は [40] と同様の構造を有していると考えられる。しかし、[40] ではフィードバック制御器のアンチwindアップ化にこの構造を適用することを提案している。また、操作量飽和により生じた Δu のフィードバックゲインは d^{-1} というスカラであり、図 9.13 に示すように制御器の入力端にフィードバックする形になっている。これに対し、本研究ではこの構造をフィードフォワード制御器のアンチwindアップ化に適用することを提案している。また、第 8 章で示したように、フィードバック制御器のアンチwindアップ化には、オブザーバの推定値に着目した手法を提案している。フィードバック制御器については Δu をベクトルのフィードバックゲイン $H_2 = -B, \hat{J}$ により制御器の状態変数に直接フィードバックしている点が特徴的である。

9.5.3 フィードフォワード制御器の逆システムとの関係

本節では、フィードフォワード制御器の逆システムの観点から提案手法を関連づけて、その関係を明らかにしよう。

ここでは、図 9.14 に示されるフィードフォワード制御器 K_1 について検討する。フィードフォワード制御器 K_1 の状態空間表現を以下のように表す。

$$\dot{x}_1 = A_1 x_1 + B_1 r \quad (9.47)$$

$$u_1 = C_1 x_1 + D_1 r \quad (9.48)$$

まず、第 9.5.2 節の手法と同様に、(9.48) 式を用いて操作量飽和を受けた \tilde{u}_1 から \tilde{r} を求めることを考えよう。そのため、まず (9.47), (9.48) 式からフィードフォワード制御器 K_1 の逆システム

K_1^{-1} 、すなわち u_1 を入力、 r を出力とするシステムを考えると、(9.49)、(9.50) 式が得られる。

$$\dot{x}_1 = (A_1 - B_1 D_1^{-1} C_1) x_1 + B_1 D_1^{-1} u_1 \quad (9.49)$$

$$r = -D_1^{-1} C_1 x_1 + D_1^{-1} u_1 \quad (9.50)$$

この K_1^{-1} の出力方程式 (9.50) 式を用いると、第 9.5.2 節で \bar{e} に相当する \bar{r} として、

$$\bar{r} = -D_1^{-1} C_1 x_1 + D_1^{-1} \bar{u}_1 \quad (9.51)$$

が得られる。以降では、この \bar{r} を r に関する等価入力と呼ぶこととする。状態変数の更新には、(9.47) 式において入力 r のかわりに等価入力 \bar{r} を用いて

$$\dot{x}_1 = (A_1 - B_1 D_1^{-1} C_1) x_1 + B_1 D_1^{-1} \bar{u}_1 \quad (9.52)$$

を評価する。すなわち、制御器の演算順序としては、以下のようになる。

1. 出力方程式として (9.48) 式を評価
2. 操作量飽和を受けた入力 \bar{u}_1 を求める
3. 等価入力 \bar{r} を用いて状態方程式により状態を更新。実際には \bar{u}_1 を用いて (9.52) 式により状態を更新

すなわち、アンチwindアップ制御器 C_{AW1} のシステム行列として、もとの制御器 K_1 の逆システムのシステム行列を用いることにより、制御器の状態を更新している。この構造を用いることにより、提案するアンチwindアップ制御器 C_{AW1} の極は、もとの制御器 K_1 の零点と一致する。したがって、もとの制御器 K_1 が不安定零点を有する場合には、それがアンチwindアップ制御器 C_{AW1} の不安定極として現れることとなり、制御器としての安定性が問題となると考えられる。この問題点については、第 10.6.5 節において、零位相誤差追従制御器 (ZPETC) によるフィードフォワード制御器に対するアンチwindアップ手法において具体的な数値例を与えて数値的な検討を行う。

なお、直感的にはこの不安定性の問題は以下のような観点から実用上問題とはならないと考えられる。まず、 u_1 に操作量飽和が生じない場合には、アンチwindアップ制御器 C_{AW1} は K_1 と等価であるため、 K_1 の極が全て安定であればよいと考えられる。

一方、 u_1 に操作量飽和が生じた場合には、 C_{AW1} の不安定極が影響を及ぼすこととなる。この場合、 u_1 は不安定性により発散する傾向にあることになるが、 C_{AW1} の状態更新を入力 \bar{u}_1 を用いて行うことにより、不安定性を回避していると考えられる。

これを説明するため、(9.5) 式と同様に、フィードフォワード制御 u_1 と、モデル化したリミッタの出力である \bar{u}_1 の関係を

$$\Delta u_1 = u_1 - \bar{u}_1 \quad (9.53)$$

と表す。(9.53) 式を用いて、安定性を議論している (9.52) 式から \bar{u}_1 を消去すると、

$$\dot{x}_1 = A_1 x_1 + B_1 (r - D_1^{-1} \Delta u_1) \quad (9.54)$$

が得られる。これは、図 9.15 のように制御器 K_1 の入力端に $D_1^{-1} \Delta u_1$ が外乱として加わることを意味している。したがって、制御器 K_1 が安定であれば、すなわち A_1 の極が全て安定であれば、提案手法によるフィードフォワード制御器のアンチwindアップ化は安定となると考えられる。

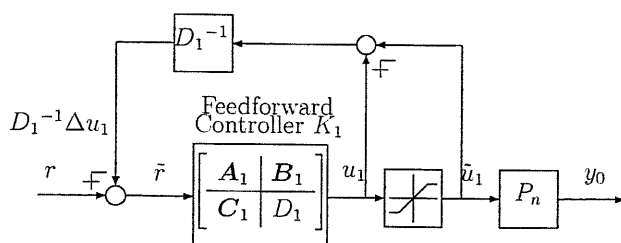


図 9.15: 逆システムを用いたアンチwindアップ制御器の安定性に関する検討

9.5.4 提案手法による制御系の演算量に関する検討

ここでは、フィードバック制御器、フィードフォワード制御器に関して提案したアンチwindアップ手法を適用した場合の演算量に関する考察を述べたい。

2自由度制御系におけるフィードバック制御器をアンチwindアップ化するには、目標値応答特性を考慮する必要は無いため、第8.2.4節で提案した手法を適用しなくても第8.2.2節、第8.2.3節の方法で十分であると考えられる。ここでは、第8.2.2節の全次元状態オブザーバによる手法について検討する。線形なフィードバック制御器 K_2 は (8.5) 式を用いて、以下のように書ける。

$$\dot{\hat{\xi}} = (A + LC - BK)\hat{\xi} + Le \quad (9.55)$$

$$u_2 = -K\hat{\xi} \quad (9.56)$$

一方、このフィードバック制御器を提案手法によりアンチwindアップ化されたものは、(8.6)、(8.7) 式で表される。

$$\dot{\hat{\xi}} = (A + LC)\hat{\xi} + B\tilde{u} + Le$$

$$u = -K\hat{\xi}$$

これらを比較すると、フィードバック制御系ではアンチwindアップ化により入力が1変数増加したぶんだけ状態方程式の演算量が増加することがわかる。これはシステム行列の演算量 $(A + LC - BK)\hat{\xi}$ と比較すれば、それほど大きな増加ではないと考えられる。

次に、本章で提案したフィードフォワード制御器の演算量について検討しよう。線形なフィードフォワード制御器の演算は、制御対象のノミナル値 P_n の右既約分解を用いて (9.29)-(9.31) 式で与えられた。一方、これを提案手法によりアンチwindアップ化すると、その状態方程式は最終的に (9.37)-(9.39) 式で表現できた。これらを比較すれば、フィードフォワード制御器に関しては、アンチwindアップ化により演算量は増加しないことがわかる。

このように、提案手法では各制御器の演算量自体はそれほど増加しないと考えられる。しかし、第9.4.2節で提案したフィードバック、フィードフォワード制御の調整法に関する演算量は、 u_2 , u_1 の大きさに依存した条件分岐を必要とすることから、ある程度の演算量が必要になると考えられる。また、操作量飽和のない線形制御系に対しては、あらかじめ与えられた目標値 r に対してフィードフォワード制御 u_1 やノミナルモデルの出力 y_0 の時系列を計算しておき、テーブルとしてもつ場合もある。このような場合と比較すれば、提案手法ではフィードフォワード制御器の (9.37)-(9.39) 式だけ演算量は増加する。

9.6 シミュレーション/実験結果: 1- 連続時間系での検討

9.6.1 2自由度制御系の設計

前節の提案手法を DC サーボモータの位置制御系に適用し、ワインドアップ現象の抑圧効果について検討する。各パラメータは表 8.2 と同一である。

制御対象のノミナルモデル P_n を 2 階積分系とし、状態空間で (9.57) 式のように設定する。

$$P_n = \frac{K_t}{Js^2} = \left[\begin{array}{c|c} A_p & B_p \\ \hline C_p & 0 \end{array} \right] \quad (9.57)$$

フィードバック制御器 K_2 は、状態空間での外乱オブザーバの設計法により設計する。(9.58) 式に、0 次の外乱モデルを状態変数に含めた拡大系を示す。

$$A = \begin{bmatrix} A_p & -B_p \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [C_p \quad 0], \quad D = 0 \quad (9.58)$$

(9.58) 式の拡大系に対してエラーシステムを構成し、極を $s = -100$ とするオブザーバ、状態フィードバックを構成することにより 3 次のフィードバック制御器 K_2 を設計した [51]。

フィードフォワード制御器は、(9.2) 式において目標値応答特性が 2 次遅れとなるように設定した。時定数は $1/T_r = 1/30$ [s] である。(9.2) 式より、フィードフォワード制御器 K_1 は (9.60) 式のように得られる。

$$G_{yr} = \frac{T_r^2}{(s + T_r)^2} \quad (9.59)$$

$$K_1 = P_n^{-1} G_{yr} = \frac{(J/K_t) T_r^2 s^2}{(s + T_r)^2} \quad (9.60)$$

操作量飽和として、 $u_{max} = 1$ [A] の電流リミッタを設定した。以下で、アンチワインドアップ化されたフィードフォワード制御器の設計について検討する。

9.6.2 ワインドアップ抑圧効果の検討

フィードフォワード制御器 K_1 を極が $s = -\alpha_1, -\alpha_2$ となるように N_1, M_1 により左既約分解すると、(9.14) 式の $sP_n M_1^{-1}$ は

$$sP_n M_1^{-1} = s \frac{K_t/J}{s^2} \frac{(s + \alpha_1)(s + \alpha_2)}{(s + T_r)^2} \quad (9.61)$$

となる。(9.14) 式を満たすためには $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ となる必要がある。すなわち、提案手法は制御対象 P_n の極を左既約分解の極により相殺する構造になっている。このとき、 $M_1 \notin RH_\infty$ であり K_1 の左既約分解とはなっていない。しかし、形式的にこの形に左既約分解すれば、リミッタにより打ち切られたフィードフォワード制御 u_1 の情報が K_1 に反映され、 K_1 の状態を更新される。

図 9.16 に操作量飽和のない線形系の応答を示す。目標値 r は $\pi/2$ [rad] へのステップ指令とした。目標値応答特性は設計された G_{yr} に一致し、 $y = y_0$ が実現されている。また、入力端への 0.95 [A] の外乱に対して良好な外乱抑圧特性が得られている。

操作量飽和の存在する図 9.4 の応答を図 9.17 に示す。操作量飽和が生じたため、制御出力 y とフィードフォワード項内の y_0 は一致しない。これを抑圧するようにフィードバック制御 u_2 が働いているが、その出力が過大となり、ワインドアップ現象により制御系は不安定化している。

図9.18に提案手法による応答特性を示す。図9.18(a)にフィードフォワード制御器 K_1 の左既約分解とフィードフォワード特性である y_0 の応答を示す。左既約分解を用いない図9.6の方法では、フィードフォワード制御 u_1 がリミッタで打ち切られるため、 y_0 は定常状態である $\pi/2$ [rad] に達していない。左既約分解を用いてその極を $s = -5, -2$ とすると y_0 は r に近づいていくがやはり収束しない。一方、(9.14)式を満たす $s = 0$ とした場合には y_0 は $\pi/2$ に収束していることがわかる。

次に、左既約分解 ($s = 0$) を用いたときの y_0 の T_r への依存性を図9.18(b)に示す。 $T_r = -100$ と目標値応答特性を速く設定しすぎると、 y_0 にオーバシュートを生ずる。これを $T_r = -50, -30$ と遅く設定することによりオーバシュートを抑圧することができる。 $T_r = -30$ とするとオーバシュートをほとんど生じない良好な目標値応答特性が得られる。

以上で得られた左既約分解を用いた場合の2自由度制御系全体の応答特性を図9.18(c)(d)に示す。ただし、 $T_r = -30$ である。図9.18(c)は、フィードフォワード制御器にリミッタを導入したことにより、制御出力 y が設計された y_0 に完全に一致することを表しており、ワインドアップ現象は十分に抑圧されている。図9.18(d)は、提案手法が95%の外乱に対して十分な抑圧性能を有することを示している。

9.7 シミュレーション/実験結果: 2- 離散時間系での検討

9.7.1 制御対象のモデル化と制御系の設計

提案手法をDCサーボモータの位置制御系に適用し、ワインドアップ現象の抑圧効果を検討する。

制御対象は、電流指令値 u から角位置 y までの特性が2階積分系である(9.62)式とモデル化し、零次ホールドによりサンプリング時間 $T_s = 1$ [ms] で離散化した。各パラメータを表8.2に示す。

$$P(s) = \frac{K_t}{Js^2} \quad (9.62)$$

第9.3.1節の設計手法により離散時間系の2自由度制御器を設計した。フィードバック制御器は、全次元状態オブザーバを用い、これと状態フィードバックの極を $z = e^{-100T_s}$ と設定した。フィードフォワード制御器は、制御対象の右既約分解を $z = e^{-30T_s}$ として設計した。

操作量飽和として2自由度制御器の出力 u に1[A]の電流リミッタを挿入して、ワインドアップ現象の抑圧効果を検討する。

9.7.2 提案手法による2自由度制御系のワインドアップ抑圧効果

図9.20(a)に提案手法を用いた2自由度制御系の目標値応答特性を示す。操作量飽和が存在しない場合(点線)には、目標値応答特性は設計された G_{yr} に一致し良好な特性が得られている。一方、1[A]の操作量飽和を挿入した場合には、出力が大きくオーバシュートし、制御入力も ± 1 [A]の間で振動的となり、不安定化している。これはフィードフォワード制御 u_1 の飽和により生じた e をフィードバック制御器 $K_2[z]$ が強力に抑圧しようとするため、 u_2 にも飽和が生ずるためである。提案手法では、操作量飽和をフィードフォワード制御器内にモデル化したため $e = 0$ 、 $u_2 = 0$ となり、ワインドアップ現象を生じない制御系が得られる。図9.21の実験結果からもオーバシュートをほとんど生じない良好なワインドアップ抑圧特性が得られていることがわかる。

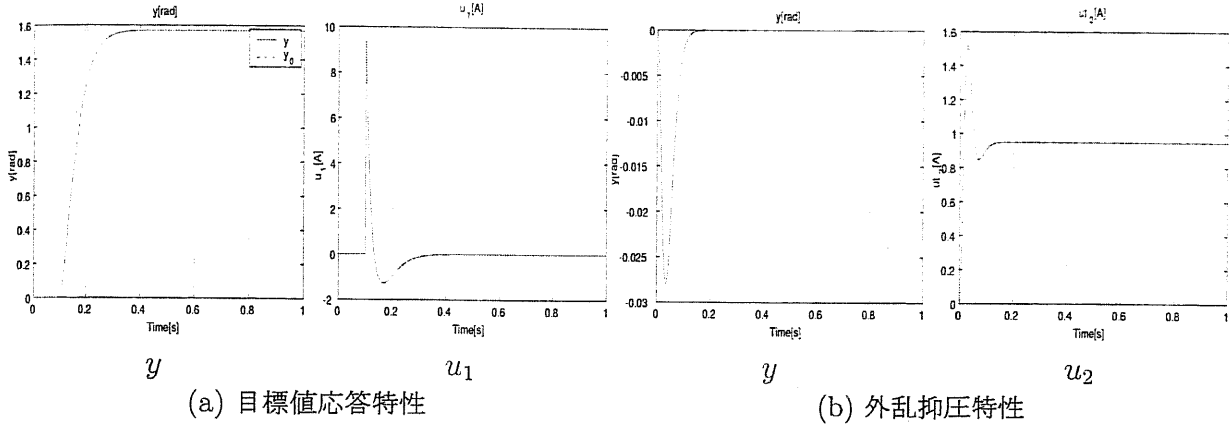


図 9.16: 操作量飽和がない場合

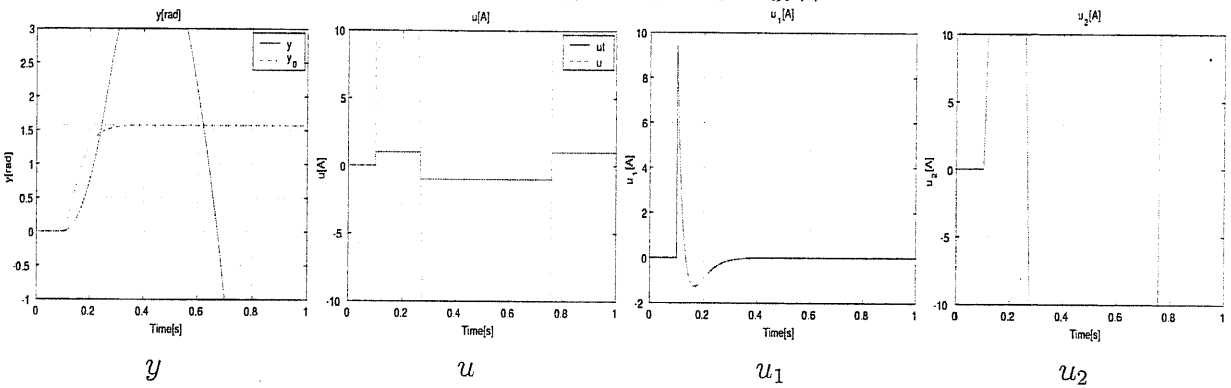
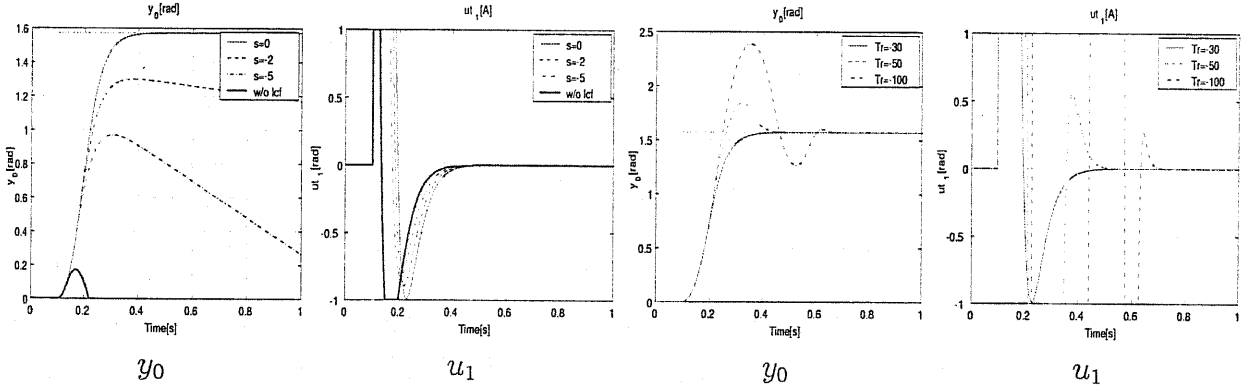


図 9.17: 操作量飽和がある場合



(a) 左既約分解とフィードフォワード特性 (y_0)

(b) フィードフォワード特性の設計 (y_0)

(c) 目標値応答特性 (y)

(d) 外乱応答特性 (y_0)

図 9.18: 提案するアンチwindアップ制御系による位置応答特性

4. フィードバック制御 u_2 の値に依存して、フィードフォワード制御 u_1 のリミッタ $[u_{1min} \ u_{1max}]$ を調整する。

と表現できる。提案手法により、フィードフォワード制御に関して制御対象のモデル化誤差や外乱成分がない場合には $y_0 = y$ となり、目標値にオーバシュートすることなく収束する制御系が得られた。また、フィードバック制御に関して過大な外乱成分に対してもワインドアップ現象を発生せず、十分な外乱抑圧特性を持つ制御系が得られた。

なお、フィードフォワード制御器がノミナルモデルの状態フィードバックにより構成されていることに着目することにより、提案手法はこの状態フィードバックのループにフィードフォワード制御の操作量飽和を挿入した形式を有していることを明らかにした。この構造は、2自由度制御系の設計手法、およびそのアンチワインドアップ手法を著しく簡略化できる表現形式となっている。

提案手法では、ノミナルモデルに対する状態フィードバックにより生成されるフィードフォワード制御入力に対して操作量飽和を挿入する形式となっている。すなわち、フィードフォワード制御入力が飽和している場合には、ノミナルモデル自体が制御不可能な状態にあることになる。したがって、不安定な制御対象などへの適用に関しては、その安定性などについて十分な検討を行う必要があると考えられる。

第10章 フィードフォワード制御器のアンチ windアップ手法の追従制御系へ の応用

10.1 はじめに

前章では、2自由度制御系の最も基本的な構造を用いて、アンチwindアップ制御系の設計法を提案した。シミュレーション、実験では、ステップ状に変化する目標値へ制御量を収束させる Point to Point 制御に提案手法を適用し、windアップ現象の抑圧特性が確認された。

一方、モーションコントロールでは、連続的に変化する目標値に対して制御量を追従させる追従制御が重要になる場合がある。たとえば、マニピュレータの軌道追従制御では、第11章で述べるように各ジョイントアクチュエータを希望する目標軌道に追従させることにより、手先位置の軌跡を制御することになる。

本章では、このような追従制御系において操作量飽和が生じた場合に、windアップ現象を回避するアンチwindアップ制御器の設計法を提案する。すなわち、図9.1で示した2自由度制御系全体の構成において、フィードフォワード制御器を構成するプレフィルタ、および目標関数発生器に対して、操作量飽和を考慮する対策を施すことが本章の目的である。

本章では、最終的な制御器の実装がデジタル制御となることを考え、サンプリング周期で離散化された離散時間制御対象に対して追従制御器を設計する。離散時間での追従制御器の設計法としてすでいくつかの方法が提案されているので、最初にそれらの構造について検討を行い、図9.1との関連を明らかにする。さらに、図9.1に示す2自由度制御系全体でのアンチwindアップ手法を提案し、その構造について検討する。なお、本章では制御対象は単入出力系として検討し、アンチwindアップ手法の基礎的な設計法を検討する。

