

博士論文

非線形特性を有する メカトロニクス機器に対する モデル化と位置決め制御

2008 年度

山元 純文

名古屋工業大学博士論文
甲第681号(課程修了による)
平成21年3月23日授与

目次

第 1 章	序論	1
1.1	本研究の背景	1
1.2	本研究の目的	2
1.3	本論文の概要	4
第 2 章	非線形摩擦を有するメカトロニクス機器に対するモデル化と特性解析	7
2.1	まえがき	7
2.2	制御対象概要	7
2.3	線形解析	8
2.3.1	システムむだ時間の同定	8
2.3.2	振動系のモデル化	10
2.3.3	位置決め制御系の構成	11
2.4	非線形解析	13
2.4.1	非線形摩擦に対する研究動向	13
2.4.2	摩擦静特性の測定	14
2.5	反復学習を応用した高精度外乱推定	18
2.5.1	プラントモデル構成	18
2.5.2	モデリングプロセス	18
2.5.3	反復学習による外乱推定	19
2.5.4	大ストローク動作時における摩擦挙動解析	21
2.5.5	微小ストローク動作時における摩擦挙動解析	22
2.6	非線形摩擦モデルを考慮したシミュレータ構築	26
2.7	各種特性変動が位置決め応答に与える影響解析	28
2.7.1	温度変化による特性変動とパラメータ変化	29
2.7.2	特性変動による位置決め応答特性への影響解析	31
第 3 章	波動歯車装置のモデリングと補償	37

3.1	まえがき	37
3.2	波動歯車装置の概要と角度伝達誤差	37
3.2.1	波動歯車装置の構造と動作原理	37
3.2.2	波動歯車減速機と制御対象	40
3.2.3	実験装置の構成	41
3.2.4	位置決め制御系の構成	41
3.2.5	角度伝達誤差の定義と分類	43
3.3	相対回転同期成分のモデル化と特性解析	45
3.3.1	相対回転同期成分の測定	45
3.3.2	相対回転同期成分の測定結果	46
3.3.3	相対回転同期成分の数学モデリング	47
3.3.4	パラメータの同定	49
3.3.5	回転方向依存性の検証	51
3.4	非線形弾性変形成分のモデル化と特性解析	53
3.4.1	非線形弾性変形成分の測定	53
3.4.2	測定結果	53
3.4.3	非線形弾性変形成分のモデル化	54
3.5	非線形要素を考慮した波動歯車減速機の精密シミュレータ構築	56
3.5.1	静的非線形ばね特性の測定とモデル化	57
3.5.2	非線形摩擦特性の測定とモデル化	58
3.5.3	非線形要素を考慮した位置決めシミュレータ構築	61
3.6	角度伝達誤差補償	61
3.6.1	角度伝達誤差補償の概要	62
3.6.2	角度伝達誤差補償実験	63
3.6.3	CW 方向	65
3.6.4	CCW 方向	69
第 4 章	外乱オブザーバを併用した 2 自由度ロバストフィードバック補償器設計	73
4.1	まえがき	73
4.2	外乱オブザーバを併用したロバストフィードバック位置決め制御系	73
4.2.1	外乱オブザーバの概要	74
4.2.2	ロバスト安定性を考慮した外乱オブザーバの設計法	75
4.3	外乱オブザーバを併用したフィードバック補償器設計	78
4.4	実機検証	81

第 5 章	外乱フィードフォワード補償による高精度位置決め制御	83
5.1	まえがき	83
5.2	大ストローク動作に対する外乱フィードフォワード補償	83
5.2.1	反復学習による外乱推定と補償	83
5.2.2	外乱モデルによるフィードフォワード補償	85
5.2.3	外乱数学モデルのパラメータ同定	89
5.2.4	適応型外乱フィードフォワード補償	91
5.3	微小ストローク動作に対する外乱フィードフォワード補償	96
5.3.1	非線形ばねモデル	96
5.3.2	外乱モデルの動作例	98
5.3.3	実験結果	99
第 6 章	機構共振振動を考慮した 2 自由度位置決め制御系の位置指令生成	105
6.1	まえがき	105
6.2	目標値修正を考慮した位置指令生成	105
6.2.1	目標値修正とその問題点	106
6.2.2	制振位置指令生成	107
6.2.3	従来法と提案法の位置指令比較	112
6.2.4	実験結果	112
6.3	プラント変動にロバストな位置指令生成	113
6.3.1	実験装置の概要と位置決め制御系	115
6.3.2	位置決め仕様と 2 自由度位置決め制御系	117
6.3.3	プラント変動を考慮した位置指令生成手法	119
6.3.4	プラント変動を考慮した指令生成	120
6.3.5	LMI 最小化問題の可解性と評価値	123
6.3.6	シミュレーション及び実験による提案手法の有効性検証	125
6.3.7	位置決め応答シミュレーション	126
6.3.8	実験による検証	127
第 7 章	結論	129
7.1	本研究の成果	129
7.2	今後の課題	131
謝 辞		133
参考文献		135