10.2 追従制御器の設計法

ここでは、図10.1の2自由度制御系を検討する。なお、以下では制御器設計として、離散時間の制御対象モデルに対して直接、離散時間制御器を設計することとする。

第9章と同様に、フィードバック制御器 K_2 に関しては、第8章で設計したものをそのまま用いることが可能である。フィードバック制御系が十分にロバストになるようにこのフィードバック制御器 K_2 を設計すれば、制御対象 $P[z]$ のモデル化誤差、パラメータ変動、外乱の影響を十分に抑圧でき、制御量 y とノミナルモデルである $P_n[z]$ の出力 y_0 は十分に一致する。以下では、このようなフィードバック制御系のロバスト性を仮定して、図10.1に示すフィードフォワード制御により目標値 r からノミナルモデルの出力 y_0 までの特性を設計する。

まず、制御対象のノミナルモデル $P_n(s)$ を連続時間での状態空間表現で(10.1)式と表す。

$$\dot{x}_p = A_{pc}x_p + B_{pc}u_1, y = C_p x_p \quad (10.1)$$

u_1 に零次ホールドを仮定し、(10.1)式をサンプリング周期 T_s で離散化することにより離散時間

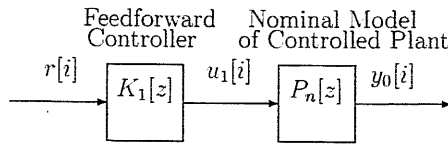


図 10.1: フィードフォワード制御による追従制御器の設計

のノミナルモデル $P_n[z]$ の状態空間表現 (10.2) 式が得られる。

$$\mathbf{x}_p[i+1] = \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p[i] + \mathbf{B}_p u_1[i], \quad y_0[i] = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p[i] \quad (10.2)$$

ただし、

$$\mathbf{A}_p = e^{\mathbf{A}_{pc} T_s}, \quad \mathbf{B}_p = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_{pc} \tau} \mathbf{B}_{pc} d\tau \quad (10.3)$$

本章では、追従制御器として以下に示す3種類の制御器を用いることとする。

1. 右既約分解による追従制御器
2. 安定極零相殺 (SPZC) による追従制御器
3. 零位相誤差追従制御器 (ZPETC)

まず、これら3種類の追従制御器の設計法、およびその構造を明らかにする。以下で述べるように、これら3種類の追従制御器はいずれも図 9.1 の枠組で表現することができるものである。

10.2.1 右既約分解による追従制御器の設計

第9章と同様に、(10.2) 式の右既約分解によるフィードフォワード制御器の設計法を考えよう。すなわち、(10.2) 式のノミナルモデル $P_n[z]$ に図 9.11 のような状態フィードバック

$$u_1[i] = \mathbf{F} \mathbf{x}_p[i] + K_F r[i] \quad (10.4)$$

を施し、 r から y_0 までの目標値応答特性 G_{y_0r} を (10.5) 式のように設計する。

$$\mathbf{x}_p[i+1] = (\mathbf{A}_p + \mathbf{B}_p \mathbf{F}) \mathbf{x}_p[i] + \mathbf{B}_p K_F r[i], \quad y_0[i] = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p[i] \quad (10.5)$$

ここで、目標値応答特性 G_{y_0r} を十分速く設定し、 y_0 を r に追従させる方法として、(10.5) 式にデッドビート特性をもたせることが考えられる。すなわち、 $\mathbf{A}_p + \mathbf{B}_p \mathbf{F}$ の極をすべて0とするように \mathbf{F} を設計する。一方、 K_F は $G_{y_0r} = N K_F$ の定常ゲインを1とするように

$$K_F = 1/N[1] \quad (10.6)$$

と設計する。このように \mathbf{F} , K_F を設計することにより、 y_0 を r にデッドビート特性をもち追従させる方法となっている。この方法は、図 9.1 においてプレフィルタを特に設定しない $K_{PF}[z] = 1$ という構造になっている。

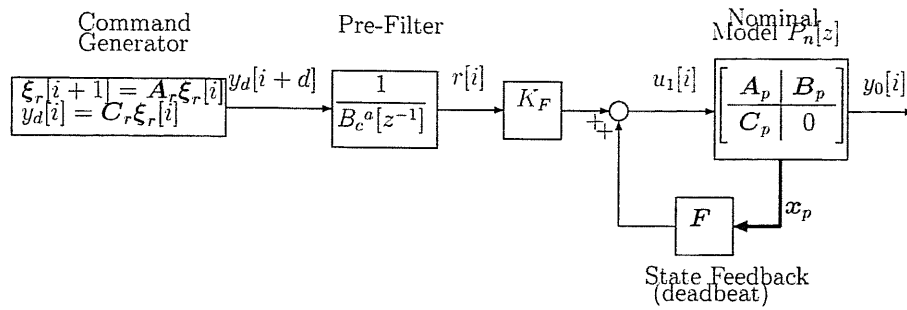


図 10.2: SPZC による追従制御器の構造

10.2.2 安定極零相殺 (SPZC) による追従制御器

[55] では、伝達関数表現を用いた追従制御器の設計法として安定極零相殺 (SPZC: Stable Pole Zero Cancellation) による方法、および零位相誤差追従制御器 (ZPETC: Zero Phase Error Tracking Controller) が提案されている。ここでは、これらの設計法について述べる。

SPZC による追従制御器の設計では、制御対象のノミナルモデル $P_n[z]$ を、変数 z^{-1} で表現した以下の表現を用いている。

$$\bar{P}_n[z^{-1}] = \frac{z^{-d}B_c[z^{-1}]}{A_c[z^{-1}]} = P_n[z] \quad (10.7)$$

ただし、

$$B_c[z^{-1}] = b_{c0} + b_{c1}z^{-1} + \dots + b_{cm}z^{-m}, \quad b_{c0} \neq 0 \quad (10.8)$$

$$A_c[z^{-1}] = 1 + a_{c1}z^{-1} + \dots + a_{cn}z^{-n} \quad (10.9)$$

ここで、 $\bar{P}_n[z^{-1}]$ の分子多項式 $B_c[z^{-1}]$ を安定な根を含む多項式 $B_c^a[z^{-1}]$ と、不安定な根を含む多項式 $B_c^u[z^{-1}]$ に分割して

$$B_c[z^{-1}] = B_c^a[z^{-1}]B_c^u[z^{-1}] \quad (10.10)$$

とし、(10.7) 式の極 $A_c[z^{-1}]$ 、安定な零点 $B_c^a[z^{-1}]$ を相殺するように、フィードフォワード制御器 $K_1[z]$ を (10.11) 式のように設計する。

$$K_1[z] = \frac{A_c[z^{-1}]}{B_c^a[z^{-1}]B_c^u[1]} \quad (10.11)$$

ここで、目標値 $r[i]$ として d ステップ先の目標軌道 $y_d[i+d]$ を与えると、時点 i での目標軌道 $y_d[i]$ からノミナルモデルの出力 $y_0[i]$ までの応答特性として (10.12) 式が得られる。

$$y_0[i] = z^{-d} \frac{B_c^u[z^{-1}]}{B_c^u[1]} y_d[i+d] = \frac{B_c^u[z^{-1}]}{B_c^u[1]} y_d[i] \quad (10.12)$$

(10.12) 式から、目標値応答特性の極が $z=0$ 、零点が (10.7) 式の不安定零点に設定されている。すなわち、SPZC による追従制御器は、第 10.2.1 節の右既約分解による追従制御器と同一の構造をもち、(10.7) 式の安定零点をプレフィルタの極として設計し、プレフィルタへの目標値として d ステップ先の目標軌道 $y_d[i+d]$ を与える構造を有している。

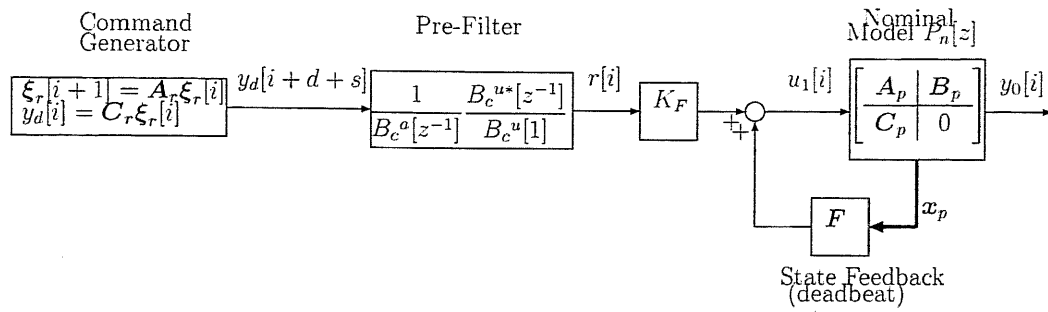


図 10.3: ZPETC の構造

10.2.3 零位相誤差追従制御器 (ZPETC)

第 10.2.2 節の SPZC による追従制御器は、目標値応答特性が (10.12) 式となるため、目標値 $y_d[i]$ に対して、 $B_c^u[z^{-1}]/B_c^u[1]$ によりゲイン、位相ともに追従誤差を生ずる。ZPETC は、プレフィルタに位相誤差を補償するフィルタを加えることにより、位相誤差をすべての周波数で 0 とするものである。

不安定零点を含む $B_c^u[z^{-1}]$ を s 次の多項式として

$$B_c^u[z^{-1}] = b_{c0}^u + b_{c1}^u z^{-1} + \dots + b_{cs}^u z^{-s} \quad (10.13)$$

とすると、SPZC の場合の目標値応答特性 $B_c^u[z^{-1}]/B_c^u[1]$ の周波数特性は

$$B_c^u[e^{-j\omega T}]/B_c^u[1] = \text{Re}(\omega) - j\text{Im}(\omega) \quad (10.14)$$

ただし、

$$\text{Re}(\omega) = [b_{c0}^u + b_{c1}^u \cos(\omega T) + \dots + b_{cs}^u \cos(s\omega T)] / (b_{c0}^u + b_{c1}^u + \dots + b_{cs}^u) \quad (10.15)$$

$$\text{Im}(\omega) = [b_{c1}^u \sin(\omega T) + \dots + b_{cs}^u \sin(s\omega T)] / (b_{c0}^u + b_{c1}^u + \dots + b_{cs}^u) \quad (10.16)$$

と実部と虚部に分割して書ける。ここで、 $[B_c^u[z^{-1}]/B_c^u[1]] [B_c^u[z]/B_c^u[1]]$ の周波数特性を考えると、

$$\begin{aligned} [B_c^u[e^{-j\omega T}]/B_c^u[1]] [B_c^u[e^{j\omega T}]/B_c^u[1]] &= [\text{Re}(\omega) - j\text{Im}(\omega)] [\text{Re}(\omega) + j\text{Im}(\omega)] \\ &= \text{Re}(\omega)^2 + \text{Im}(\omega)^2 \end{aligned} \quad (10.17)$$

とすることが可能となる。(10.17) 式は、目標値応答特性の位相成分が全周波数帯域で 0 であることを意味している。

すなわち、図 10.2 のプレフィルタ $1/B_c^a[z^{-1}]$ に $B_c^u[z]/B_c^u[1]$ を加えることにより、追従特性の位相誤差をすべての周波数で 0 とすることができる (図 10.3)。実際には、 $B_c^u[z]/B_c^u[1]$ は非プロパでありそのままでは実現できないため、

$$B_c^{u*}[z^{-1}] = B_c^u[z]/z^s \quad (10.18)$$

として、プレフィルタを

$$\frac{1}{B_c^a[z^{-1}]} \frac{B_c^{u*}[z^{-1}]}{B_c^u[1]} \quad (10.19)$$

とし、プレフィルタへの目標値としては、 $y_d[i+d]$ をさらに s ステップ進めるため、 $(d+s)$ ステップ先の目標軌道 $y_d[i+d+s]$ を与えればよい。

なお、[55]ではノミナルモデル $P_n[z]$ とフィードバック制御器 $K_2[z]$ からなる閉ループ系 $P_n[z]K_2[z]/(1 + P_n[z]K_2[z])$ に対して位相誤差を0とする追従制御器を設計している。これに対し、本節ではフィードフォワード制御器内に存在するノミナルモデル $P_n[z]$ に対して位相誤差が0となるプレフィルタを設計する構成となる。実際の制御対象は、フィードバック制御器 K_2 のロバスト性によりモデル化誤差や外乱の影響は十分に抑圧されると考えられる。したがって、本節の手法のようにノミナルモデル $P_n[z]$ に対して零位相誤差追従制御を適用することで、制御対象 P にモデル化誤差がある場合でも、フィードバック系の感度関数が十分に小さい帯域では、十分に位相誤差を小さくした追従制御が可能となる。

10.3 追従制御器のアンチwindアップ化

10.3.1 プレフィルタのアンチwindアップ化

前節で述べたように、本章で検討する3種類の追従制御器はいずれも図9.1により表すことができる。ここでは、図9.1の制御系全体でwindアップ現象を回避するアンチwindアップ手法を提案する。

右既約分解に基づくフィードフォワード制御器の部分は、すでに第9章で以下のようなアンチwindアップ化の方法を提案した。離散時間領域で表現すると以下のようになる。

$$\mathbf{x}_p[i+1] = \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p[i] + \mathbf{B}_p \tilde{u}_1[i] \quad (10.20)$$

$$u_1[i] = \mathbf{F} \mathbf{x}_p[i] + K_F r[i] \quad (10.21)$$

$$y_0[i] = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p[i] \quad (10.22)$$

ここでは、プレフィルタに操作量飽和による影響を抑圧するような対策を施すことを考える。プレフィルタの状態空間表現を(10.23), (10.24)式とする。

$$\mathbf{x}_{pf}[i+1] = \mathbf{A}_{pf} \mathbf{x}_{pf}[i] + \mathbf{B}_{pf} r_{pf}[i] \quad (10.23)$$

$$r[i] = \mathbf{C}_{pf} \mathbf{x}_{pf}[i] + D_{pf} r_{pf}[i] \quad (10.24)$$

まず、(10.21)式から第9.5.2節と同様に $r[i]$ に対する等価入力 $\tilde{r}[i]$ が(10.25)式のように求められる。

$$\tilde{r}[i] = -K_F^{-1} \mathbf{F} \mathbf{x}_p[i] + K_F^{-1} \tilde{u}_1[i] \quad (10.25)$$

この等価入力 $\tilde{r}[i]$ をプレフィルタの出力という観点から考えると、図10.4に示すようにプレフィルタの出力 $r[i]$ が制限を受けたと考えることができる。したがって、この等価入力 $\tilde{r}[i]$ を用いて、プレフィルタの入力端に関して $r_{pf}[i]$ の等価入力 $\tilde{r}_{pf}[i]$ を同様に求めることができる。

$$\tilde{r}_{pf}[i] = -D_{pf}^{-1} \mathbf{C}_{pf} \mathbf{x}_{pf}[i] + D_{pf}^{-1} \tilde{r}[i] \quad (10.26)$$

プレフィルタの状態 $\mathbf{x}_{pf}[i]$ の更新は、(10.23)式で入力 $r_{pf}[i]$ のかわりに $\tilde{r}_{pf}[i]$ を用いればよい。以上により、アンチwindアップ化されたプレフィルタとして(10.27), (10.28)式が得られる。これは、(10.23), (10.24)式のプレフィルタをパラメータ $\mathbf{H}_{pf} = -\mathbf{B}_{pf} D_{pf}^{-1}$ で左既約分解した制御器と等価であることがわかる。

$$\mathbf{x}_{pf}[i+1] = (\mathbf{A}_{pf} - \mathbf{B}_{pf} D_{pf}^{-1} \mathbf{C}_{pf}) \mathbf{x}_{pf}[i] + \mathbf{B}_{pf} D_{pf}^{-1} \tilde{r}[i] \quad (10.27)$$

$$r[i] = \mathbf{C}_{pf} \mathbf{x}_{pf}[i] + D_{pf} r_{pf}[i] \quad (10.28)$$

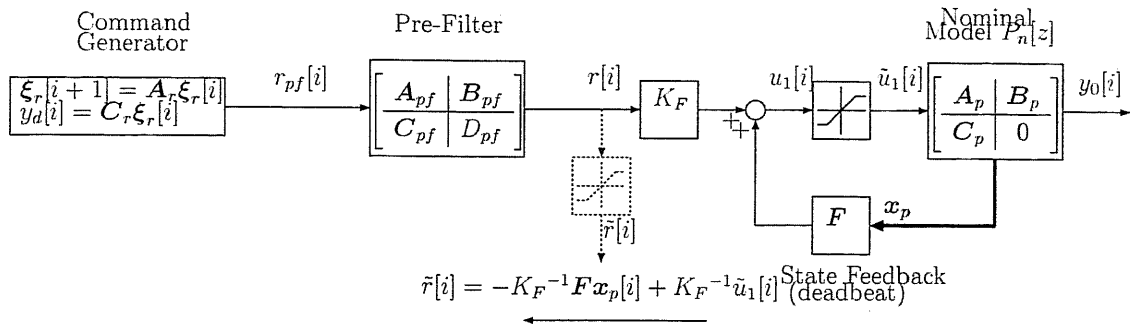


図 10.4: プレフィルタの出力制限の概念

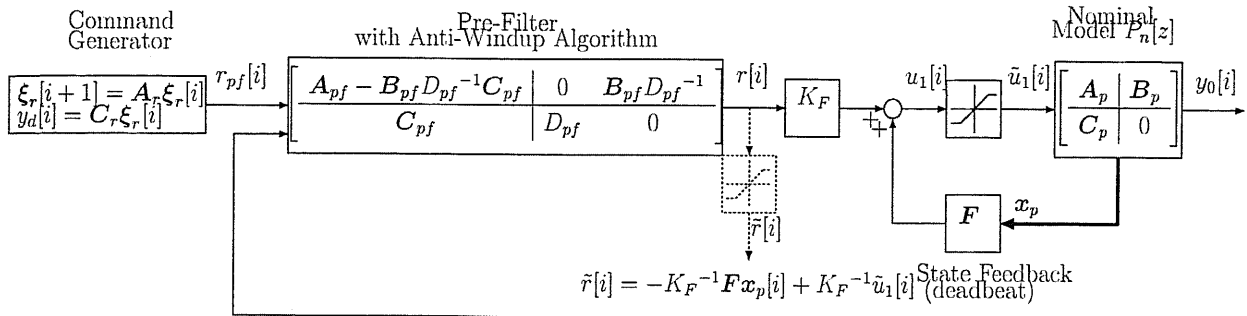


図 10.5: プレフィルタのアンチwindアップ化

さらに、 $\tilde{r}[i]$ を用いれば $r_{pf}[i]$ に関する等価入力 $\tilde{r}_{pf}[i]$ が (10.29) 式のように得られる。

$$\tilde{r}_{pf}[i] = -D_{pf}^{-1} C_{pf} x_{pf}[i] + D_{pf}^{-1} \tilde{r}[i] \quad (10.29)$$

以上のように、提案するプレフィルタのアンチwindアップ化では、プレフィルタの演算として (10.28) 式の出力方程式、(10.27) 式の状態遷移方程式を順に評価すればよい。(10.27) 式からわかるように、提案手法ではそのシステム行列 $A_{pf} - B_{pf} D_{pf}^{-1} C_{pf}$ の極はもとのプレフィルタ (10.23), (10.24) 式の零点により構成されており、第 9.5.3 節と同様の構造をもつことがわかる。 $A_{pf} - B_{pf} D_{pf}^{-1} C_{pf}$ の不安定性に関する考察は第 10.6.5 節の数値例にて行う。

10.4 目標関数発生器の調整による追従性能の向上

本節では、さらに目標関数発生器を調整して追従性能を向上させることを考える。目標関数発生器の調整の必要性は、操作量飽和を受けると出力 $y_0[i]$ が想定している目標値 $r_{pf}[i]$ に対して大きく誤差を生じてしまう。この追従誤差が積算されることにより、追従性能が大きく劣化してしまう。

離散時間系の目標関数発生器を (10.30)-(10.32) 式と表す。出力 $y_d[i]$ は目標軌道である。また、 $r_{pf}[i]$ はプレフィルタへの入力変数である。SPZC による追従制御器や ZPETC では、目標軌道と、制御系への指令値が異なるため、(10.31), (10.32) 式のように区別して扱う。

$$\xi_r[i+1] = A_r \xi_r[i], \quad (10.30)$$

$$y_d[i] = C_r \xi_r[i], \quad (10.31)$$

$$r_{pf}[i] = C_{ref} \xi_r[i] \quad (10.32)$$

第 10.2.1 節の右既約分解による追従制御器では目標値の予見値を用いていないので、 $C_{ref} = C_r$ である。一方、第 10.2.2 節、第 10.2.3 節の方法では、それぞれ d , $(d+s)$ ステップ先の目標値を用いるので、 $C_{ref} = C_r A_r^d$, $C_r A_r^{(d+s)}$ と設定すればよい。

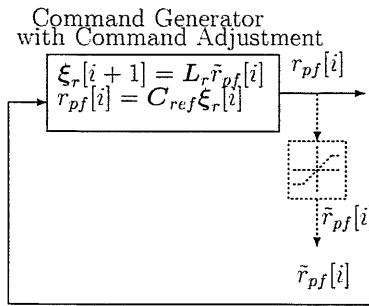


図 10.6: 目標関数発生器の調整 ($\text{rank}C_{ref} \geq n_r$ の場合)

ここで、 u_1 での操作量飽和により生じた $r_{pf}[i]$ の等価入力 $\tilde{r}_{pf}[i]$ が (10.29) 式で得られたので、この $\tilde{r}_{pf}[i]$ を用いて目標関数発生器の状態変数 ξ_r を調整する。(10.32) 式より状態変数 $\xi_r[i]$ を (10.33) 式となるように修正して $\tilde{\xi}_r[i]$ とすればよい。

$$\tilde{r}_{pf}[i] = C_{ref} \tilde{\xi}_r[i] \quad (10.33)$$

この修正された状態変数 $\tilde{\xi}_r[i]$ を用いて状態変数を

$$\xi_r[i+1] = A_r \tilde{\xi}_r[i] \quad (10.34)$$

と更新すればよい。

以下では、目標関数発生器の状態変数の数を n_r 、出力の数を m_r として、この調整則を検討しよう。すなわち $A_r (n_r \times n_r)$ 、 $C_r (m_r \times n_r)$ である。ここで A_r を

$$A_r = L_r C_{ref} \quad (10.35)$$

と分割すると、(10.34) 式は以下のようなになる。

$$\begin{aligned} \xi_r[i+1] &= A_r \tilde{\xi}_r[i] \\ &= (A_r - L_r C_{ref}) \xi_r[i] + L_r \tilde{r}_{pf}[i] \end{aligned} \quad (10.36)$$

上記より、(10.36) 式が (10.30)、(10.32) 式の状態 $\xi_r[i]$ を $\tilde{r}_{pf}[i]$ から推定する状態オブザーバの形をもっていることがわかる。また、(10.35) 式から (10.36) 式のシステム行列が零行列となるため、このオブザーバがオブザーバゲイン L_r としたデッドビート特性、すなわち無限に速い推定値収束特性をもつことを示している。

ここで問題となるのは、(10.35) 式を満たす L_r の存在性である。これについては、 $\text{rank}C_{ref} \geq n_r$ であれば、すなわち $\xi_r[i]$ のすべてが出力 $r_{pf}[i]$ に現れるような C_{ref} であれば、 C_{ref} の逆行列 C_{ref}^{-1} あるいは疑似逆行列 C_{ref}^\dagger を用いて

$$L_r = A_r C_{ref}^{-1}, \text{ または } A_r C_{ref}^\dagger \quad (10.37)$$

とすればよい。この場合には (10.32) 式で出力 $r_{pf}[i]$ を計算し、後段の制御器あるいはプレフィルタから得られる $\tilde{r}_{pf}[i]$ を用いて (10.36) 式で状態を更新すればよい。

また、(10.36) 式はフリーパラメータ $H_r = -L_r$ として (10.30)、(10.32) 式を左既約分解したものであることは容易にわかる。すなわち、目標関数発生器の出力に対して仮想的に出力制限が生じたとして、目標関数発生器を左既約分解することにより、この出力制限の影響を回避しようとしている、という構造になっている。以上の手法による目標関数発生器の調整を図 10.6 に示す。

一方、 $\text{rank}C_{ref} < n_r$ の場合には (10.35) 式を満たすオブザーバゲイン L_r は存在しない。この場合には、第 10.6.2 節で数値例を示すように、代数的に (10.33) 式を $\tilde{\xi}_r[i]$ について解く必要がある。

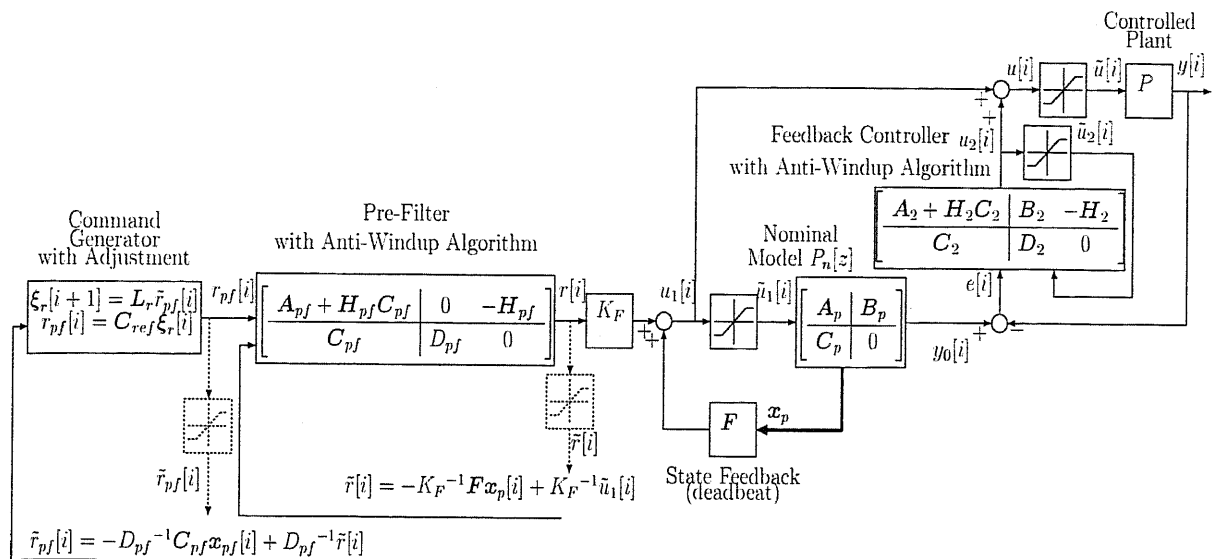


図 10.7: 2 自由度制御系全体のアンチwindアップ化

10.5 2 自由度追従制御系全体のアンチwindアップ化

第 8 章で述べたフィードバック制御器のアンチwindアップ化、第 9 章のフィードフォワード制御器のアンチwindアップ化、および第 10 章で述べたプレフィルタ、目標関数発生器へのwindアップ対策をすべてまとめると、図 10.7 のアンチwindアップ制御系が得られる。これからわかるように、全体の制御系は以下の 4 つの部分に分けられる。

1. 目標関数発生器
2. プレフィルタ
3. 右既約分解によるフィードフォワード制御器
4. フィードバック制御器

プレフィルタ、目標関数発生器は、その出力 $r[i]$ 、 $r_{pf}[i]$ が仮想的に飽和制限を受けて $\tilde{r}[i]$ 、 $\tilde{r}_{pf}[i]$ となったと考え、これらの値を用いて左既約分解によりアンチwindアップ化される構造になっている。制御器としての演算順序は以下のようにすればよい。

1. 各ブロックの出力方程式を順に評価する
2. 得られた $u_1[i]$ 、 $u_2[i]$ 、 $u[i]$ に対して、第 9 章の手法によりフィードフォワード/フィードバック制御器のリミッタを調整し、 $\tilde{u}_1[i]$ 、 $\tilde{u}_2[i]$ 、 $\tilde{u}[i]$ を求める
3. $r[i]$ 、 $r_{pf}[i]$ に対する等価入力 $\tilde{r}[i]$ 、 $\tilde{r}_{pf}[i]$ を順に求める
4. 各ブロックの状態遷移方程式を評価して状態変数を更新する

10.6 シミュレーションおよび実験による評価

本節では、前節までに提案した追従制御系のアンチwindアップ化の効果をシミュレーションおよび実験により確認する。

表 10.1: 各追従制御器のパラメータ

	プレフィルタ	プレフィルタへの入力 $r_{pf}[i]$	C_{ref}
右既約分解による追従制御器	1	$y_d[i]$	C_r
SPZCによる追従制御器	1	$y_d[i+1]$	$C_r A_r$
ZPETC	$B_c^{u*}[z^{-1}]/B_c^u[1] = (1+z^{-1})/2$	$y_d[i+2]$	$C_r A_r^2$

10.6.1 制御対象のモデル化と制御系の設計

制御対象を第 8.5.1 節と同様に (10.38) 式の DC サーボモータの位置制御系として、提案手法を適用する。制御対象に関するパラメータは表 8.2 と同一である。

$$P_c(s) = \frac{K_t}{J s^2} \quad (10.38)$$

この制御対象をサンプリング周期 $T_s = 1[\text{ms}]$ で零次ホールドにより離散化すると離散時間制御対象が (10.39) 式のように得られる。

$$P[z] = \frac{T_s^2 K_t}{2J} \frac{z+1}{(z-1)^2} = \frac{T_s^2 K_t}{2J} \frac{z^{-1}(1+z^{-1})}{(1-z^{-1})^2} \quad (10.39)$$

フィードバック制御器 $K_2[z]$ は第 8.5.1 節と同様の手法により設計し、3 次の厳密にプロポなサーボ制御器を設計した。フィードバック制御系の帯域は $100[\text{rad/s}]$ とした。すなわち、第 8.5.1 節のオブザーバ、状態フィードバックの極をすべて $z = e^{-100T_s}$ と設定した。

フィードフォワード制御器は、右既約分解を第 9.4.3 節の手法により設計した。状態フィードバックゲイン F をデッドビート特性となるように設定した。

プレフィルタの設計は以下のようにして行った。(10.39) 式より制御対象が安定零点をもたないので、 $B_c^a[z^{-1}] = 1$ である。また、不安定零点を $z = -1$ に 1 つ持つので、これによる位相誤差を補償するため $B_c^{u*}[z^{-1}]/B_c^u[1] = (1+z^{-1})/2$ である。以上により SPZC による追従制御器および ZPETC のプレフィルタが設計された。SPZC では 1 ステップ先、ZPETC では 2 ステップ先の目標値を必要とする。各追従制御器のパラメータを表 10.1 に示す。

目標関数発生器は連続時間系で (10.40) 式のような周波数 $\omega_r = 2\pi[\text{rad/s}]$ の正弦波関数とし、サンプリング周期 T_s で離散化した (10.41) 式と設定する。

$$\dot{\xi}_r = A_{rc} \xi_r, \quad (10.40)$$

$$\xi_r[i+1] = A_r \xi_r[i], \quad y_d[i] = C_r \xi_r[i] \quad (10.41)$$

ただし、

$$A_{rc} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix}, \quad C_r = [0 \quad 1], \quad A_r = e^{A_{rc} T_s}, \quad \xi_r(0) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10.42)$$

なお、この目標関数は (10.41) 式の解からわかるように、

$$\xi_r[i] = \begin{bmatrix} \xi_{r1}[i] \\ \xi_{r2}[i] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos i\omega_r T_s \\ \sin i\omega_r T_s \end{bmatrix}, \quad y_d[i] = \sin i\omega_r T_s \quad (10.43)$$

である。

10.6.2 目標関数発生器の修正法に関する検討

ここでは、後段の右既約分解とプレフィルタによる追従制御器から得られた目標関数 $r_{pf}[i]$ の等価入力 $\tilde{r}_{pf}[i]$ から (10.33) 式の修正された状態変数 $\tilde{\xi}_r[i]$ を求める手法を述べる。

(10.33) 式を各変数を分割して書くと

$$\tilde{r}_{pf}[i] = c_{ref1}\tilde{\xi}_{r1}[i] + c_{ref2}\tilde{\xi}_{r2}[i] \quad (10.44)$$

ただし、

$$C_{ref} = \begin{bmatrix} c_{ref1} & c_{ref2} \end{bmatrix} \quad (10.45)$$

となる。提案手法では、(10.44) 式の左辺の 1 変数 $\tilde{r}_{pf}[i]$ から、右辺の 2 変数 $\tilde{\xi}_{r1}[i]$, $\tilde{\xi}_{r2}[i]$ を求めようとする。そのため、(10.33) 式のみでは、修正された状態変数 $\tilde{\xi}_{r1}[i]$, $\tilde{\xi}_{r2}[i]$ を一意に求めることができない。 $\tilde{\xi}_{r1}[i]$, $\tilde{\xi}_{r2}[i]$ には (10.43) 式の関係があるので、(10.46) 式が成り立つ。

$$\tilde{\xi}_{r1}[i]^2 + \tilde{\xi}_{r2}[i]^2 = 1 \quad (10.46)$$

そこで、提案手法では、(10.44), (10.46) 式を連立させて、

$$\tilde{\xi}_{r1}[i] = c_{ref1}\tilde{r}_{pf}[i] + c_{ref2}\sqrt{1 - \tilde{r}_{pf}[i]^2}, \quad \tilde{\xi}_{r2}[i] = c_{ref2}\tilde{r}_{pf}[i] - c_{ref1}\sqrt{1 - \tilde{r}_{pf}[i]^2} \quad (10.47)$$

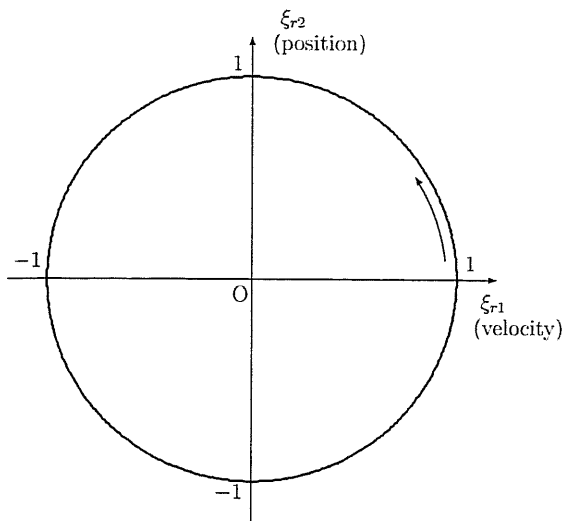
と求めることにする。(10.47) 式は $\tilde{\xi}_{r1}[i] > 0$, $\tilde{\xi}_{r2}[i] > 0$ を仮定しているため、操作量飽和が最初の 1/4 周期で解消されることを前提として、その間のみ提案手法を適用することとする。

ここで、この目標関数発生器の調整手法が持つ効果について考える。まず、この調整手法を用いない場合、(10.43) 式からわかるように、位置に関する目標軌道は時間 t の関数として表現される。これに対して、本節で提案した目標関数発生器の調整手法では、(10.33), (10.34) 式からわかるように、目標関数を時間に基づくものではなく、ノミナルモデルの出力 y_0 に基づいて生成する形式となっている。すなわち、従来手法が制御対象の出力に無関係に指令値を生成していたのに対して、本節での修正手法を用いることにより、制御対象の操作量飽和の影響を受けて設計された目標値応答特性が達成されなかった場合に、ノミナルモデルの出力に応じて位置や速度の目標軌道を修正していると考えられることができる。

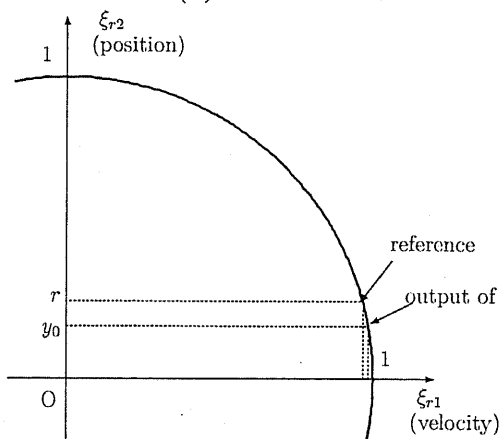
この目標関数の調整手法は、図 10.8 の位相面を用いると以下のように考えることができる。図 10.8(a) は ξ_{r1} を横軸、 ξ_{r2} を縦軸にとった目標関数発生器の状態変数の位相面図である。(10.43) 式からわかるように、この状態変数は ξ_{r2} , ξ_{r1} がそれぞれ位置、速度の目標値に対応している。目標軌道は、この位相面上で $(\xi_{r1}, \xi_{r2}) = (1, 0)$ を出発し、図 10.8 のような軌道を描くことになる。

次に、目標軌道とノミナルモデルの出力に関して検討する。制御系に操作量飽和が生じない場合には、図 10.8(b) に示すように目標値 r に対して目標値応答特性によって設計された遅れを有してノミナルモデルの出力 y_0 が追従することになる。しかし、操作量飽和が生じた場合には制御系が非線形となるため、2 自由度制御系により設計された目標値応答特性どおりのノミナルモデルの出力 y_0 を得ることができず、図 10.8 のように目標値 r に対してノミナルモデルの出力 y_0 は大きく遅れることになる。このような操作量飽和に伴う遅れを生じた場合に、目標値として r (およびそれに相当する速度) を与えるのではなく、本節で述べた目標関数発生器の調整手法では目標関数発生器の状態変数自体を \tilde{r} へ遅れたもの (およびそれに相当する速度) を用いる。

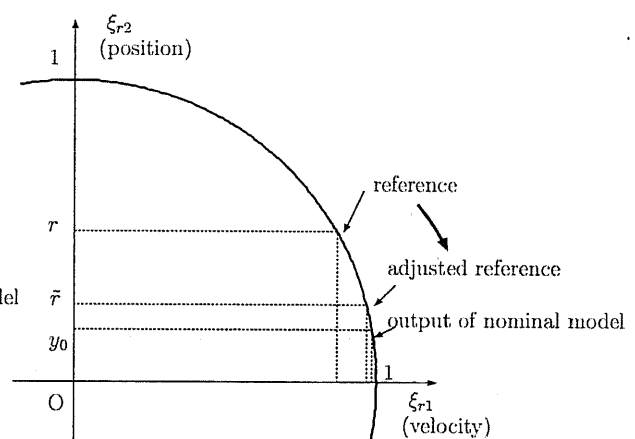
このように、目標関数発生器の調整手法はノミナルモデルの出力 y_0 に応じて、それに相当する目標軌道を修正する構造を有する。



(a) 目標関数の位相面



(b) 操作量飽和が存在しない場合



(c) 操作量飽和が存在する場合

図 10.8: 位相面における目標関数発生器の調整手法の概念図

10.6.3 右既約分解による追従制御器に対するウィンドアップ抑圧特性

右既約分解による追従制御器を用いた場合のシミュレーション結果、実験結果を図 10.9, 10.10 に示す。図 10.9(a), (b) は、リミッタをそれぞれ 2[A], 1[A] に設定した場合の結果である。操作量飽和がない場合 (点線) には、正弦波指令に対して十分追従しているのに対し、操作量飽和が存在しアンチウィンドアップ制御を行わない場合 (破線) には、追従特性が悪化していることがわかる。また、この場合には、フィードフォワード制御器で操作量飽和を考慮しないため、フィードバック制御 u_2 が非常に大きな値となっている。すなわち、この場合には、フィードフォワード制御器はデッドビート特性により 1 ステップで収束するが、ノミナルモデルの出力 y_0 に制御量 y が追従できないために、フィードバック制御が過剰な制御により追従させようとする。これが制御性能の劣化、さらには不安定化の原因となっている。

提案したアンチウィンドアップ制御をフィードバック、フィードフォワード制御器に付加した場合 (一点鎖線) には、フィードフォワード制御器内で操作量飽和を考慮するため、フィードバック制御 u_2 を 0 とできていることがわかる。出力のウィンドアップ現象はやや抑圧されるものの、フィードフォワード制御 u_1 が振動的な応答を示しており、十分な追従特性が得られているとはいえない。

提案した目標関数の調整法をも適用した場合 (実線) には、操作量飽和が生じている約 0~0.05[sec] で目標関数の調整をも行っているため、目標関数自身が実現できる最速の指令値を出

力するように修正される。したがって、立上り時 ($t = 0$) に操作量飽和により遅れが生じるものの、その後は十分に安定した追従特性を示すことがわかる。

図 10.10 はリミッタ 2[A] の場合の実験結果である。シミュレーション同様に、提案手法による追従特性の改善効果を確認できる。実験では、ノミナルモデル P_n と実モデル P のモデル化誤差のため、アンチwindアップ制御を適用した場合でもフィードバック制御 u_2 を完全に 0 にすることはできない。とくに、初期の段階においてフィードバック制御 u_2 がわずかに飽和していることが確認できる。提案手法では、 u_2 が飽和した場合、フィードフォワード制御 $u_1 = 0$ のリミッタを 0 とするため、その間は等速運動をすることになる。すなわち、この間は u_1 を用いた加減速ができないため追従特性が悪化することになる。したがって、操作量飽和を考慮して高精度な追従性能を得るためには、ある程度、厳密なモデル化を行い、フィードバック制御 u_2 を抑えることが望ましいと考えられる。

10.6.4 SPZC による追従制御器に対するwindアップ抑圧特性

SPZC による追従制御器を用いた場合のシミュレーション結果、実験結果を図 10.11, 10.12 に示す。第 10.6.3 節の結果と同様に、操作量飽和により、追従特性が大きく悪化すること (破線)、フィードバックおよびフィードフォワード制御器のみをアンチwindアップ化した場合には操作量が振動的となる (一点鎖線) のに対し、目標関数発生器の修正まで含めることにより十分な追従特性が得られる (実線) ことがわかる。

本節でのシミュレーションおよび実験では、制御対象に安定零点がなくプレフィルタが 1 となるため、第 10.6.3 節に対して、プレフィルタへの入力 $r_{pf}[i]$ に 1 サンプル先の目標軌道 $y_d[i+1]$ を与えた点が異なっている。図 10.11, 10.12 の結果から、目標値の未来値を用いる場合も提案手法によりwindアップ現象を十分抑圧できることがわかる。

10.6.5 ZPETC に対するwindアップ抑圧特性

ZPETC を用いた場合のシミュレーション結果、実験結果を図 10.13, 10.14 に示す。第 10.6.3 節, 第 10.6.4 節の結果と同様の結果が得られることがわかる。

ZPETC では、制御対象の不安定零点により生ずる位相誤差を補償するため、プレフィルタに

$$K_{pf}[z] = \frac{z+1}{2z} \quad (10.48)$$

を用い、さらに第 10.6.3 節に対して、プレフィルタへの入力 $r_{pf}[i]$ に 2 サンプル先の目標軌道 $y_d[i+2]$ を与える構造を有している。(10.48) 式のプレフィルタ $K_{pf}[z]$ は、不安定零点 $z = -1$ をもつ。提案するプレフィルタのアンチwindアップ化では、第 10.3.1 節で述べたようにプレフィルタの逆システムを状態遷移方程式として用いるため、アンチwindアップ化されたプレフィルタの状態遷移方程式は不安定極 $z = -1$ をもつ。図 10.13(a-5), (b-5) にプレフィルタの出力 r_{pf} を示す。このシミュレーション、実験結果から r_{pf} には $z = -1$ のモードの振動は生じておらず、不安定現象は生じていないことがわかる。これは、第 9.5.3 節での考察による効果であると考えられ、不安定な遷移行列を用いているにもかかわらず、結果として不安定現象を生ずることなく十分な追従特性が得られていると考えられる。

図 10.13, 10.14 の結果は、プレフィルタを用い、さらに目標値の未来値を用いる場合も提案手法によりwindアップ現象を十分抑圧できることを示す結果である。

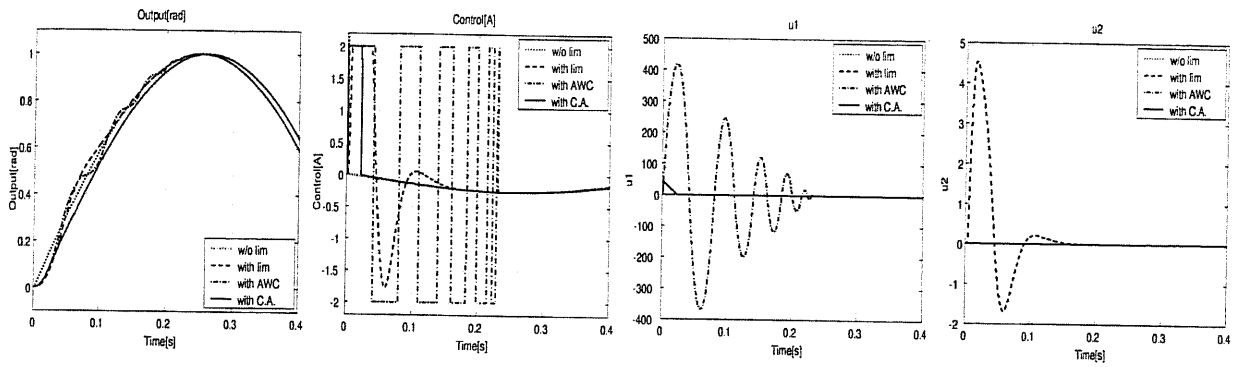
10.7 まとめ

本章で提案した目標関数発生器のアンチwindアップ手法は、操作量飽和が生じた場合に目標関数発生器の状態変数 ξ_r すべてを調整することにより、修正された実現可能な目標軌道を出力する。このため、操作量が飽和すると、本来の目標軌道に対して位相およびゲインに遅れをもってしまうことは避けられないが、修正された目標軌道に対しては十分な追従性能を有することになる。振動やオーバシュートを生じながら本来の目標軌道に追従するよりも、目標軌道自身の調整により精度良く追従できる方が望ましい場合も多くあると考えられる。目標関数発生器の調整方法として、操作量が制限以下に小さくなった後に、さらに目標関数発生器を調整して本来の軌道に回復させる手法を検討する必要がある、今後の課題とする。