発表論文リスト	143
付録 A 適応制御概要	147
付録 B LMI を用いた制御入力生成法	149

目次

1.1	高速・高精度位置決めを目指した2自由度位置決め制御系	3
1.2	本論文の構成	6
2.1	供試ボールねじ駆動テーブル装置概略図	8
2.2	モータ単体に対する周波数特性	9
2.3	トルク電流指令値からモータ位置までの周波数特性	11
2.4	トルク電流指令値から機台加速度までの周波数特性	11
2.5	2自由度位置決め制御系ブロック線図	11
2.6	速度－摩擦力特性(暖機運転前)	15
2.7	速度－摩擦力特性(暖機運転後)	15
2.8	速度－摩擦力特性(暖機運転前後の比較)	15
2.9	非線形ばね特性	17
2.10	実機モデル, シミュレーションモデル構成	18
2.11	反復学習による外乱推定	19
2.12	5 mm ストローク位置決め実験結果	21
2.13	反復学習による外乱推定結果	23
2.14	推定外乱応答	24
2.15	速度－推定外乱特性	24
2.16	0.25 mm ストローク位置決め時のモータ位置, モータ位置偏差, 推定外乱	25
2.17	0.25 mm ストローク位置決め時の各種応答	25
2.18	摩擦静的特性に対するモデル	26
2.19	非線形摩擦モデルを用いたシミュレーションによる実機応答の再現	29
2.20	サーボモータ単体の温度上昇前後の周波数特性	30
2.21	サーボモータ内部温度変化に対する各応答波形	31
2.22	温度上昇前後の各パラメータ	31
2.23	各種特性変動を与えた際の位置偏差応答波形	33
2.24	各種特性変動を与えた際の軌跡追従誤差	34

2.25	各種特性変動を与えた際の推定外乱波形	35
2.26	各種特性変動を与えた際の推定外乱周波数特性	36
3.1	波動歯車装置基本構造 (出展：メカトロニクス製品カタログ [64])	38
3.2	波動歯車装置の動作原理 (出展：ハーモニックドライブ®の原理 [65])	39
3.3	FHA-8C-50-E200-C	40
3.4	サーボアクチュエータ FHA-8C-50-E200-C の諸元	40
3.5	実験装置の概観	41
3.6	実験装置の模式図	42
3.7	負荷軸エンコーダの諸元	42
3.8	P-PI 制御系	42
3.9	2 慣性系によるプラントモデル	44
3.10	角度伝達誤差の測定	46
3.11	相対回転同期成分 (測定結果)	47
3.12	相対回転同期成分 (モータ軸 3 周期)(測定結果)	47
3.13	相対回転同期成分スペクトル	47
3.14	回転角の定義	48
3.15	スペクトル領域での各相対回転同期成分の抽出	50
3.16	モータ軸同期成分	50
3.17	負荷軸同期成分	50
3.18	FS-WG 相対回転同期成分	50
3.19	実測値と相対回転同期成分モデル	51
3.20	実測値と相対回転同期成分モデル (モータ軸 3 周期)	51
3.21	モータ軸同期成分 (再現性検討)	52
3.22	負荷軸同期成分 (再現性検討)	52
3.23	FS-WG 相対回転同期成分 (再現性検討)	52
3.24	実験条件	53
3.25	正弦波振幅 (モータ軸角度)	53
3.26	正弦波角度入力に対する角度伝達誤差	54
3.27	角度伝達誤差のヒステリシス特性	54
3.28	非線形弾性変形成分モデル	55
3.29	非線形弾性変形成分モデルのパラメータ	55
3.30	角度伝達誤差時間応答波形の実機とモデル応答比較	55
3.31	角度伝達誤差ヒステリシス特性の実機とモデル応答比較	55
3.32	プラントモデルブロック線図	56

3.33	トルク - ねじれ関係測定における測定点の推移	57
3.34	非線形ばね特性測定結果	58
3.35	ばねモデル	60
3.36	一定速度駆動試験結果	60
3.37	モータ位置応答比較図	62
3.38	負荷位置応答比較図	62
3.39	ねじれ応答比較図	62
3.40	電流指令値応答比較図	62
3.41	角度伝達誤差補償器	63
3.42	モータ軸応答 NoComp(CW)	66
3.43	モータ軸応答 SyncOnly(CW)	66
3.44	モータ軸応答 HysOnly(CW)	66
3.45	モータ軸応答 Proposal(CW)	66
3.46	負荷軸応答 NoComp(CW)	67
3.47	負荷軸応答 SyncOnly(CW)	67
3.48	負荷軸応答 HysOnly(CW)	67
3.49	負荷軸応答 Proposal(CW)	67
3.50	負荷軸応答分布 NoComp(CW)	68
3.51	負荷軸応答分布 SyncOnly(CW)	68
3.52	負荷軸応答分布 HysOnly(CW)	68
3.53	負荷軸応答分布 Proposal(CW)	68
3.54	モータ軸応答 NoComp(CCW)	70
3.55	モータ軸応答 SyncOnly(CCW)	70
3.56	モータ軸応答 HysOnly(CCW)	70
3.57	モータ軸応答 Proposal(CCW)	70
3.58	負荷軸応答 NoComp(CCW)	71
3.59	負荷軸応答 SyncOnly(CCW)	71
3.60	負荷軸応答 HysOnly(CCW)	71
3.61	負荷軸応答 Proposal(CCW)	71
3.62	負荷軸応答分布 NoComp(CCW)	72
3.63	負荷軸応答分布 SyncOnly(CCW)	72
3.64	負荷軸応答分布 HysOnly(CCW)	72
3.65	負荷軸応答分布 Proposal(CCW)	72
4.1	外乱オブザーバ併用型 2 自由度位置決め制御系ブロック線図	74

4.2	外乱オブザーバブロック線図	74
4.3	外乱オブザーバのブロック線図	75
4.4	マイナーループ表現による外乱オブザーバ	76
4.5	外乱オブザーバのロバスト安定性解析	76
4.6	$F_d(s)$ と $\Delta_m^{-1}(s)$ の比較図	79
4.7	外乱オブザーバマイナーループナイキスト線図	79
4.8	フィードバック制御系ナイキスト線図	80
4.9	フィードバック制御系感度関数	80
4.10	フィードバック制御系外乱抑圧特性	80
4.11	フィードバック制御系相補感度関数	81
4.12	温度特性変化時の位置偏差応答波形	82
4.13	温度特性変化時の軌跡追従誤差	82
4.14	位置決め応答ばらつき評価	82
5.1	反復学習を用いた外乱推定	84
5.2	位置偏差, 軌跡追従誤差, 反復学習による推定外乱応答	86
5.3	外乱オブザーバ出力と反復学習トルクの比較図	87
5.4	反復学習によって得られた推定外乱応答 (5,20,100 mm)	87
5.5	推定外乱の位置特性	88
5.6	推定外乱の速度特性	88
5.7	推定外乱の加速度特性	88
5.8	推定外乱の加加速度特性	88
5.9	推定外乱と外乱モデル出力の比較図	90
5.10	外乱オブザーバ併用型 2 自由度位置決め制御系ブロック線図	90
5.11	外乱モデルを用いた位置決め実験結果 (20 mm)	91
5.12	外乱モデルを用いた位置決め実験結果 (65 mm)	91
5.13	暖機運転前後の推定外乱波形	93
5.14	一定速度駆動試験結果と速度モデル定数倍出力比較図	93
5.15	適応型外乱フィードフォワード補償	94
5.16	外乱推定器を含めた適応システム	95
5.17	適応型外乱フィードフォワード補償を用いた位置決め実験結果 (20 mm)	96
5.18	非線形ばねモデル	97
5.19	インチング・往復動作を考慮した外乱数学モデル	97
5.20	外乱モデル動作例	98
5.21	提案手法を用いた 0.25 mm ストローク位置決め実験結果	101