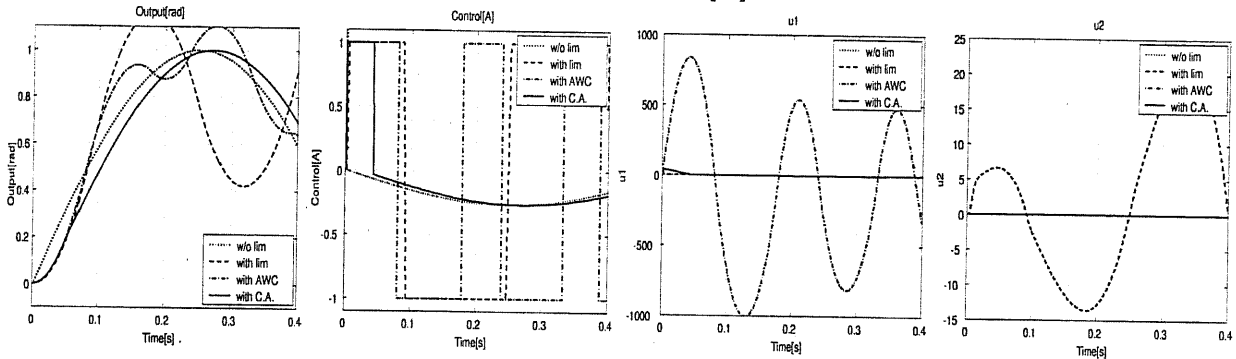
なお、本章のシミュレーションおよび実験では、目標関数として、目標軌道の速度が始動時に不連続に変化する場合を取り扱った。このような不連続な目標軌道が与えられることにより、フィードフォワード制御器がデッドビート特性を持ち追従しようとするので、始動時に非常に大きな制御入力が必要とすることになる。この始動時の制御入力が飽和することによりwindアップ現象が生じる構造になっている。

本章で扱った1入出力系でのシミュレーションおよび実験では、目標関数およびその速度が連続的に変化するように設計することで、目標関数自身を複雑化することなく、始動時の過大な操作量を回避することが可能である。しかし、次章で取り扱う多入出力系では、目標軌道およびその速度を連続的にしようとする、目標関数自身をかなり複雑化せざるを得ない場合がある。これに対して、本章の提案手法を用いれば、目標関数自身を複雑化することなく、各制御器をアンチwindアップ化するのみで十分な追従特性を得ることができる。

目標関数発生器の状態変数の修正では、目標関数発生器の内部に含まれる位置や速度などの指令値を時間にもみ依存した軌道として与えるのではなく、ノミナルモデルの位置出力を考慮にいれ、出力位置に基づいた速度指令値を生成する手法の有効性が確認された。

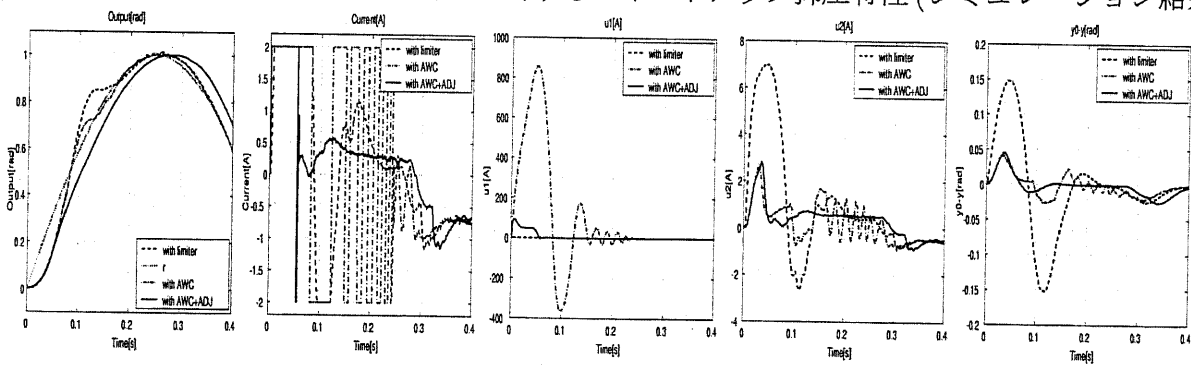


(a-1) 出力 y (a-2) 制御入力 u (a-3) u_1 (a-4) u_2
 (a) リミッタ: 2[A]



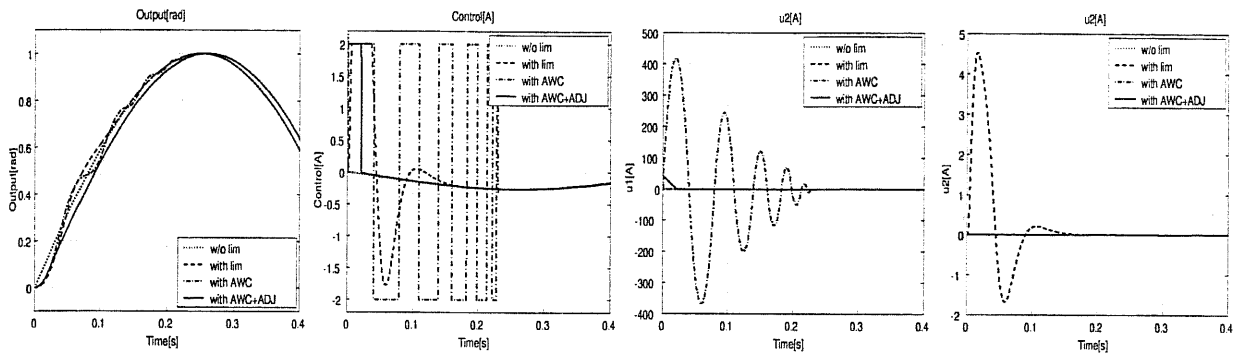
(b-1) 出力 y (b-2) 制御入力 u (b-3) u_1 (b-4) u_2
 (b) リミッタ: 1[A]

図 10.9: 右既約分解による追従制御器に対するwindアップ抑圧特性 (シミュレーション結果)



(1) 出力 y (2) 制御入力 u (3) u_1 (4) u_2 (5) $y_0 - y$

図 10.10: 右既約分解による追従制御器に対するwindアップ抑圧特性 (実験結果)



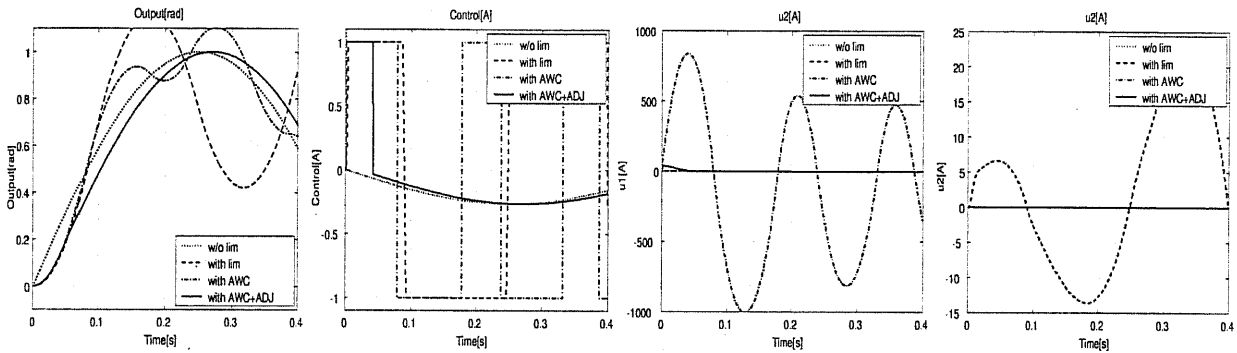
(b-1) 出力 y

(b-2) 制御入力 u

(b-3) u_1

(b-4) u_2

(b) リミッタ: 2[A]



(b-1) 出力 y

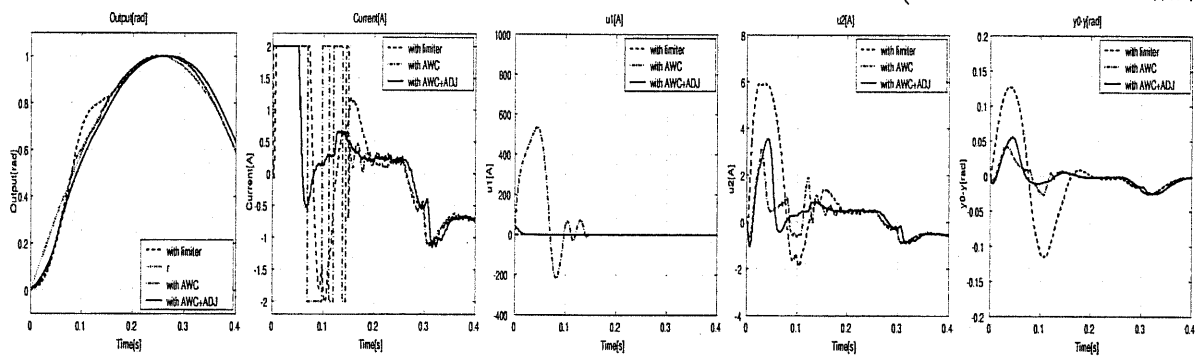
(b-2) 制御入力 u

(b-3) u_1

(b-4) u_2

(b) リミッタ: 1[A]

図 10.11: SPZC による追従制御器に対するwindアップ抑圧特性 (シミュレーション結果)



(1) 出力 y

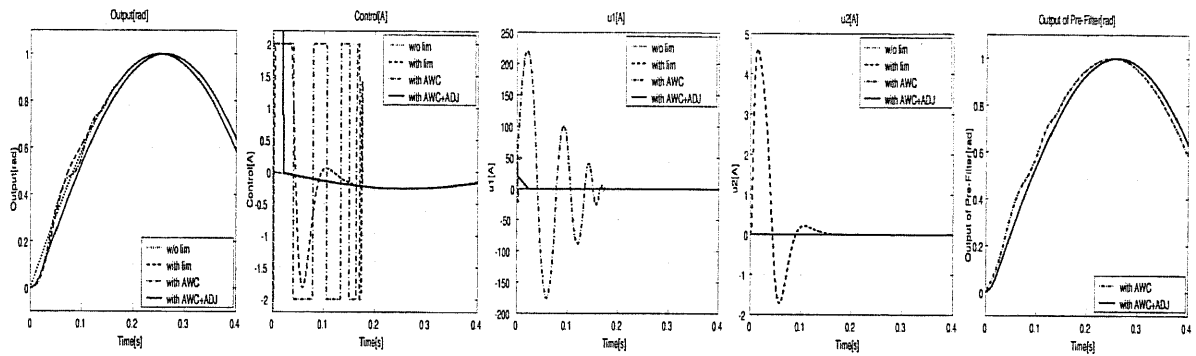
(2) 制御入力 u

(3) u_1

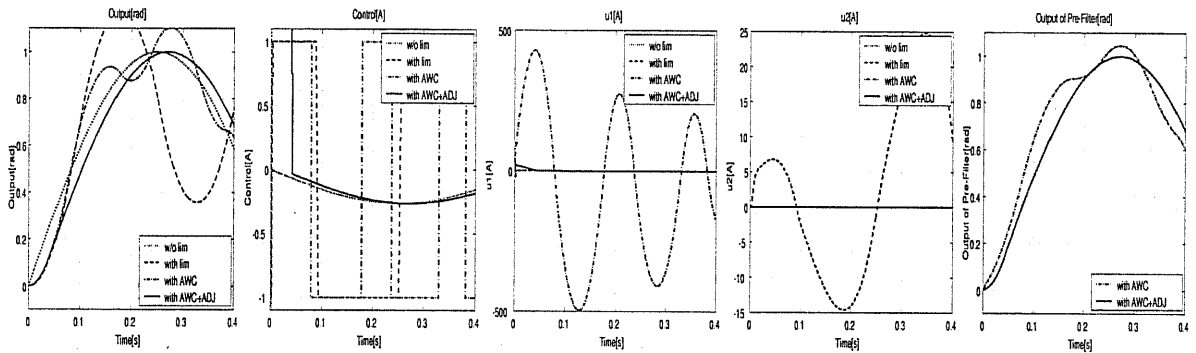
(4) u_2

(5) $y_0 - y$

図 10.12: SPZC による追従制御器に対するwindアップ抑圧特性 (実験結果)

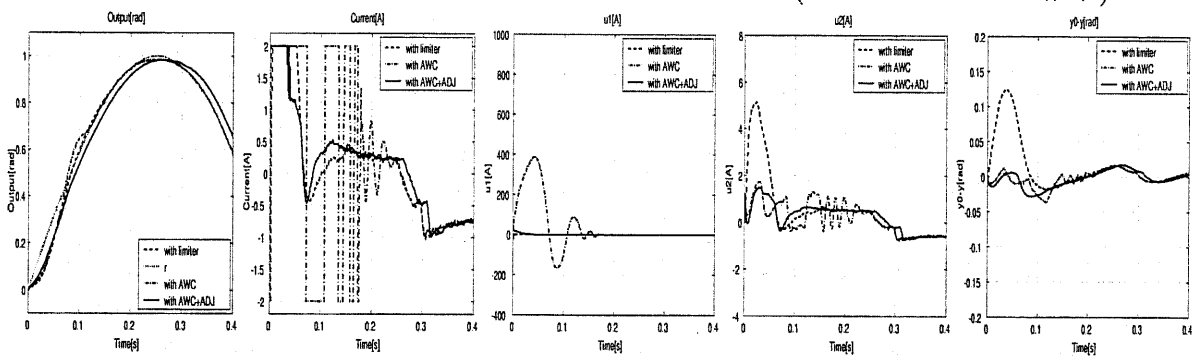


(a-1) 出力 y (a-2) 制御入力 u (a-3) u_1 (a-4) u_2 (a-5) r_{pf}
 (a) リミッタ: 2[A]



(b-1) 出力 y (b-2) 制御入力 u (b-3) u_1 (b-4) u_2 (b-5) r_{pf}
 (b) リミッタ: 1[A]

図 10.13: ZPETC に対するウィンドアップ抑圧特性 (シミュレーション結果)



(1) 出力 y (2) 制御入力 u (3) u_1 (4) u_2 (5) $y_0 - y$

図 10.14: ZPETC に対するウィンドアップ抑圧特性 (実験結果)

第11章 マニピュレータの軌跡追従制御への適用

11.1 はじめに

前章では、単入出力系の制御対象に対して出力を目標軌道に追従制御を取り扱い、その際の操作量飽和を回避する手法を提案した。目標速度が不連続に変化する場合には制御入力が増大となるが、フィードバック制御器、フィードフォワード制御器、プレフィルタ、目標関数発生器をそれぞれアンチwindアップ化することで十分な軌道追従特性が得られることを明らかにした。

本章では、前章の提案手法をマニピュレータの軌跡追従制御に適用し、高速かつ高精度な追従特性を実現するための手法を検討する。本章では、2つのアクチュエータをもつ2軸マニピュレータを用いるため、制御対象を多入出力系として考えることができる。したがって、前章の提案手法を多入出力系へ適用できるように検討する必要がある。

マニピュレータの軌跡追従制御系においてアクチュエータの操作量飽和を考慮する方法は、[42]において詳細に検討されている。[42]では、マニピュレータの関節空間において H^∞ 制御器などを用いたロバストサーボ系により各ジョイントアクチュエータを制御する。さらに、アウターループの作業空間でマニピュレータの手先位置を制御するという構造をもつ。

本章では、[42]で述べられた関節空間でのトルク飽和対策法を参考にし、第10章で提案した追従制御器のアンチwindアップ手法を適用して、多次元への拡張を検討し、提案手法の有効性を確認することを目的とする。

11.2 ジョイントアクチュエータのロバスト位置制御による軌跡追従制御系の設計

本研究では、マニピュレータの軌道追従制御法として、関節空間での各関節のロバスト位置制御に基づいた方法を採用する [56]。

離散時間制御系での、操作量飽和が存在しない理想的な軌道追従制御法の全体図を図 11.2 に示す。まず、軌道追従制御系の構成を簡単に説明する。軌道追従制御系への目標値が作業空間での手先位置座標として $X^{ref}[i]$ で与えられる。次に逆運動学を用いて、 $X^{ref}[i]$ を関節空間での各ジョイントアクチュエータの位置指令 $q^{ref}[i]$ に変換する。関節空間では、第10章の追従制御系を用いて、位置指令 $q^{ref}[i]$ に各ジョイントアクチュエータの出力 $q[i]$ を追従させる。これにより、マニピュレータの手先位置 X をロバストに目標値 $X^{ref}[i]$ に追従させることが可能となる。

各ジョイントアクチュエータへのトルク入力 u から位置出力 q への特性を表すマニピュレータの動力学は (11.1) 式で与えられる。

$$M(q)\ddot{q} + h(q, \dot{q}) + g(q) = u \quad (11.1)$$

(11.1) 式の運動方程式において、右辺第1項、第2項、第3項はそれぞれ慣性項、遠心力とコリオリ力、重力項を表す。本章では平面上の2軸マニピュレータを取り扱うので、第3項の重力項 $g(q)$ は0である。(11.1) 式は、慣性行列 $M(q)$ が q の関数である非対角行列であり、遠心力やコリオリ力を表す項 $h(q, \dot{q})\dot{q}$ も存在する非線形なシステムである。

追従制御系を設計するため、(11.1) 式を以下のように線形化したモデルを用いる。すなわち、ある適当な関節位置 q_0 において (11.1) 式を

$$M_0(q_0)\ddot{q} = u \quad (11.2)$$

と線形化したモデルをノミナルモデルとして用いる。ここで

$$M(q) = \begin{bmatrix} M_{11}(q) & M_{12}(q) \\ M_{21}(q) & M_{22}(q) \end{bmatrix} \quad (11.3)$$

に対して対角行列 $M_0(q_0)$ を

$$M_0(q_0) = \begin{bmatrix} M_1 & 0 \\ 0 & M_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11}(q_0) & 0 \\ 0 & M_{22}(q_0) \end{bmatrix} \quad (11.4)$$

とする。(11.2) 式は (11.4) 式を用いることにより (11.5) 式が得られるので、軸間の干渉がない線形システムとなり、各軸に対して第10章と同様の手法により追従制御器を設計することができる。(11.5) 式を第 j 軸について状態空間で表現すれば (11.6) 式が得られる。

$$M_1\ddot{q}_1 = u^1, \quad M_2\ddot{q}_2 = u^2 \quad (11.5)$$

$$\dot{x}_p^j = A_p^j x_p^j + B_p^j u^j, \quad q_j = C_p^j x_p^j \quad (11.6)$$

(11.6) 式に対して、第10章と同様の手法により各軸に関するフィードバック制御器 (パラメータ K^j, L^j)、フィードフォワード制御器 (パラメータ F^j, K_F^j)、プレフィルタ $K_{PF}^j[z]$ を設計すれば、マニピュレータの軌道追従制御を実現する制御系を設計できる。なお、各関節番号 ($j = 1, 2$) を係数行列の右上に添字を付けて $*^j$ で表すことにする。

実際のマニピュレータの軌道追従制御では、姿勢 q による慣性行列 $M(q)$ の変動、遠心力やコリオリ力 $h(q, \dot{q})$ が存在するが、それらは線形モデル (11.2) 式の入力端に加わる外乱として取り扱われる。したがって、これらの影響はパラメータ K^j, L^j により構成される各軸のフィードバック制御系により十分に抑圧され、設計された追従特性が実現される。

11.3 軌跡追従制御系のアンチwindアップ化

第11.2節の手法により、各ジョイントアクチュエータの追従制御系が得られた。設計された追従制御系は、各軸に関して独立であるので、第10章の手法により制御系をアンチwindアップ化することができる。

しかし、フィードバック制御 u_2 、フィードフォワード制御 u_1 間での操作量飽和の調整の際には、以下のように軸間でリミッタを協調させる必要がある。

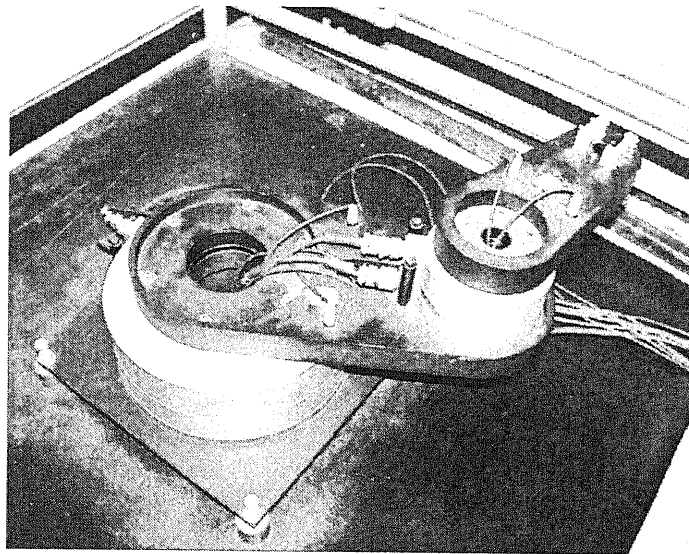


図 11.1: 2軸マニピュレータ

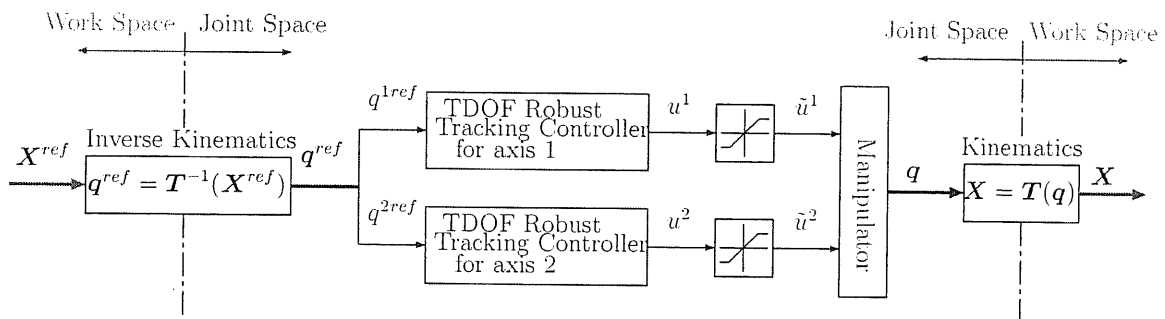


図 11.2: 各軸のロバスト位置制御に基づいたマニピュレータの軌道追従制御

11.3.1 フィードバック制御器およびフィードフォワード制御器のアンチwindアップ化

第10章の手法により、各軸の追従制御器をアンチwindアップ化すると、各軸のフィードバック制御 u_2^j 、フィードフォワード制御 u_1^j および制御入力 u^j が (11.7)-(11.9) 式のように得られる。

$$u_2^j = C^j x_2^j \quad (11.7)$$

$$u_1^j = F^j x_p^j + K_F^j r_j \quad (11.8)$$

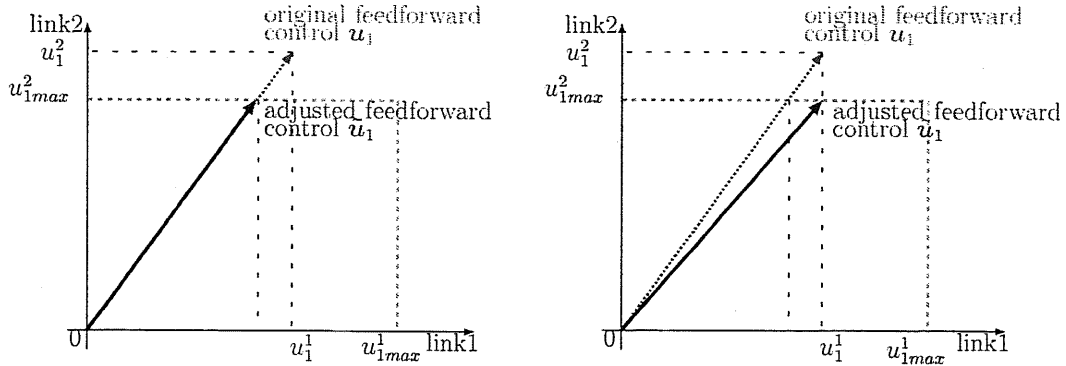
$$u^j = u_1^j + u_2^j \quad (11.9)$$

制御入力 u^j ($j = 1, 2$) が飽和しない場合には、制御系は線形であるので u_1^j 、 u_2^j 間での調整を行う必要はない。すなわち

$$\tilde{u}_2^j = u_2^j, \quad \tilde{u}_1^j = u_1^j \quad (11.10)$$

として、制御器の全状態変数を状態遷移方程式にしたがって更新すればよい。

これに対して、制御入力 u^j が $j = 1, 2$ のいずれかあるいは両方について飽和した際には、フィードバック制御 u_2^j により干渉項なども含めた外乱を抑圧するため、フィードフォワード制御 u_1^j を調整する。ここでは、フィードバック制御 u_2^j のみでは操作量飽和が生じない、すなわち $|u_2^j| \leq u_{2max}^j$ の場合を考える。まず、フィードフォワード制御 u_1^j の上限、下限が各軸に関して



(a) 軸間でフィードフォワード制御を調整した場合

(b) 軸間でフィードフォワード制御を調整しない場合

図 11.3: 軸間でのフィードフォワード制御の調整

(11.11) 式のように求められる。

$$-u_{1max}^j - u_2^j < u_1^j < u_{1max}^j - u_2^j \quad (11.11)$$

これにより修正されたフィードフォワード制御を \tilde{u}_1^j とする。 \tilde{u}_1^j に関して次の許容率 α^j を求める。

$$\alpha^j = \tilde{u}_1^j / u_1^j \quad (11.12)$$

各軸に関して求められた許容率 $\alpha^j (j = 1, 2)$ の最小値 α_{min} を用いて各軸のフィードフォワード制御を (11.13) 式で修正する。

$$\tilde{u}_1^j = \alpha_{min} u_1^j \quad (11.13)$$

以上に述べたフィードフォワード制御 u_1^j の調整アルゴリズムは、図 11.3(a) に示すようにフィードフォワード制御の方向を変えないように調整している。図 11.3(b) では、軸間のフィードフォワード制御を調整しないため、各軸は高速に動作するが軌道追従特性が悪化する。

この調整方法を、マニピュレータの関節空間と作業空間との関係で考えてみる。作業空間での手先の位置姿勢 X と関節空間での関節変数 q は、運動学により (11.14) 式で関連づけられる。これを時間に関して微分することにより、速度、加速度に関する関係が (11.15), (11.16) 式のように得られる。

$$X = T(q) \quad (11.14)$$

$$\dot{X} = J(q)\dot{q} \quad (11.15)$$

$$\ddot{X} = J(q)\ddot{q} + \dot{J}(q, \dot{q})\dot{q} \quad (11.16)$$

ここで、加速度 \ddot{X} に関しては (11.16) 式の右辺第 2 項は非常に小さいため

$$\ddot{X} \approx J(q)\ddot{q} \quad (11.17)$$

と近似できる。本節での調整アルゴリズムは許容率の最小値 α_{min} により (11.13) 式のようにフィードフォワード制御を調整している。また、フィードフォワード制御器の設計の際のノミナルモデルが (11.6) 式の 2 階積分系であることからフィードフォワード制御 u_1 が各関節の加速度に対応している。したがって、作業空間からは加速度 \ddot{X} の向きを変化させず大きさのみを変化させていることになる。したがって、本節での調整アルゴリズムを用いれば手先の目標軌道に十分に追従すると考えられる。

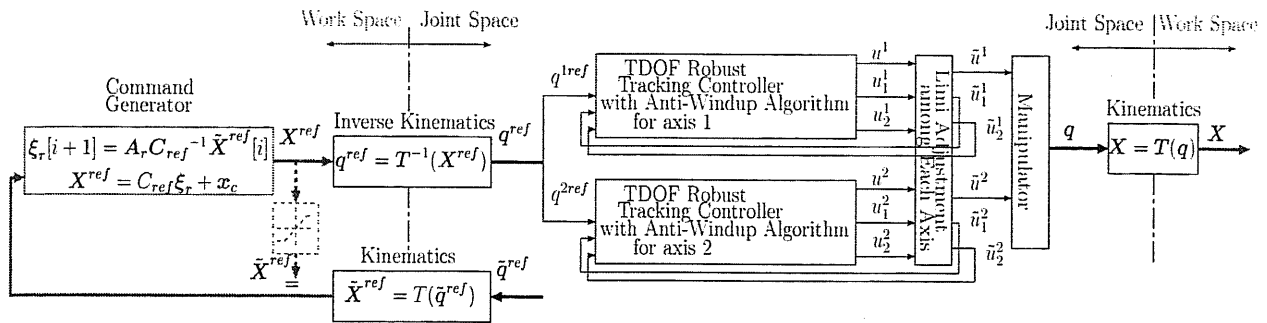


図 11.4: マニピュレータの軌跡追従制御系のアンチwindアップ化

11.3.2 目標関数発生器のアンチwindアップ化

本節では、作業空間上で設計された目標関数発生器のアンチwindアップ化を述べる。

前節の調整アルゴリズムにより、関節空間上に設計されたプレフィルタへの入力 q^{jref} に関する等価入力 \tilde{q}^{jref} を得ることができる。目標関数発生器は作業空間上に設計されているので、 \tilde{q}^{jref} を運動学を用いて作業空間上に移すことにより、目標関数発生器の出力 X^{ref} に関する等価入力 \tilde{X}^{ref} が以下のように得られる。

$$\tilde{X}^{ref} = T(\tilde{q}^{ref}) \quad (11.18)$$

この等価入力を用いて第 10.4 節と同様に目標関数発生器をアンチwindアップ化すればよい。第 11.4 節の例では、目標関数発生器の次数 2 に対してその出力を 2 とするため、第 10.4 節の前者の左既約分解による手法をそのまま用いることができる。

以上により得られた、軌跡追従制御系のアンチwindアップ化の全体図を図 11.4 に示す。

11.4 シミュレーション結果

本章で述べたマニピュレータの関節トルク飽和を考慮した軌道追従制御法を、シミュレーションにより検討した結果を示す。

目標関数発生器は、作業空間上で第 10.6.1 節と同様に正弦波状の軌道を発生する (11.19) 式と設定した。正弦波の周波数を ω_r 、円軌道の中心座標を x_c 、半径を r_c とする。

$$\dot{\xi}_r = A_{rc}\xi_r, \quad X_d = C_r\xi_r + x_c \quad (11.19)$$

ただし、

$$A_{rc} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix}, \quad C_r = r_c I_2, \quad \xi_r(0) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11.20)$$

(11.19) 式を離散化することにより離散時間での目標関数発生器が (11.21) 式のように得られる。

$$\xi_r[i+1] = A_r \xi_r[i], \quad X_d[i] = C_r \xi_r[i] + x_c, \quad A_r = e^{A_{rc}T_s} \quad (11.21)$$

以下のシミュレーションでは、円軌道の周波数を $\omega_c = 1.5 \times 2\pi$ [rad/s]、中心座標を $x_c = [0.49 \ 0]^T$ 、半径を $r_c = 0.09$ [m] とした。作業空間での手先位置の目標軌道、およびマニピュレータの姿勢を図 11.5 に示す。

各ジョイントアクチュエータには操作量飽和として、1 軸に 245 [Nm]、2 軸に 39.2 [Nm] のトルク制限を設定した。これは各ジョイントアクチュエータの定格トルクである。

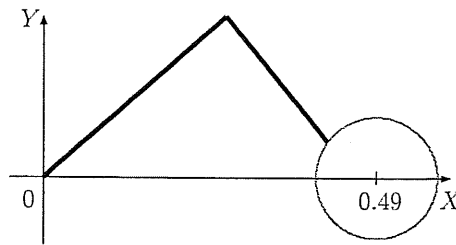


図 11.5: 作業空間におけるマニピュレータの初期姿勢と目標軌道

11.4.1 右既約分解に基づく追従制御系の追従特性

左既約分解による追従制御器を用いた場合の追従特性を以下に示す。ここでは、まず制御対象を(11.2)式のノミナルモデルとした場合の結果を検討する。これは、制御対象のモデル化誤差や外乱が全く存在しない理想的な場合である。この条件のもとで提案手法の有効性を確認した後、実際の制御対象であるマニピュレータに適用することにする。

図 11.6 に、制御対象をノミナルモデルとした場合の応答特性を示す。図 11.6(a) は作業空間での手先位置の軌跡を示している。線形な場合には、目標軌道の円軌道に対して十分に追従しているのに対して、各軸にトルク制限の操作量飽和が設定された場合(破線)には目標軌道から大きく外れて不安定化している。なお、この場合にはフィードバック制御 u_2 が非常に大きな値となり、これによりワインドアップ現象を生じている。各軸のトルク飽和を考慮し軸間での調整を行うことにより追従特性はある程度改善されるため、不安定現象は生じていない(点線)。しかし、この場合には図 11.6(d)(e) からわかるように制御入力の振動現象が約 0.3[s] まで持続している。これは各軸が加減速を繰り返していることを示しているため、十分な追従特性は得られないと考えられる。目標関数の調整まで含めた提案手法を適用することにより(太線)、作業空間で十分な精度の追従特性が得られ、振動を生じない滑らかな制御入力を生成していることがわかる。

図 11.7 は、制御対象を実際のマニピュレータモデルとした場合の応答特性である。この場合には各軸での干渉やマニピュレータの姿勢による制御対象の変動が加わり、それを抑圧するようにフィードバック制御 u_2 が生ずる。追従制御器のアンチワインドアップ化をして軸間の調整を行った場合(点線)には、追従特性は安定化されているものの大きな追従誤差を生じている(図 11.7(a))。また、図 11.7(d)(e) により、制御入力の振動がさらに悪化していることが確認できる。提案手法を用いた場合(太線)には、目標関数の調整により、制御入力の振動を生ずることなく十分な精度の軌道追従特性を有していることがわかる。

11.4.2 SPZC に基づく追従制御系の追従特性

SPZC に基づく追従制御器を用いた場合のシミュレーション結果を図 11.8, 11.9 に示す。SPZC による追従制御器は、第 10 章と同様に第 11.4.1 節の右既約分解に基づく追従制御器に 1 サンプル先の目標軌道を与えたものである。第 11.4.1 節の結果と同様に、追従制御器のみをアンチワインドアップ化しただけでは、制御入力に振動的な振動が生まれ、十分な軌道追従特性が得られないのに対して、目標関数を含めた全体にワインドアップ対策を施す提案手法により十分な追従特性が得られていることがわかる。

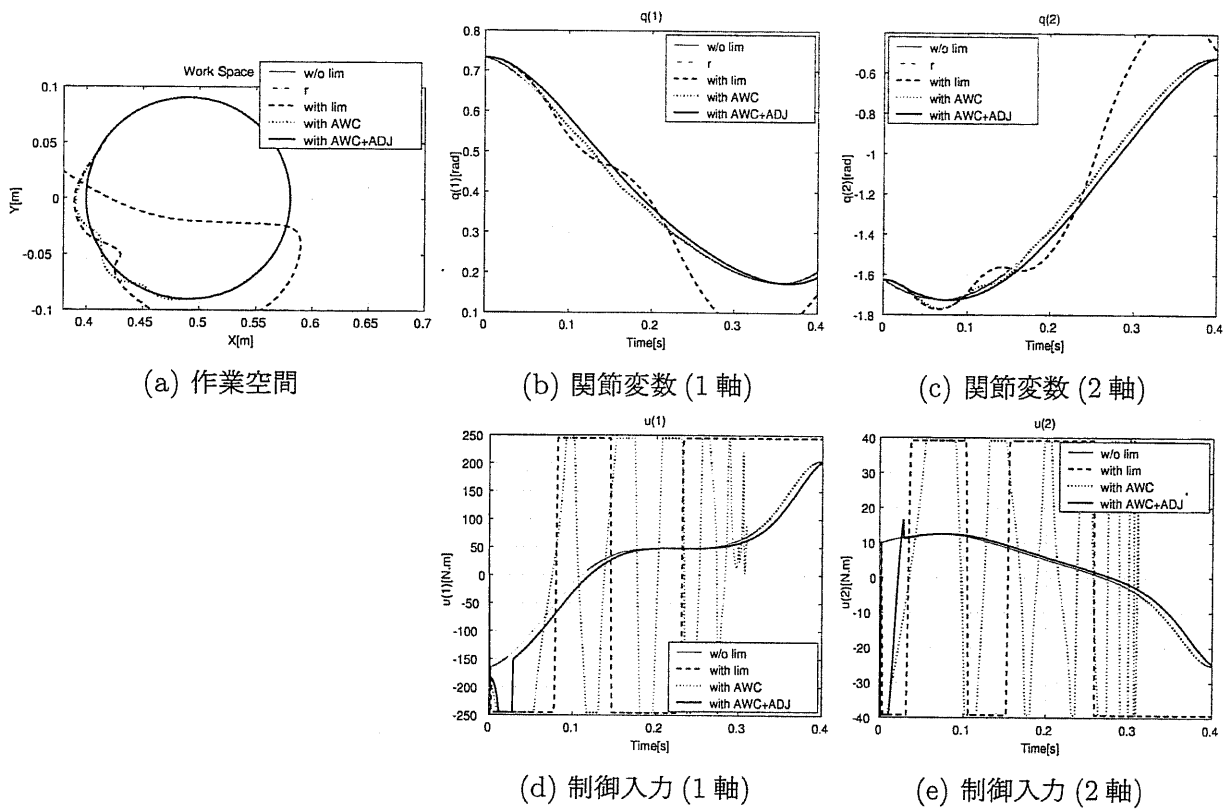


図 11.6: ノミナルモデルに対する軌道追従特性 (右既約分解に基づく追従制御器)

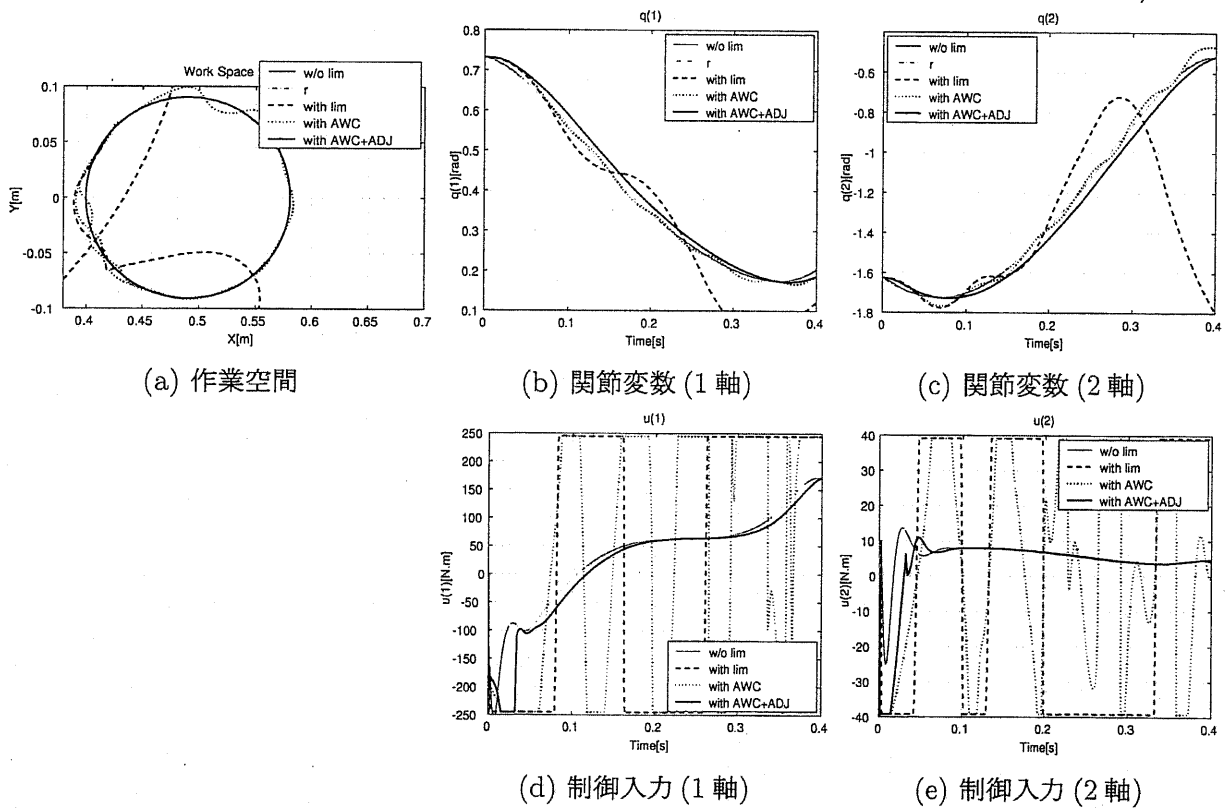


図 11.7: マニピュレータに対する軌道追従特性 (右既約分解に基づく追従制御器)

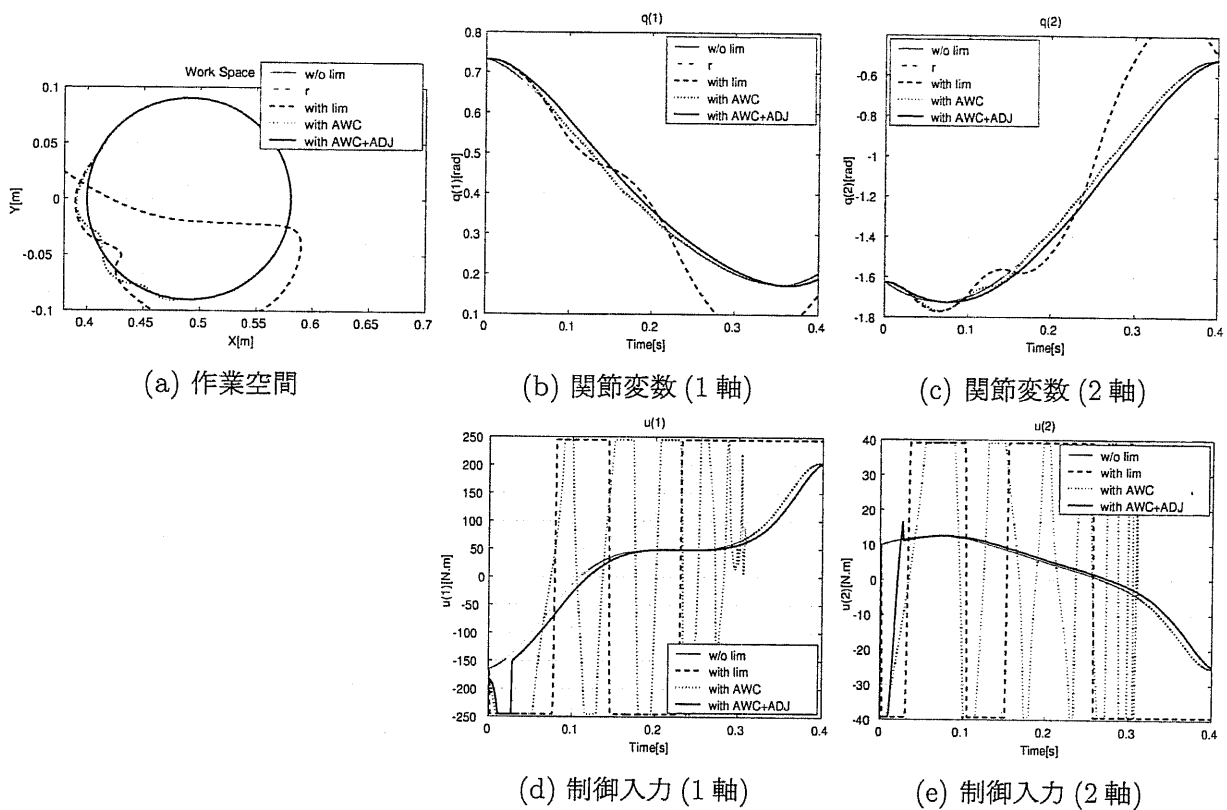


図 11.8: ノミナルモデルに対する軌道追従特性 (SPZC に基づく追従制御器)