5.22	提案手法を用いた 1.0 mm ストローク位置決め実験結果 (モータ位置偏差)	102
5.23	提案手法を用いた 1.0 mm ストローク位置決め実験結果 (軌跡追従誤差)	102
5.24	1.0 mm ストローク時の位置決め応答ばらつき評価	102
5.25	温度特性変化前後での 0.25 mm ストローク位置決め実験結果 (モータ位置偏差)	103
5.26	温度特性変化前後での 0.25 mm ストローク位置決め実験結果 (軌跡追従誤差)	103
6.1	目標値修正時の速度指令波形	107
6.2	修正目標波形とその加速度波形	111
6.3	修正目標波形の Jerk 波形	111
6.4	修正目標波形の Jerk 波形振幅スペクトル	111
6.5	従来法による位置指令とその加速度波形	113
6.6	提案法による位置指令とその加速度波形	113
6.7	従来法による Jerk 波形振幅スペクトル	113
6.8	提案法による Jerk 波形振幅スペクトル	113
6.9	従来法による位置偏差応答波形	114
6.10	提案法による位置偏差応答波形	114
6.11	従来法による機台振動	114
6.12	提案法による機台振動	114
6.13	リニアモータ駆動テーブル装置概略図	115
6.14	推力指令値からテーブル・機台相対変位までの周波数特性	116
6.15	推力指令値から機台変位までの周波数特性	116
6.16	2 自由度ロバスト制御系ブロック線図	118
6.17	2 自由度ロバスト制御系でのナイキスト線図	119
6.18	拡大系プラント	120
6.19	変動モデルを含む拡大系プラント	121
6.20	ステップ数に対する機台変位最大振幅	124
6.21	ステップ数, 機台変位最大振幅と, 評価値の関係	124
6.22	1, 2 次次振動モード変動と評価値の関係	125
6.23	制御入力及び制御入力周波数特性	126
6.24	従来法による位置決めシミュレーション結果	128
6.25	提案法による位置決めシミュレーション結果	128
6.26	ノミナル時における位置決め実験結果	128
6.27	プラント特性変動時における位置決め実験結果	128

表目次

2.1	供試装置の諸元	8
2.2	プラントモデルの各パラメータ	10
2.3	FF 補償器設計パラメータ	12
2.4	FB 制御系パラメータ	13
2.5	一定速度駆動試験結果 暖機運転前	16
2.6	一定速度駆動試験結果 暖機運転後	16
2.7	非線形摩擦モデルの各パラメータ	28
2.8	粘性摩擦モデルの各パラメータ	28
3.1	角度伝達誤差測定条件	46
3.2	モータ軸同期成分パラメータ	50
3.3	負荷軸同期成分パラメータ	51
3.4	FS-WG 相対回転同期成分パラメータ	51
3.5	非線形ばね特性測定結果 (負荷トルク - ねじれ特性)	59
3.6	非線形ばね特性 (ばね定数表記)	60
3.7	摩擦モデルパラメータ	60
3.8	非線形要素を考慮したプラントパラメータ	61
3.9	実機実験条件 (角度伝達誤差補償)	63
3.10	角度伝達誤差補償条件と送り方向	64
3.11	補償効果比較 (CW)	68
3.12	補償効果比較 (CCW)	72
4.1	FB 制御系各パラメータ (提案法)	79
4.2	安定余有	81
5.1	GA 処理諸元	89
5.2	外乱モデルパラメータ同定結果	89
5.3	軌跡追従誤差面積の評価	91

5.4	軌跡追従誤差面積の評価 (適応型外乱 FF 補償)	96
5.5	外乱モデルの各パラメータ	99
5.6	軌跡追従誤差面積の評価 (微小ストローク)	100
6.1	制振位置指令生成用パラメータ	110
6.2	供試装置の諸元	116
6.3	ノミナルモデルパラメータ	117