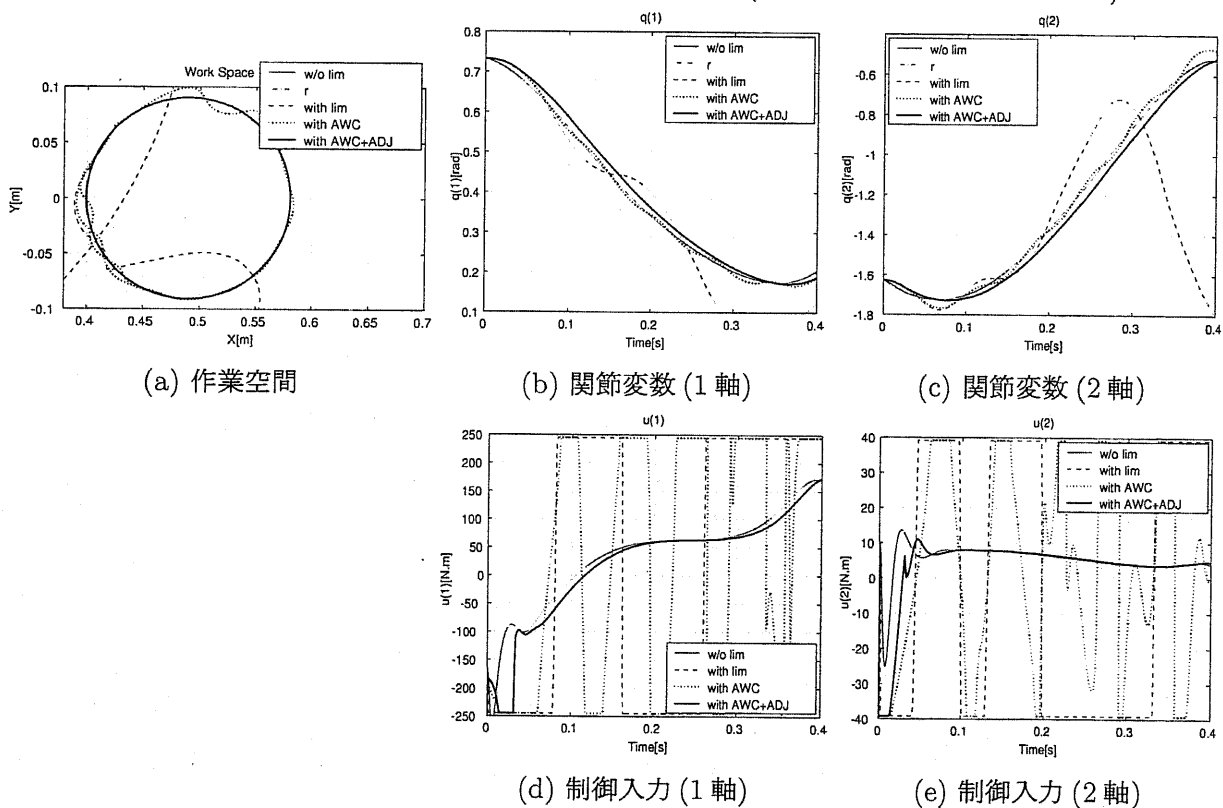


図 11.9: マニピュレータに対する軌道追従特性 (SPZC に基づく追従制御器)

11.4.3 ZPETCの追従特性

各ジョイントアクチュエータをZPETCにより制御した場合の追従特性を図11.10, 11.11に示す。第11.4.1節, 第11.4.2節の結果と同様に、提案手法を追従制御器、プレフィルタ、目標関数発生器すべてに適用することにより、操作量飽和が存在する場合でもwindup現象が回避されていることがわかる。目標関数発生器の調整をしない場合には、図11.10のノミナルモデルに対する応答においても制御入力振動的になり追従特性が悪化している。この場合には、フィードフォワード制御器にリミッタをモデル化しているため、フィードバック制御 u_2 は常に0となっているにもかかわらず、フィードフォワード制御 u_1 が振動的となり、制御入力 u にその振動が現れているのである。

11.5 まとめ

本章では、第10章で提案した追従制御系に対するアンチwindup制御器の設計手法に関して、マニピュレータの軌道追従制御系への適用手法を検討した。マニピュレータの各関節アクチュエータの位置制御に基づいた軌道追従制御系では、各軸の追従制御器に対して操作量飽和を考慮したアンチwindup手法を適用することが可能である事を示した。その際の軸間での操作量飽和の調整を行う事の重要性を述べ、これにより操作量飽和が生じた際にも軌道追従誤差を抑え、安定な制御系を構成可能である事を明らかにした。

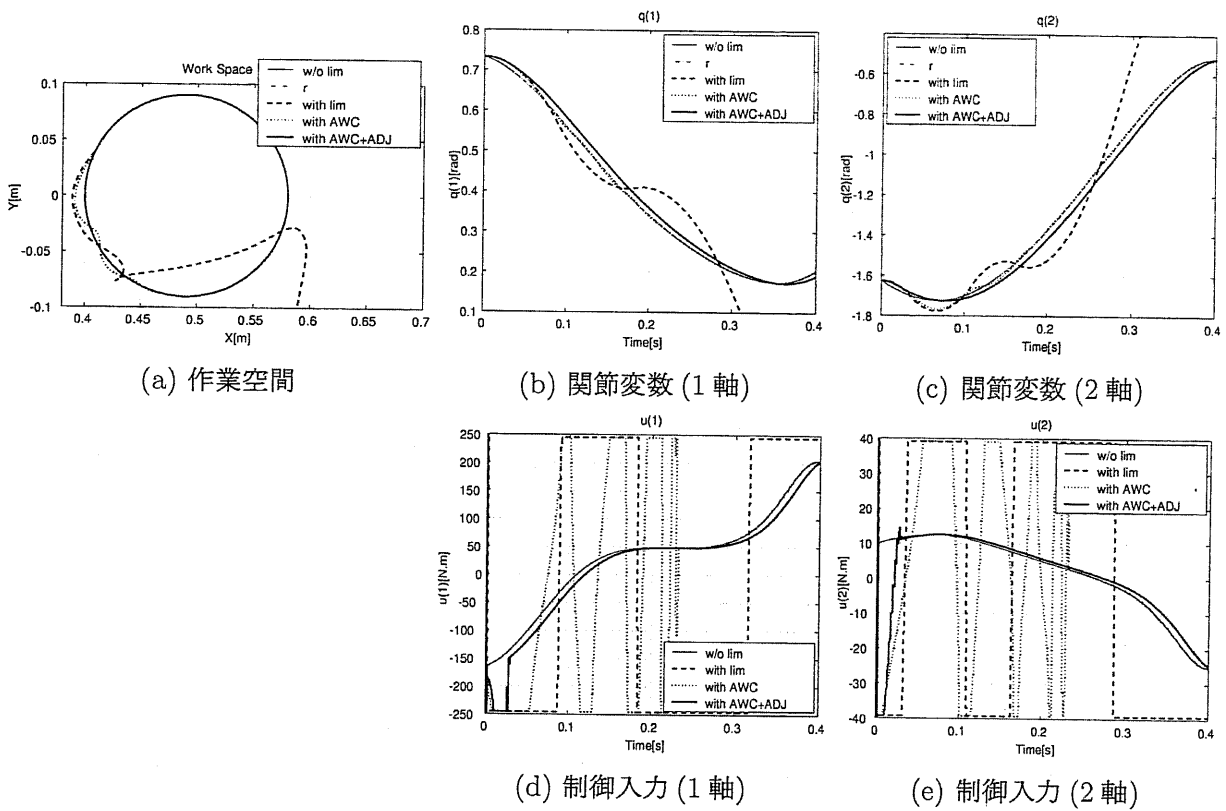


図 11.10: ノミナルモデルに対する軌道追従特性 (ZPETC)

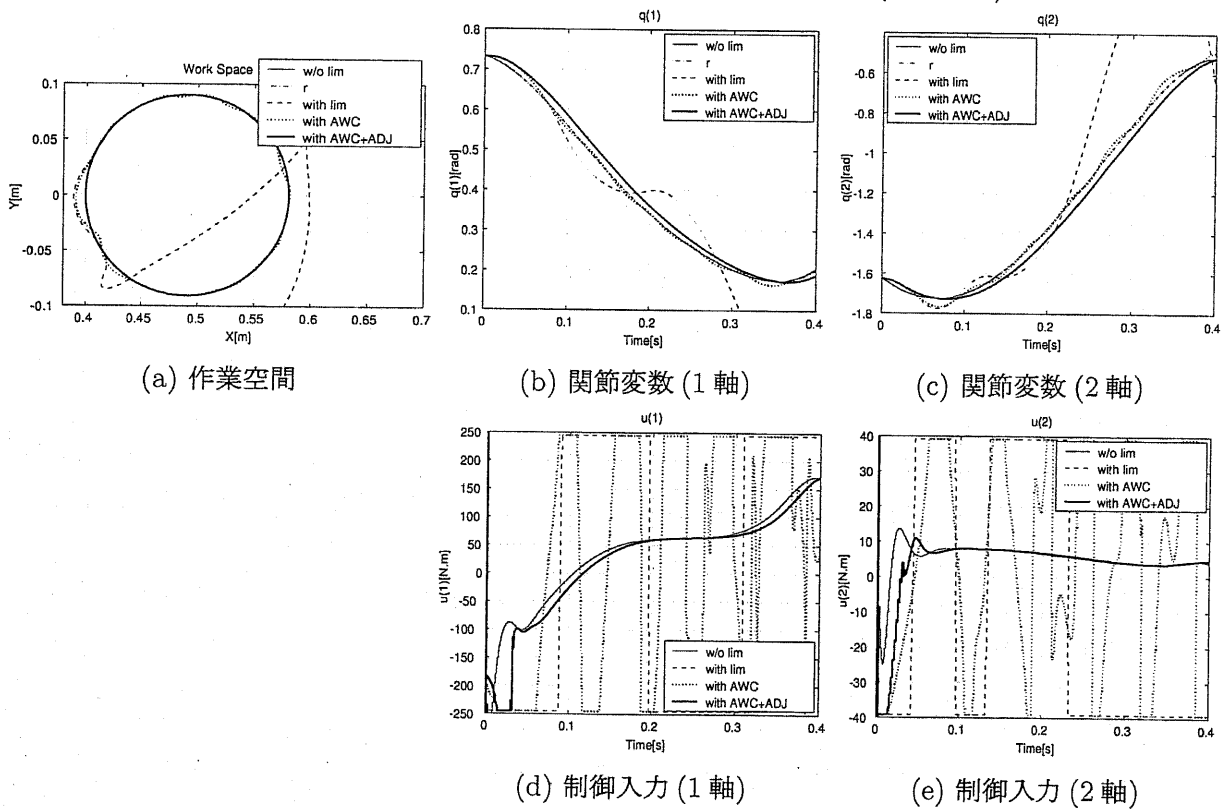


図 11.11: マニピュレータに対する軌道追従特性 (ZPETC)

第12章 結言

本論文では、操作量飽和を考慮したアンチwindアップ制御器の一般的な設計法を提案した。また、シミュレーション、実験を通して、有限な操作量を有効に利用した高速な応答特性を実現する手法を明らかにした。

本研究により得られた成果は以下のとおりである。

1. 1自由度制御系において、状態オブザーバと状態フィードバックによるフィードバック制御器の構造に着目し、目標値応答、外乱応答におけるアンチwindアップ手法を提案した(第8章)。

状態オブザーバと状態フィードバックにより構成されるフィードバック制御器に対して、オブザーバの推定値に着目したアンチwindアップ手法を提案した。さらに、ユーラパラメトリゼーションにより制御対象に対する状態オブザーバ、状態フィードバック、およびフリーパラメータ Q から構成されるフィードバック制御器に対しても本手法が適用可能であることを示した。これを用いて、あらかじめ設計されたフィードバック制御器をユーラパラメトリゼーションを用いて表現することにより、一般的なフィードバック制御器のアンチwindアップ化が可能であり、windアップ抑圧効果の調整が可能であることを示した。

2. 2自由度制御系において、フィードフォワード制御器に含まれるノミナルモデルに着目し、目標値応答のwindアップ現象を抑圧するアンチwindアップ手法を提案した(第9章)。

2自由度制御系を構成するフィードフォワード制御器は、目標値から制御量までの目標値応答特性と、目標値からフィードフォワード制御器内部のノミナルモデルの出力までの応答特性が一致するという特性を持つ。したがって、制御対象において操作量飽和が生じた場合にもこの特性が成立するようなフィードフォワード制御器のアンチwindアップ手法を提案した。さらに、フィードフォワード制御器が状態フィードバックにより設計されていることに着目し、提案するフィードフォワード制御器のアンチwindアップ手法が非常に簡単な構造を有することを示した。

3. 2自由度追従制御系の構造を明らかにし、離散時間2自由度追従制御系に操作量飽和が生じた場合のアンチwindアップ手法を提案した。(第10章, 第11章)

従来の離散時間2自由度追従制御系が、2自由度制御系の基本構造、目標値を整形するプレフィルタ、および目標関数発生器から構成できることを示した。さらに、プレフィルタ、目標関数発生器において、操作量飽和を回避するアンチwindアップ手法を提案した。また、複数のアクチュエータを有するマニピュレータのような多次元の制御対象に適用できるように拡張した。フィードフォワード制御器全体で操作量飽和を考慮する提案手法により、操作量飽和が存在する制御系においても良好な追従特性が得られることを示した。目標関数発生器の状態変数の修正では、目標関数発生器の内部に含まれる位置や速度などの指令値を時間にもみ依存した軌道として与えるのではなく、ノミナルモデルの位置出力を考慮にいれ、出力位置に基づいた速度指令値を生成する手法の有効性が確認された。

なお、本論文で提案したアンチwindアップ手法にはいくつかの課題が残されている。まず、提案手法全体について、目標値の大きさおよび操作量飽和の上下限の大きさに対する、ワイ

ンドアップ現象の抑圧効果の定量的な評価を行う必要がある。すなわち、提案手法により設計したアンチwindアップ制御系により、どれほどの大きさの目標値に対して良好にwindアップ現象を抑圧できるかを評価する必要がある。

本研究では、原点に極を持つサーボモータのような簡単な制御対象に対するアンチwindアップ手法を検討してきた。一方、実際の制御対象は完全な剛体としてモデル化できるものばかりではない。高速な位置応答の際には、モデル化が困難な高周波領域の共振モードなどを含んだ柔軟なシステムとなる場合が多い。この場合には共振モードを生じないように制御を行う必要がある。提案手法では、制御入力の上限を利用した加速をするため、共振モードがどれほど励振されるかは十分に考慮する必要がある。これは、目標値の設計手法にも依存する問題であり、検討の余地がある。

一方、柔軟なシステムにおいては共振モードをモデル化して制御系の設計に利用できる場合も多い。このような柔軟システムの制御は近年精力的に研究され、さまざまな結果が得られている。柔軟システムにおいても、操作量飽和が存在する場合には、操作量飽和を考慮した制御系を設計することにより、高速な応答特性や、良好な振動、外乱抑圧特性が得られると考えられる。このようなより高次数の制御対象に対するアンチwindアップ手法の適用可能性についても検討する必要があると考えられる。

第11章では、マニピュレータの軌道追従制御のような多次元システムにおいては、各アクチュエータ間での操作量飽和の調整を行うことの有効性について検討した。制御量がマニピュレータの手先軌道のように多次元のものである場合には、このような調整法により軌道追従特性が大幅に改善されることが確認された。一方、複数のアクチュエータを用いた多入出力系では、実際の制御量が空間的な2次元や3次元のような高次元のものではなく、1次元のみの場合もある。例えば、2段アクチュエータを用いた磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系では、VCM, PZTという2つのアクチュエータを用いるが制御量は目標トラックに対する変位という1次元のものである。また、 N -delay 制御系やマルチサンプリングレート制御系では、多重化された入力や出力をそれぞれ多入力、多出力とみなすことにより多入出力系として取り扱っている。しかし、この場合も最終的な制御量は1次元のみの場合も多いと考えられる。このような制御系における操作量飽和の調整手法については検討の余地があると考えられる。

本研究で取り扱った操作量飽和を非線形要素という観点から見ると、飽和制限は線形部分と飽和部分としてモデル化できる。実際の応用においては、操作量飽和の上限、下限が電源電圧などに依存して変動することも考えられる。そのような点を考慮しても、その他の非線形要素(摩擦、バックラッシュ、ヒステリシスなど)よりは、比較的そのモデル化などは容易であると考えられる。このような非線形要素に関する検討は、それぞれの非線形要素に対して個別に行われる傾向が強い。本手法の他の非線形要素への補償法としての適用可能性などについては十分に検討する余地があると考えられる。

また、本研究で検討したアンチwindアップ手法と類似するものとして、Bumpless transfer 法がある。これは、制御対象に対して複数の制御器を切り換えて使用する際に、切り換え時の制御入力などの不連続性を回避するために用いられる手法である。オフとなっている制御器に対しては、他の制御器から制御対象に入力されている制御入力を利用してその状態変数を調整する構造を有している。第2.1.3節で述べたモード切り換え制御系では、このBumpless Transfer 法を利用することにより、初期値補償と同様の効果が得られることも考えられる [36]。

謝辞

本研究をすすめるにあたり、多くの方々からさまざまなご指導、ご助言をいただきました。堀洋一教授には、ご多忙にもかかわらずさまざまな視点からの適切なるご指導をいただきました。ここに深く感謝いたします。

名古屋大学の細江繁幸教授には、学部における卒業研究におきましてご指導いただきました。ここに深く感謝いたします。

長岡技術科学大学の大石潔先生には、研究に関するご指導をいただきました。また、学会発表や講演などの機会を与えていただきました。心より感謝いたします。

電気学会マストレージシステムのためのサーボ技術調査専門委員会(MSS)および研究会では、委員の皆様さまざまな立場からの講演を拝聴させていただきました。また、私の研究に関する専門的な観点からのご指導をいただきました。心より感謝いたします。また、電気学会次世代モーションコントロール調査専門委員会(NMC)、多次元モーションコントロール共同研究委員会(MDMC)の委員の皆様には、研究会や講演などにおいて数多くのご助言をいただきました。心より感謝いたします。

鈴木博様、千田有一様をはじめとする(株)東芝の皆様には、磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系に関する研究につきまして、討論の場を数多く設けていただき、多くの御助言をいただきました。また、谷津正英様、岩代雅文様には、実験に関して多くの御尽力をいただきました。心より感謝いたします。また、SRC技術報告会では、磁気ディスク装置を専門とする多くの方々から御助言をいただきました。心より感謝いたします。

内田利之技官には、実験に関するさまざまな御助言をいただきました。また、計算機などに関する研究環境の整備において御尽力をいただきました。深く御礼申し上げます。秘書の皆様には、日頃から事務的な手続きなどにおきましてご協力いただきました。深く御礼申し上げます。

研究生生活を共にし、研究内容に数多くの影響を与えてくれた学生の皆様に深く感謝いたします。

付録A フィードバック制御系のアンチワインドアップ手法の構造

A.1 はじめに

第8.2節では、フィードバック制御器を構成する状態オブザーバの推定値に着目することにより、アンチワインドアップ制御系の構造を明らかにした。この手法は、状態オブザーバへの入力を、操作量飽和を受けた \tilde{u} とすることにより、制御対象の正しい状態変数の推定値を得ることを可能とする手法であった。

本章では、このオブザーバの推定値に着目した手法の有効性を確認するため、伝達関数の観点から、フィードバック制御器 K_2 に対してアンチワインドアップ制御器、すなわち N_2 , R_2 の設計手法を検討し、ワインドアップ現象を回避するための条件を導出する。また、これを状態空間表現で解釈することにより、提案手法の有効性を実証する。

A.2 左既約分解によるアンチワインドアップ制御系の応答特性

ここでは、図A.1における r から y までの目標値応答特性を導出し、これに基づいた左既約分解(7.18)式的设计手法を述べる。まず、操作量飽和を受けた \tilde{u} のラプラス変換を求める。操作量飽和が生じる時間を $[0, t_1]$ とすると $\tilde{u}(s)$ は(A.1)式となる。

$$\tilde{u}(s) = \int_0^{\infty} \tilde{u}e^{-st} dt = u(s) - d_{lim}(s) \quad (\text{A.1})$$

ただし、

$$d_{lim} = \int_0^{t_1} (\tilde{u} - u)e^{-st} dt \quad (\text{A.2})$$

一方、制御器の出力 u は(A.3)式となる。

$$u = N_2e + R_2\tilde{u} \quad (\text{A.3})$$

(A.1), (A.3)式から u を消去すると(A.4)式が得られ、 $y = P_n\tilde{u}$ から(A.5)式の y が得られる。なお、(A.1)式は操作量飽和が u からは入力端外乱 d_{lim} と等価に見えることを示している。また、(A.5)式は操作量飽和を外乱 d_{lim} として表現した図A.2における r , d_{lim} から y までの特性に一致する。

$$\tilde{u} = K_2(r - y) - M_2^{-1}d_{lim} \quad (\text{A.4})$$

$$y = Tr - RM_2^{-1}d_{lim} \quad (\text{A.5})$$

ここで T は相補感度関数であり、 R は感度関数 S により(A.6)式と定義される。

$$S = \frac{1}{1 + P_nK_2}, \quad R = P_nS, \quad T = \frac{P_nK_2}{1 + P_nK_2} \quad (\text{A.6})$$

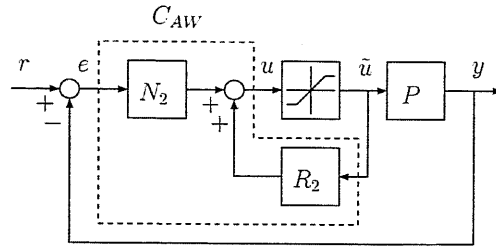


図 A.1: 左既約分解に基づくアンチwindアップ制御器

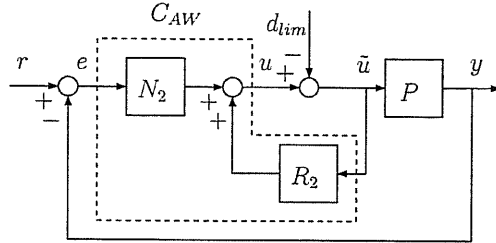


図 A.2: 操作量飽和を外乱として表現したアンチwindアップ制御系

(A.5) 式から、 r から y への特性が、線形系の特性 Tr のほかに操作量飽和により生じた d_{lim} にも依存することがわかる。 d_{lim} の影響は (A.5) 式のように RM_2^{-1} により決まるため、(7.18) 式の左既約分解により M_2 を設計することにより、 RM_2^{-1} による d_{lim} の収束特性を設計することになる。ここで、説明を簡略化するため、制御系を 1 入出力系とし、 P_n, K_2 を s の多項式 p, q, a, b を用いて (A.7) 式のように分数表現する。また、(7.18) 式の M_2, N_2 は左既約分解により設計される s の多項式 $\Delta(s)$ を用いて (A.8) 式のように分数表現される。

$$P_n = \frac{q(s)}{p(s)}, K_2 = \frac{b(s)}{a(s)} \quad (A.7)$$

$$M_2 = \frac{a(s)}{\Delta(s)}, N_2 = \frac{b(s)}{\Delta(s)} \quad (A.8)$$

(A.7), (A.8) 式を用いると RM_2^{-1} が (A.9) 式のように得られる。

$$RM_2^{-1} = \frac{q(s)\Delta(s)}{\Delta_c(s)} \quad (A.9)$$

ただし、 $\Delta_c(s)$ は (A.10) 式で表現され、閉ループ系の特性多項式に相当する。

$$\Delta_c(s) = a(s)p(s) + b(s)q(s) \quad (A.10)$$

(A.9) 式から RM_2^{-1} の収束特性は閉ループ系の極に支配されることがわかる。アンチwindアップ制御系では、左既約分解 $\Delta(s)$ によりwindアップ抑圧特性を決定するのであるが、 RM_2^{-1} が速い収束特性を有するためにはこの次数が低いほうがよいと考えられる。すなわち、左既約分解 $\Delta(s)$ 、つまり M_2 の極により閉ループ系の極の一部を相殺するように設計するのがよい。

A.3 状態空間における表現と提案手法の構造

本節では、前節での検討結果を状態空間で表現することにより、図 8.4 で提案したアンチwindアップ制御系が得られることを明らかにする。第 8.2.5 節ではフィードバック制御器 K_2 を拡大することによりパラメトリゼーション (8.32) 式を明らかにしたが、本節では、ユーラパラ

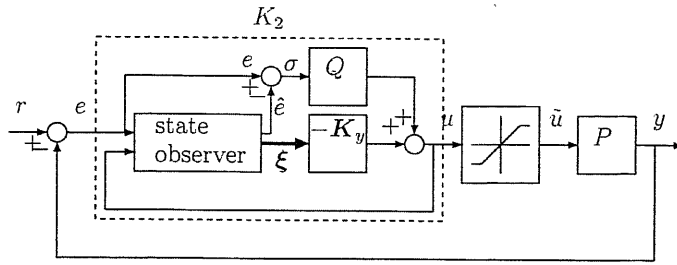


図 A.3: ユーラパラメトリゼーションによるフィードバック制御器 K_2 の構造

メトリゼーションを状態空間表現したフィードバック制御器 K_2 に対するパラメトリゼーションについて述べる。

まず、全次元あるいは最小次元オブザーバを用いた第 8.2.2, 8.2.3 節の手法を検討する。全次元オブザーバによる第 8.2.2 節の手法では、線形な閉ループ系の極は、分離定理によりオブザーバの極と状態フィードバックの極となる。すなわち、 R の極は、 $A + LC$, $A - BK$ の極となる。一方、図 8.3 のアンチwindアップ制御系では、(8.8), (8.9) 式から明らかなように M_2 の極はオブザーバの極となる。

最小次元オブザーバによる第 8.2.3 節の場合も同様に、 R の極が \hat{A} , $A - BK$ であるのに対し、(8.16), (8.17) 式から M_2 の極はオブザーバの極 \hat{A} となっていることがわかる。すなわち、前節で検討したように閉ループ系の極の一部をアンチwindアップ制御器の極で相殺する構造を有していることが確認できる。

以下では、第 8.2.4 節で述べたユーラパラメトリゼーションによるアンチwindアップ制御系について、同様の構造を有することを導く。(8.1) 式の制御対象を変換して得られた (8.2) 式のエラーシステムに対して、第 8.2.4 節と同様にユーラパラメトリゼーションを用いて図 A.3 のようなフィードバック制御器を設計しよう。ユーラパラメトリゼーションは全ての安定化制御器を表すものでありフィードバック制御器の多くの部分を含んでいると考えられる。(8.20) 式の既約分解表現 M, N, X, y 、および (A.12) 式の Q の状態空間表現を用いると、フィードバック制御器は (A.11) 式と表すことができる。閉ループ系の極は $A + L_y C$, $A - BK_y$ の固有値および $Q(s)$ の極と一致する。

$$K_2 = (MQ + X)(NQ + Y)^{-1} = \left[\begin{array}{cc|c} A - BK_y(BD_q + L_y)C & BC_q & BD_q + L_y \\ B_q C & A_q & B_q \\ \hline -K_y + D_q C & C_q & D_q \end{array} \right] \quad (\text{A.11})$$

ただし、

$$Q = \left[\begin{array}{c|c} A_q & B_q \\ \hline C_q & D_q \end{array} \right] \quad (\text{A.12})$$

(A.11) 式をパラメータ H_2 を用いて左既約分解すると、いま関心のある M_2 の極を表すシステム行列 A_{M_2} が (A.13) 式と得られる。

$$A_{M_2} = \left[\begin{array}{c|c} A + L_y C + (B + H_c)(-K_y + D_q C) & (B + H_c)C_q \\ \hline B_q C + H_q(-K_y + D_q C) & A_q + H_q C_q \end{array} \right] \quad (\text{A.13})$$

ただし

$$H_2 = \left[\begin{array}{c} H_c \\ H_q \end{array} \right] \quad (\text{A.14})$$

第 A.2 節で検討したように M_2 の極が閉ループ系の極と一致するためには、(A.13) 式で

$$H_c = -B, H_q = 0 \quad (\text{A.15})$$

とすればよい。これにより M_2 の極はオブザーバと Q の極となり、 RM_2^{-1} の極には状態フィードバックの極のみが残る。(A.15) 式のパラメータを用いて (A.11) 式を左既約分解しアンチwindアップ制御器 C_{AW2} を表現すると (A.16) 式が得られる。

$$C_{AW2} = \left[\begin{array}{cc|cc} A + L_y C & 0 & L_y & B \\ B_q C & A_q & B_q & 0 \\ \hline -K_y + D_q C & C_q & D_q & 0 \end{array} \right] \quad (\text{A.16})$$

以上の提案手法の構造を示すため、(A.16) 式の状態変数を x_o, x_q として状態空間表現する。 $\hat{e} = -C x_o$ を用いると (A.17)-(A.19) 式の状態空間表現が得られる。

$$\dot{x}_o = (A + L_y C)x_o + L_y e + B \tilde{u} \quad (\text{A.17})$$

$$\dot{x}_q = A_q x_q + B_q (e - \hat{e}) \quad (\text{A.18})$$

$$u = -K_y x_c + (C_q x_q + D_q (e - \hat{e})) \quad (\text{A.19})$$

(A.17) 式は e, \tilde{u} を入力とするオブザーバの状態方程式である。(A.18) 式は Q の状態方程式となっており、(A.19) 式はアンチwindアップ制御器の出力 u が状態フィードバックの出力、 Q の出力の和となることを示している。

以上の検討結果をブロック図に表現するとアンチwindアップ制御器として図 8.4 が得られる。すなわち、第 8.2 節で述べたように、実制御入力 \tilde{u} を用いることにより状態オブザーバが正しい推定値を得られる構造の有効性が実証された。

付録B 外乱オブザーバを用いた未知な操作量飽和の推定

B.1 はじめに

本論文では、これまで制御対象に存在する操作量飽和は既知であるものとして、それを利用したアンチwindアップ制御系の設計手法を検討してきた。すなわち、操作量飽和の上、下限を定格値などを用いることにより、制御器の内部に含ませて取り扱ってきた。

しかし、実際の制御対象では操作量飽和自体が未知な場合は多くあると考えられる。すなわち、制御対象の動作条件などにより電源電圧などが変動し、操作量飽和が定格値から変動する場合などである。変動後の操作量飽和の上、下限値が定格値より低い場合にはよりwindアップ現象が生じやすくなる一方、定格値より高い場合には、定格値ではなく実際の操作量飽和の上、下限まで利用すれば、より高速な位置決め応答が得られると考えられる。このような考察から、実際の制御対象の未知な操作量飽和、あるいは変動後の操作量飽和の上、下限値を推定することが可能となれば、その有効性は高いと考えられる。本章では、外乱オブザーバを用いることにより、このような制御対象に存在する操作量飽和の変動などを推定する手法を検討する。

B.2 外乱オブザーバによる操作量飽和の推定

本節では、図 B.1 のように実際の制御対象に存在する操作量飽和の上限、下限値が未知である場合の取り扱い方法について検討する。図 B.1 で、 P は制御対象、 u は制御器の出力、 \tilde{u} は操作量飽和を受けた制御入力、 d は制御対象の入力端に印加される実外乱である。操作量飽和が未知であるため、このままではアンチwindアップ制御器を実現する際に必要となる \tilde{u} を得ることができないという問題を持っている。

第 9.3.2 節で述べたように、この操作量飽和は制御器の出力 u からみると、制御対象の入力端外乱と全く等価に見えることになる。すなわち、操作量飽和の入出力関係を

$$\tilde{u} = u - d_u \tag{B.1}$$

と表現することにより、図 B.1 は等価的に図 B.2 に変換できる。ここで、 d_u を推定することができれば \tilde{u} を得ることができる。 d_u は外乱オブザーバを用いることにより次節のようにして推定可能であると考えられる。

なお、この操作量飽和に起因する外乱 d_u と実外乱 d は以下のように持っている意味が異なるため注意が必要である。すなわち、実外乱 d はフィードバック制御により積極的に抑圧すべき

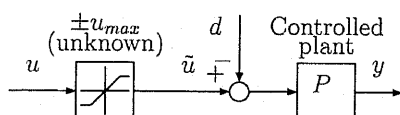


図 B.1: 未知の操作量飽和を有する制御対象

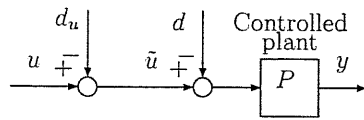


図 B.2: 操作量飽和を入力端外乱に置き換えた制御対象

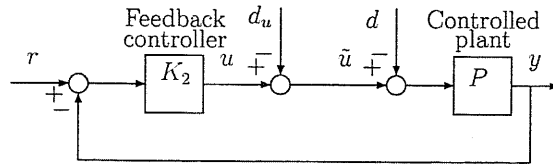


図 B.3: 未知な操作量飽和を含むフィードバック制御系

ものであり、そのぶんだけフィードバック制御器の出力を増加させるようにすればよい。これに対して、操作量飽和に起因する外乱 d_u は抑圧されるべきものではなく、その分だけフィードバック制御器の出力を減ずることにより対処すべきものである。

B.3 1 自由度制御系での操作量飽和推定法

本節では、フィードバック制御系のみによる 1 自由度制御系における操作量飽和の推定法を検討する。

図 B.2 の制御対象にフィードバック制御を施すと図 B.3 が得られる。

ここでは、外乱オブザーバを用いて操作量飽和 d_u を推定する方法を検討しよう。図 B.3 から明らかなように、外乱オブザーバを用いた推定では、操作量飽和 d_u と実外乱 d を分離して推定することはできないため、これをまとめて $d_{all} = d_u + d$ を推定することになると、外乱オブザーバを図 B.4 のように構成することができる。

ここでは、図 B.4 の全体の制御系の構成法について、状態空間表現を用いて検討する。制御対象の状態方程式は (B.2) 式と表される。

$$\dot{x}_p = A_p x_p + B_p (\tilde{u} - d), \quad y = C_p x_p \quad (B.2)$$

第 8 章と同様に、外乱を状態変数に含んだエラーシステムに対してオブザーバと状態フィードバックを設計することにより、アンチワインドアップ制御器 C_{AW} は (B.3) 式となる。

$$\dot{\xi} = (A + LC)\xi + Le + B\tilde{u}, \quad u = -K\xi \quad (B.3)$$

外乱オブザーバは u, y を入力とすることにより (B.4) 式のように設計できる。

$$\dot{x}_d = (A_d - L_d C_d)x_d + L_d y + B_d u, \quad \hat{d}_u \approx \hat{d}_{all} = C_{du} x_d \quad (B.4)$$

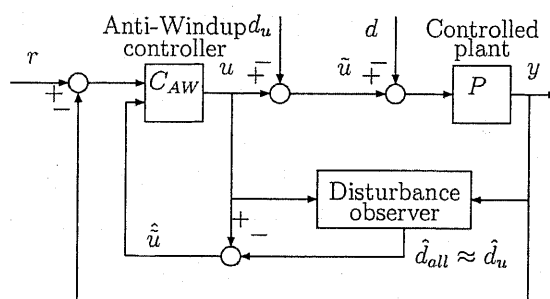


図 B.4: 外乱オブザーバを用いた 1 自由度制御系の操作量飽和の推定手法

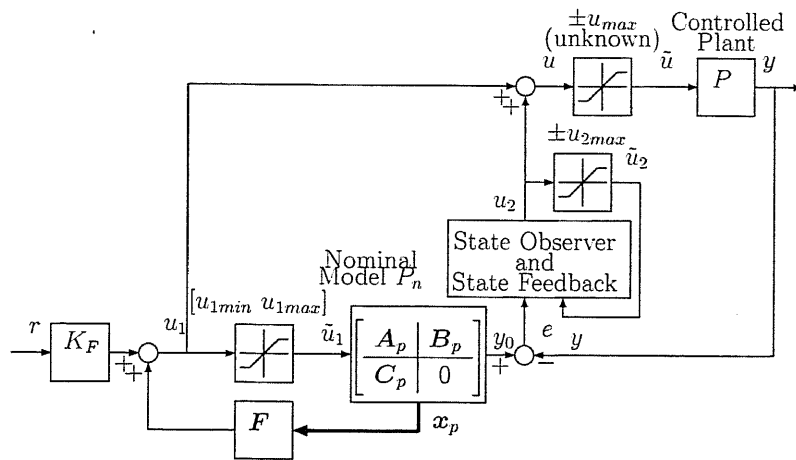


図 B.5: 2 自由度制御系のアンチwindアップ化

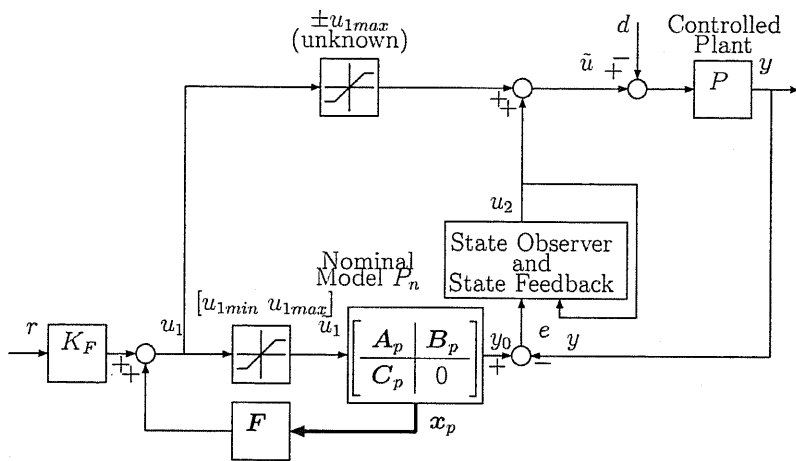


図 B.6: フィードフォワード制御のみに操作量飽和が生じる 2 自由度制御系

(B.4) 式の \hat{d}_u を用いて \hat{u} の推定値は (B.5) 式のように得ることができる。

$$\hat{u} = u - \hat{d}_u \quad (\text{B.5})$$

以上のようにして、フィードバック制御系を用いて未知な操作量飽和の推定を行う手法を検討した。なお、操作量飽和の推定値として得られる \hat{d}_u は明らかに d_u と実外乱 d の推定値の両方を含んでいる。したがって、 d として現れる入力端外乱や制御対象のモデル化誤差などがある程度小さい場合には、本手法により \hat{d}_u を十分に推定できると考えられるが、外乱成分などが大きくなるにしたがって \hat{d}_u 自身の推定は困難になるものと考えられる。

B.4 2 自由度制御系での操作量飽和推定法

本節では、図 B.5 に示す 2 自由度制御系について検討する。これは、フィードフォワード制御器を第 9.5.1 節で示したノミナルモデルの状態フィードバックによる形式で表現したものである。 u と \hat{u} の間に存在する操作量飽和が未知である場合に、これを推定する手法を検討する。

1 自由度制御系の場合には、フィードバック制御器 K_2 の出力 u と制御対象 P の出力 y を利用した外乱オブザーバを設計し、操作量飽和 $d_u = u - \hat{u}$ を外乱として扱うことにより、 $d_u + d$ を推定する手法であった。推定された外乱を、実外乱 d と操作量飽和による d_u の推定値に分離できないことが問題であった。2 自由度制御系では、以下の仮定をおくことによりこの問題を回

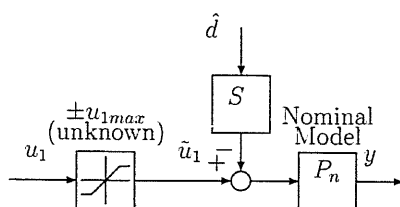


図 B.7: フィードフォワード制御からみた操作量飽和

避した推定を行うことができると考えられる。フィードバック制御 u_2 が操作量飽和 $\pm u_{max}$ の範囲に常に入っているという仮定である。通常、アクチュエータの選定の際には、印加される外乱や制御対象のモデル化誤差の大きさは考慮されて、それを抑圧するのに十分な容量をもつアクチュエータが選ばれることが多いと考えられる。したがって、この仮定は十分に現実的なものである。

この仮定をおくと、図 B.5 は等価に図 B.6 に変換される。フィードバック制御 u_2 が飽和しないという仮定により、オブザーバと状態フィードバックにより構成されたアンチwindアップ制御器は、線形なフィードバック制御器 K_2 と完全に一致する。したがって、制御対象 P とフィードバック制御器 K_2 からなる閉ループ系も線形となる。さらに、制御対象の変動を入力端の外乱と考えることにより、実外乱 d から制御対象の出力 y までの伝達特性は、

$$y = \frac{P_n}{1 + K_2 P_n} \hat{d} = S \hat{d} \quad (\text{B.6})$$

と感度関数 S を用いて書ける。 \hat{d} は外乱 d と制御対象のモデル化誤差の推定値である。したがって、図 B.5 の閉ループ特性を考慮して u_1 から y までの特性は図 B.7 のように表される。

図 B.7 は、線形なフィードバック制御器の特性によって、実外乱 d が感度関数の帯域で十分に抑圧されることを示している。したがって、1 自由度制御系の場合と比較すれば実外乱 d の出力 y への影響は十分に小さくなっている。したがって、 u_1 の操作量飽和

$$d_{u_1} = u_1 - \tilde{u}_1 \quad (\text{B.7})$$

と比較して、 $S \hat{d}$ は無視できる程度に十分に小さいと考えてもよい。したがって、 u_1 と y を入力とする図 B.8 のような外乱オブザーバを設計すれば、その外乱推定値として、十分に d_{u_1} を推定するものが得られると考えられる。

図 B.8 の外乱オブザーバによる推定値 \hat{d}_{u_1} が得られれば、(B.7) 式から、操作量飽和を受けた \tilde{u}_1 を

$$\hat{\tilde{u}}_1 = u_1 - \hat{d}_{u_1} \quad (\text{B.8})$$

として推定値を得ることができる。これを用いてノミナルモデル P_n の状態を更新すればよい。

B.5 まとめ

本章では、実際の制御対象に存在する操作量飽和の上、下限値が未知である場合に、それらを推定する手法について検討した。本章で述べた手法は、操作量飽和が制御対象の入力端に存在する外乱と等価に見えるという点を利用し、制御器の出力と実際の制御入力との差を外乱オブザーバを用いて推定する構造を有している。フィードバック制御系の場合には、この推定値に実際の入力端外乱やモデル化誤差の影響が直接的に含まれるため、外乱やモデル化誤差が大きい場合には十分な推定を行えない場合がある。これに対し、2 自由度制御系の場合には、フィー

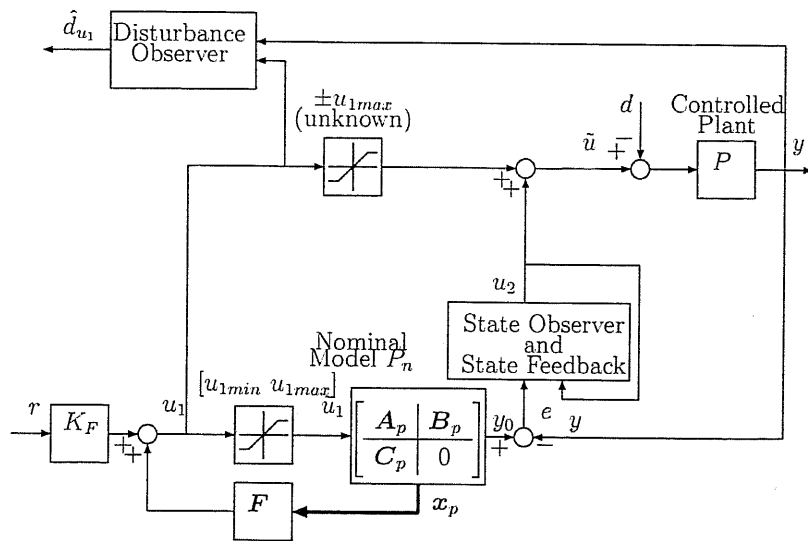


図 B.8: 外乱オブザーバによるフィードフォワード制御の操作量飽和の推定

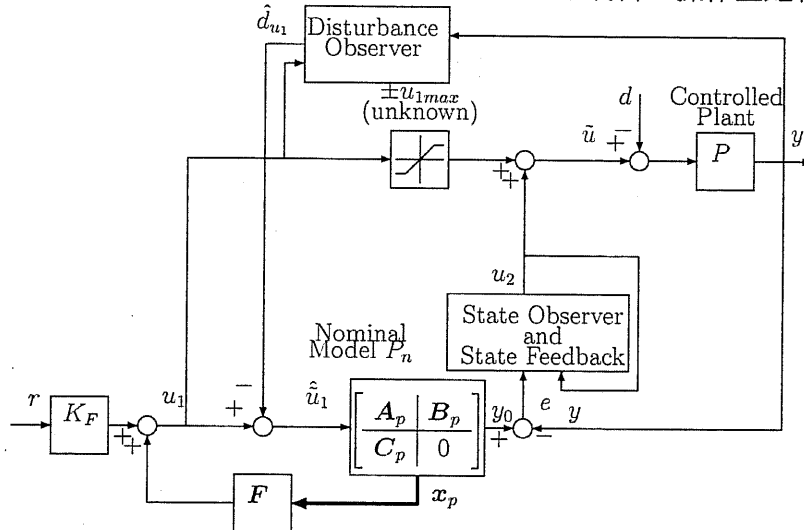


図 B.9: 制御系全体の構成

ドフォワード制御のみに操作量飽和が生じフィードバック制御は操作量飽和を生じずに線形なフィードバック特性が得られることが多くある。この場合には、外乱やモデル化誤差の推定値への影響はフィードバック制御系による感度関数により抑圧されるので、十分な精度で操作量飽和の推定を行うことができると考えられる。

なお、操作量飽和の推定を行う外乱オブザーバを用いた場合には、あらかじめ設計されたフィードバック、フィードフォワード特性が変更される。これに対しては、外乱オブザーバの帯域を高く設定することにより回避する方法などが考えられる。また、図 B.4, B.8 のような推定機構を有する制御系によりあらかじめ操作量飽和を推定し、これにより選ばれた推定値を操作量飽和の上、下限のノミナル値として用いる手法も考えられる。この場合、このノミナル値を用いれば本論文で述べた手法をそのまま適用することができ、設計されたフィードバック、フィードフォワード特性を変更することはないと考えられる。

付録C マニピュレータの運動学、動力学

C.1 マニピュレータのモデル

本章では、第11章で検討する2軸平面マニピュレータの運動学、動力学を導出する。

図C.1に2軸平面マニピュレータのモデルを示す。 (X, Y) は作業空間 $X-Y$ におけるマニピュレータの手先位置を表す。また、各リンクの変位を関節空間上の関節変数 q_1, q_2 によって表す。図C.1における定数の意味を表C.1に示す。

C.2 マニピュレータの運動学の導出

C.2.1 順運動学

関節空間の変数 $q = [q_1 \ q_2]^T$ が与えられた場合に、作業空間での手先位置 $X = [X \ Y]^T$ を求める運動学は一般に非線形であり、(C.1)式のように表される。

$$X = f(q) \quad (C.1)$$

図C.1から、幾何学的な解析を用いれば、作業空間における手先位置を表す変数 X と関節空間の変数 q の関係を表す運動学が (C.2), (C.3) 式のように得られる。

$$X = L_1 \cos q_1 + L_2 \cos(q_1 + q_2) \quad (C.2)$$

$$Y = L_1 \sin q_1 + L_2 \sin(q_1 + q_2) \quad (C.3)$$

C.2.2 逆運動学

ここでは、作業空間での手先位置 X が与えられた場合に、それを実現する関節変数 q を求める逆運動学問題を考える。(C.2), (C.3) 式から明らかなように、一般に作業空間の手先位置 X と関節変数 q の関係は非線形である。逆運動学を求める手法として、Newton-Raphson法を用いた数値計算による手法と、(C.1)式の解析解を用いる手法がある。

Newton-Raphson法を用いた数値計算では、関数 $f(q)$ のヤコビ行列

$$J(q) = \frac{\partial f}{\partial q^T} \quad (C.4)$$

表 C.1: 2軸平面マニピュレータの定数

		1軸	2軸
M_i	リンク質量	9.78[kg]	4.45[kg]
I_i	リンク慣性	0.334[kg m ²]	0.063[kg m ²]
L_i	リンク長	0.359[m]	0.24[m]
I_{mi}	ロータ慣性	0.267[kg m ²]	0.0075[kg m ²]
M_{mi}	モータ質量	73.0[kg]	14.0[kg]

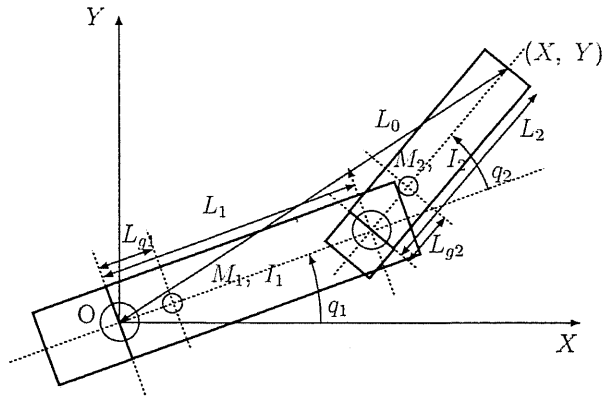


図 C.1: 2軸平面マニピュレータのモデル

を用いて適切な初期値 q_0 に対し

$$\mathbf{X}_i = \mathbf{f}(q_i) \quad (\text{C.5})$$

$$\mathbf{q}_{i+1} = \mathbf{q}_i + \mathbf{J}(q_i)^{-1}(\mathbf{X} - \mathbf{X}_i) \quad (\text{C.6})$$

による収束計算により q を求める。この Newton-Raphson 法によりヤコビ行列が正則となる動作範囲内では十分な精度を有する解が得られる。

一方、(C.2), (C.3) 式から明らかなように、2軸平面マニピュレータでは逆運動学の解析解が存在するので、この解析解を用いる手法もある。ここでは、その解析解を示す [57]。

図 C.1 において原点 O から手先までの距離を L_0 とすれば、余弦定理より

$$\begin{aligned} L_0^2 &= L_1^2 + L_2^2 - 2L_1L_2 \cos(180 - q_2) \\ &= L_1^2 + L_2^2 + 2L_1L_2 \cos q_2 \end{aligned} \quad (\text{C.7})$$

が得られる。一方、手先位置 $\mathbf{X} = [X \ Y]'$ を用いて

$$L_0^2 = X^2 + Y^2 \quad (\text{C.8})$$

が得られる。(C.7), (C.8) 式から

$$\cos q_2 = -\frac{(X^2 + Y^2) - (L_1^2 + L_2^2)}{2L_1L_2} \quad (\text{C.9})$$

$$\sin q_2 = \pm \frac{\sqrt{(2L_1L_2)^2 - \{L_0^2 - (L_1^2 + L_2^2)\}^2}}{2L_1L_2} \quad (\text{C.10})$$

となるので、これを用いて q_2 を

$$q_2 = \text{atan2}(\sin q_2, \cos q_2) \quad (\text{C.11})$$

として求めればよい。

q_1 は以下のようにして得られる。(C.2), (C.3) 式を展開して $\cos q_1, \sin q_1$ の項に分解すると

$$X = k_c \cos q_1 - k_s \sin q_1 \quad (\text{C.12})$$

$$Y = k_s \cos q_1 + k_c \sin q_1 \quad (\text{C.13})$$

ただし、

$$k_c = L_1 + L_2 \cos q_2, \quad k_s = L_2 \sin q_2 \quad (\text{C.14})$$

となる。(C.12), (C.13)式から

$$\cos q_1 = \frac{k_c X + k_s Y}{k_c^2 + k_s^2} \quad (\text{C.15})$$

$$\sin q_1 = \frac{-k_s X + k_c Y}{k_c^2 + k_s^2} \quad (\text{C.16})$$

となり、これより q_1 を以下のようにして求めることができる。

$$q_1 = \text{atan2}(\sin q_1, \cos q_1) \quad (\text{C.17})$$

C.3 マニピュレータの動力学の導出

マニピュレータの運動方程式は Lagrange 法により導出される。2 軸平面マニピュレータではポテンシャルエネルギーは 0 であるので、運動エネルギー $T(q, \dot{q})$ を用いて

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial T}{\partial q_i} = \tau_i, \quad i = 1, 2 \quad (\text{C.18})$$

と表すことができる。 τ_i は関節 i への入力トルクである。

以下では、図 C.1 の 2 軸平面マニピュレータの運動方程式を導出する。まず、作業空間におけるリンク 1 の質量中心、2 軸のジョイントアクチュエータ、リンク 2 の質量中心の位置 \mathbf{x}_{g1} , \mathbf{x}_{m2} , \mathbf{x}_{g2} が以下のように得られる。これを時間に関して微分することによりそれぞれの速度 \mathbf{v}_{g1} , \mathbf{v}_{m2} , \mathbf{v}_{g2} が得られる。ここで、回転軸からリンクの質量中心までの距離は $L_{gi} = L_i/2$ とした。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{g1} &= \begin{pmatrix} L_{g1} \cos q_1 \\ L_{g1} \sin q_1 \end{pmatrix}, \\ \mathbf{x}_{m2} &= \begin{pmatrix} L_1 \cos q_1 \\ L_1 \sin q_1 \end{pmatrix}, \\ \mathbf{x}_{g2} &= \begin{pmatrix} L_1 \cos q_1 + L_{g2} \cos(q_1 + q_2) \\ L_1 \sin q_1 + L_{g2} \sin(q_1 + q_2) \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (\text{C.19})$$

これらを用いればマニピュレータの全運動エネルギー T は

$$\begin{aligned} T &= \frac{1}{2} \left[(I_{m1} + I_1 + I_{m2}) \dot{q}_1^2 + (I_{m2} + I_2) (\dot{q}_1 + \dot{q}_2)^2 \right. \\ &\quad \left. + M_1 |\mathbf{v}_{g1}|^2 + M_{m2} |\mathbf{v}_{m2}|^2 + M_2 |\mathbf{v}_{g2}|^2 \right] \end{aligned} \quad (\text{C.20})$$

(C.20) 式を用いて (C.18) 式を求めれば、マニピュレータの運動方程式として (C.21) 式が得られる。

$$\mathbf{M} \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{c}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \boldsymbol{\tau} \quad (\text{C.21})$$

ここで、

$$\begin{aligned} \mathbf{M}(\mathbf{q}) &= \begin{bmatrix} p_1 + 2p_3 \cos q_2 & p_2 + p_3 \cos q_2 \\ p_2 + p_3 \cos q_2 & p_2 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{c}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) &= \begin{bmatrix} -p_3(2\dot{q}_1 + \dot{q}_2) + \dot{q}_2 \sin q_2 \\ p_3 \dot{q}_1^2 \sin q_2 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (\text{C.22})$$

$$p_1 = I_{m1} + I_1 + 2I_{m2} + I_2 + M_1 L_{g1}^2 + M_{m2} L_1^2 + M_2 L_1^2 + M_2 L_{g2}^2 \quad (\text{C.23})$$

$$p_2 = I_{m2} + I_2 + M_2 L_{g2}^2 \quad (\text{C.24})$$

$$p_3 = M_2 L_1 L_{g2} \quad (\text{C.25})$$

研究業績

論文誌掲載論文:

1. 鈴木 文泰, 堀 洋一, “飽和状態オブザーバを用いたアンチwindアップ制御”, 電気学会誌論文誌 D, Vol.120-D, No.1, pp.120/125, Jun. 2000.
2. 鈴木 文泰, 堀 洋一, “ユーラパラメトリゼーションに基づくフィードバック制御系のアンチwindアップ化”, 電気学会論文誌 D, Vol.121-D, No. 6, June, 2001. (掲載決定)
3. 鈴木 文泰, 堀 洋一, “左既約分解に基づく 2 自由度制御系のアンチwindアップ化”, 電気学会論文誌 D(投稿中)

国際会議発表論文 :

4. Fumiyasu Suzuki and Yoichi Hori, Recent Development of Anti-Windup Control System based on Observer and Left Coprime Factorization, Proc. of IPEC-2000, Vol.1, pp.572/577, Apr. 2000, Tokyo
5. Fumiyasu Suzuki, Yeonghan Chun and Yoichi Hori, Anti-Windup Control Using Saturated State Observer, 5th International Workshop on Advanced Motion Control, No.98-018, Jun. 1998, Coimbra

研究会論文 :

6. 鈴木 文泰, 堀 洋一, “左既約分解に基づく 2 自由度制御系のアンチwindアップ手法の構造とその追従制御系への適用”, 電気学会産業計測制御研究会 (発表予定)
7. 鈴木 文泰, 堀 洋一, “2 自由度制御系におけるフィードフォワード制御器のアンチwindアップ化に関する検討”, 電気学会産業計測制御研究会 IIC-00-58, pp.53/59, 2000/6.
8. 鈴木 文泰, 堀 洋一, “状態オブザーバを用いたアンチwindアップ制御器の一設計法”, 電気学会産業計測制御研究会 IIC-00-2, pp.7/12, 2000/3.
9. 鈴木 文泰, 堀 洋一, “瞬時速度オブザーバの 2 次振動系への拡張”, 産業計測制御研究会, IIC-99-4, pp.21/26, 1999/1.
10. 鈴木 文泰, 全 瑩煥, 堀 洋一, “サーボ系設計に適した低次元モデルの作成法”, 電気学会産業計測制御研究会 IIC-97-18, pp.61/66, 1997/2.
11. 鈴木 文泰, 全 瑩煥, 堀 洋一, “アンチwindアップ制御の安定性解析とステップモデルへの適用”, 電気学会産業計測制御研究会 IIC-97-54, pp.79/84, 1997/10.

大会論文 :

12. 鈴木 文泰, 堀 洋一, “ユーラパラメトリゼーションに基づくアンチwindアップ制御器の構造”, 2000年電気学会産業応用部門大会, Vol.3, pp.1297/1300, 2000/8.
13. 鈴木 文泰, 堀 洋一, “瞬時速度オブザーバにおける安定余有の改善効果の検討”, 1999年電気学会産業応用部門大会, Vol.3, pp.503/506, 1999/8.
14. 鈴木 文泰, 全 瑩煥, 堀 洋一, “飽和オブザーバを用いたアンチwindアップ制御”, 1998年電気学会全国大会, 878, pp.4-271/4-272, 1998/3.
15. 鈴木 文泰, 全 瑩煥, 堀 洋一, “サーボ系設計に適した低次元モデルの作成法”, 1997電気学会全国大会, 1027. 1997/3.

その他 :

16. 鈴木 文泰, 堀 洋一, “飽和オブザーバを用いたアンチwindアップ制御の提案とその精密位置決め制御系への適用”, 東京大学工学部総合試験所年報, Vol.57, pp.235/240, 1998
17. 鈴木 文泰, 大石 潔, “アンチwindアップ制御”, モータ技術実用ハンドブック – アドバンス編 (日刊工業新聞社)

参考文献

- [1] T. Yamaguchi and S. Nakagawa: "Recent control technologies for fast and precise servo system of hard disk drives", Proceedings of International Workshop on Advanced Motion Control, 69/73, 2000.
- [2] 鈴木: "高 TPI 時代に向けた HDD の高精度位置決め", 日本機械学会 IIP2000 情報・知能・精密機器部門講演会講演論文集, 148/153, 2000.
- [3] 石川, 服部, 橋本: "二自由度制御に基づく磁気ディスク装置の高速位置決め制御", 日本機械学会論文集 (C 編), 62-5, 1848/1856, 1996.
- [4] 谷津, 鈴木: "モデル追従制御による HDD のシーク方式", 日本機械学会第 74 期通常総会講演論文集 (IV), 410/411, 1997.
- [5] M. Iwashiro, M. Yatsu and H. Suzuki: "Time optimal track-to-track seek control by model following deadbeat control", IEEE transactions on magnetics, 35-2, 904/909, 1999.
- [6] 平田, 劉, 美多, 山口: "サンプル値 H_∞ 制御理論を用いたハードディスクのフォロイング制御", 計測自動制御学会論文集, 29-1, 71/77, 1993.
- [7] 山口, 穴田, 平井: "磁気ディスク装置ヘッド位置決めサーボ系におけるサーボモード切り換え時の初期値補償問題の基礎検討", 計測自動制御学会論文集, 29-7, 792/799, 1993.
- [8] 山口, 穴田, 遠山, 平井: "モード切り換え型制御系の初期値補償設計と磁気ディスク装置ヘッド位置決めサーボ系への適用", 計測自動制御学会論文集, 31-6, 780/788, 1995.
- [9] 山口, 平井: "モード切り換え型制御系における付加入力を用いた初期値補償設計と磁気ディスク装置への適用", 計測自動制御学会論文集, 32-8, 1219/1225, 1996.
- [10] 山口, 沼里, 平井: "初期値補償を伴うモード切り換え型制御系の切り換え条件の設計と磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系への適用", 計測自動制御学会論文集, 34-8, 1033/1040, 1998.
- [11] 小林, 山口, 吉田, 平井: "キャリッジ加速度情報を用いたマルチセンシングヘッド位置決め制御", 日本機械学会第 74 期通常総会講演会講演論文集 (IV), 404/405, 1997.
- [12] J. Ding, H. Numasato and M. Tomizuka: "Single/dual-rate digital controller design for dual stage track following in hard disk drives", Proceedings of International Workshop on Advanced Motion Control, 80/85, 2000.
- [13] T. Semba, T. Hirano, J. Hong and L.-S. Fan: "Dual-stage servo controller for HDD using MEMS microactuator", IEEE Transactions on Magnetics, 2271/2273, 1999.

- [14] M. Kobayashi, T. Yamaguchi and R. Horowitz: "Track-seeking controller design for dual-stage actuator in magnetic disk drives", Proceedings of the American Control Conference, 2610/2614, 2000.
- [15] 小林, 山口, R. Horowitz: "磁気ディスク装置二段アクチュエータの1トラックシーク制御系の設計", 日本機械学会 IIP2000 情報・知能・精密機器部門講演会講演論文集, 154/159, 2000.
- [16] 高倉: "N-delay2 自由度制御による目標値追従システムの構成と磁気ディスク装置への応用", 電気学会論文誌, 119-D-5, 728/734, 1999.
- [17] 小林, 山口, 押味, 曾山, 秦, 平井: "磁気ディスク装置のマルチレート零位相差フィードフォワード制御", 日本機械学会 IIP98 情報・知能・精密機器部門講演会講演論文集, 21/22, 1998.
- [18] 藤本, 堀, 山口, 中川: "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, 120-D-10, 1157/1164, 2000.
- [19] T. Hara and M. Tomizuka: "Performance enhancement of multi-rate controller for hard disk drives", IEEE Transactions on magnetics, 35-2, 898/903, 1999.
- [20] W.-W. Chiang: "Multirate state-space digital controller for sector servo systems", Conference on Decision and Control, 1902/1907, 1990.
- [21] Y. Gu and M. Tomizuka: "Digital redesign and multi-rate control for motion control - a general approach and application to hard disk drive servo system", Proceedings of International Workshop on Advanced Motion Control, 246/251, 2000.
- [22] 山口: "磁気ディスク装置の高精度サーボ技術", 日本応用磁気学会誌, 20-3, 771/776, 1996.
- [23] 浜田, 大槻, 斉藤, 秦: "磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系への外乱オブザーバの応用", 計測自動制御学会論文集, 30-7, 828/835, 1994.
- [24] 平田, 熱海, 村瀬, 野波: "サンプル値 H_∞ 制御理論を用いたハードディスクのフォロイング制御", 計測自動制御学会論文集, 36-2, 172/179, 2000.
- [25] 鈴木, 臼井, 佐々木, 藤澤, 吉田, 平井: " H_∞ 混合感度問題による磁気ディスク 2 ステージサーボ機構系の追従制御", 日本機械学会第 74 期通常総会講演会講演論文集 (IV), 406/407, 1997.
- [26] L.-S. Fan, H. H. Ottesen, T. C. Reiley and R. W. Wood: "Magnetic recording head positioning at very high track densities using a microactuator-based two-stage servo system", IEEE Trans. on Industrial Electronics, 42-3, 222/233, 1995.
- [27] 今野, 堀: "高次外乱補償機能を有する瞬時速度オブザーバ", 電気学会論文誌 D, 112-D-6, 539/544, 1992.
- [28] 堀: "低精度エンコーダを用いるサーボモータの瞬時速度推定と慣性同定", 機械学会ロボティクス・メカトロニクス部門講演会, 第 B 巻, 941/944, 1995.
- [29] 伊藤: "自動制御", 丸善, 1981.

- [30] 荒木, 古谷: “無駄時間を含むプラントの制御 -スミス法の現代化-”, 電気学会論文誌, 116-C-10, 1081/1084, 1996.
- [31] 山浦: “最適制御入門”, コロナ社, 1996.
- [32] 西村, 吉田, 米澤: “操作量や状態に制限がある場合の線形制御系の設計”, 計測自動制御学会論文集, 20-7, 600/605, 1984.
- [33] 吉田, 西村, 米澤: “操作量に制限がある線形系に対する可変ゲインフィードバック制御系の設計”, 計測自動制御学会論文集, 21-7, 677/683, 1985.
- [34] 汪赴, 鐘, 田川: “操作量飽和の影響を受けにくい制御系の設計法”, 計測自動制御学会論文集, 28-9, 1077/1083, 1992.
- [35] C. Bohn and D. Atherton: “An analysis package comparing PID anti-windup strategies”, IEEE Control Systems Magazine, 15-2, 34/40, 1995.
- [36] Y. Peng, D. Vrancic and R. Hanus: “Anti-windup, bumpless, and conditioned transfer techniques for PID controllers”, IEEE Control Systems Magazine, 16-4, 48/57, 1996.
- [37] 渡辺, 内田, 示村, 藤田: “制御入力に制限を受ける制御系に対する anti-windup and bumpless transfer の新しい設計法”, 計測自動制御学会論文集, 30-6, 660/668, 1994.
- [38] Y. Peng, D. Vrancic, R. Hanus and S. S. WELLER: “Anti-windup designs for multi-variable controllers”, Automatics, 34-12, 1559/1565, 1998.
- [39] 中尾, 金, 大石, 大西: “デジタルサーボ系のワインド・アップ現象の防止”, 電気学会論文誌, 108-D-7, 678/684, 1988.
- [40] 大石, 間下: “操作量飽和を考慮したデジタルロバスト速度サーボ系の一構成法”, 電気学会論文誌, 119-D-1, 88/96, 1999.
- [41] 高, 駒田, 堀: “トルク飽和のあるサーボ系のワインドアップ抑制の一手法”, 電気学会論文誌, 120-D-11, 1321/1327, 2000.
- [42] 大石, ウィモンパン, 染野: “関節空間のトルクとサーボ系の飽和を考慮したロバストなロボットモーション制御法”, 電気学会論文誌, 118-D-1, 38/44, 1998.
- [43] K. Ohishi and H. Nozawa: “Redundant manipulator control with autonomous consideration algorithm of torque saturation”, Proc. of IEEE ISIE1999, Vol. 1, 145/150, 1999.
- [44] 佐々木, 渡辺: “船舶のアクティブ減揺制御 - マスの可動範囲を考慮した制御系設計”, 電気学会論文誌, 120-D-11, 1382/1390, 2000.
- [45] 渡辺, 松井, 内田: “状態フィードバック H^∞ 制御理論を用いたアンチワインドアップコントローラの設計と実装”, 電気学会論文誌, 117-C-3, 307/314, 1997.
- [46] M. V.Kothare, P. J.Campo, M. Morari and C. N.Nett: “A unified framework for the study of anti-windup designs”, Automatica, 30-12, 1869/1883, 1994.

- [47] 川邊, 北森: “操作端の飽和による制御演算暴走を防ぐ制御器構成法”, 計測自動制御学会論文集, 29-7, 851/853, 1993.
- [48] 木村, 藤井, 森: “ロバスト制御”, コロナ社, 1994.
- [49] 佐伯, 和田, 土屋: “飽和時の応答を考慮したアンチwindアップ制御器の設計”, 計測自動制御学会論文集, 35-6, 754/761, 1999.
- [50] 鈴木, 堀: “飽和オブザーバを用いたアンチwindアップ制御”, 電気学会論文誌, 120-D-1, 120/125, 2000.
- [51] 鈴木, 堀: “状態オブザーバを用いたアンチwindアップ制御器の一設計法”, 電気学会産業計測制御研究会 IIC-00-2, 7/12, 2000.
- [52] 前田, 杉江: “アドバンスト制御のためのシステム制御理論”, 朝倉書店, 1990.
- [53] 細江, 荒木: “制御系設計 $-H_{\infty}$ 制御とその応用”, 朝倉書店, 1994.
- [54] 新: “有限時間整定制御と制御理論”, 計測と制御, 38-9, 537/540, 1999.
- [55] M. Tomizuka: “Zero phase error tracking algorithm for digital control”, ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control, 109-3, 65/68, 1987.
- [56] 梅野, 堀: “2自由度ロバストサーボ系の構成とマニピュレータの運動制御への応用”, 電気学会論文誌, 110-D-11, 1163/1170, 1990.
- [57] 計測自動制御学会編 (編): “ロボット制御の実際”, コロナ社, 1997.