第 1 章

序論

1.1 本研究の背景

携帯電話や家電製品，パーソナルコンピュータを始めとする情報機器や電子機器製品は，我々が日々活動する社会に深く浸透しており，それらの小型化，高性能・高機能化，低価格化のトレンドは今後も続いていくであろう。そのトレンド実現には，製品コンセプトや市場要求の調査・判断はもとより，実際に機器を加工・製造する各種工作機械や電子回路製造装置といった各種メカトロニクス機器の高性能化が必要不可欠である。ここでいうメカトロニクス機器の高性能化とは，生産性向上の観点から要求される加工・装置の高速化，機器の小型・軽量化，アクチュエータの高出力化，サーボ技術の向上などに集約されよう。その実現を支える要素技術の一つに，高速・高精度位置決め制御が挙げられるが，そこでは，機構系の軽量化に伴う機器剛性低下によって励起される機構共振振動が高速位置決め精度劣化の要因となったり，大量生産される製品間の個体差による性能ばらつきが位置決め精度劣化の要因となる。これらの要因は様々なメカトロニクス製品に共通するものであり，高速・高精度位置決め制御技術の開発を目指した場合，以下の 3 点に大別されよう。

1. 機構共振モードによる共振振動現象
2. 非線形摩擦，非線形ばね，バックラッシュなどの非線形特性
3. 装置特有の構造に起因した特性

第 1 の機構共振振動に関しては，高速性を追求するために可動部の軽量化や高剛性化を試みることが一般的ではあるが，そこには技術的・コスト的な制約が存在する [1-4]。そのため，実用的には応答帯域内に存在する機構共振振動に対する制振制御技術が必要不可欠となる。第 2 の制御対象に内在する非線形特性の例として，多くの制御対象は非線形摩擦や非線形ばね特性，バックラッシュ，飽和，スティック・スリップといった様々な非線形特性を有している。これらの特性の影響が十分小さく，系全体が線形に振舞う場合に

は、従来より提案されている様々な線形制御手法によって制振制御が実現できる。しかし、非線形性の影響が大きい場合には、その特性を十分考慮した制御系の構築が必須である。第3の機構に固有な特性としては、XYテーブルや多軸ロボット、工作機械、さらにそれらを構成するアクチュエータ、減速機、案内機構などの機械要素が有する固有の特性が、位置決め制御性能に対してどのような影響を与えるのかを解析し、それぞれの特有の課題に対するアプローチが必要となる。

以上のような課題を持つ制御対象に対する制御系への基本的な要求としては、システムの(ロバスト)安定化を前提とし、1) 目標軌道設計(軌道計画)、2) サーボ制御系設計(軌道追従)、3) 外乱抑圧、4) 整定時等に見られる制御対象特有の問題に対処する制御系設計、が考えられる[1,2]。これらの要求を実現するための一つの有力な手法として、目標値追従特性と外乱抑圧特性を独立に設計可能な2自由度制御系が提案されており、その実用性・有効性は周知の通りである[5-13]。フィードフォワード補償器を併用した2自由度制御系では、フィードフォワード補償器で目標値追従特性を、フィードバック補償器で外乱抑圧特性を決定すべく制御系設計がなされ、両者の設計が比較的容易であるといった特徴を持っている[6]。しかし、それらの制御系設計は基本的にモデルベースの設計法となるため、設計に際して数学モデルの構築が必須である。さらに、そのモデルの精度が制御性能を左右するが、詳細なモデル構築には多大な労力を要したり、制御系設計においては複雑なモデルが適さない場合も多く、制御系設計の前段階として目的に応じたモデル構築が重要である[14,15]。

1.2 本研究の目的

本研究は、1.1節で述べた課題を有する各種メカトロニクス機器に対して、高速かつ高精度な位置決め制御系実現のためのモデル化及び制御手法を提案するものである。典型的な非線形特性である非線形摩擦が位置決め応答性能に大きく影響を与える例である、ボールねじ駆動やリニアモータ駆動によるテーブル装置や、ロボットなどに多用される減速機を対象に、位置決め制御系への基本的な要求に対応した各種アプローチを提案する。これらのメカトロニクス機器では、高性能化実現の観点から装置の小型・軽量化が求められるが、軽量化に伴う機器剛性の低下から励起される機構共振が高速性を阻害する。また、位置決め機構の駆動部や案内面などの接触部位には非線形摩擦や非線形弾性要素が内在し、位置決め制御性能を劣化させる。更に、動作環境や動作条件等による駆動部等の動特性変化が、制御性能の低下を引き起こす。

このような課題を持つ制御対象に対して、本研究では図1.1に示す2自由度位置決め制御系を基本形とする。すなわち、本制御系に要求される設計技術は、1) 制御対象に対する精密モデリング、2) フィードバック補償器設計、3) フィードフォワード補償器設計、4)

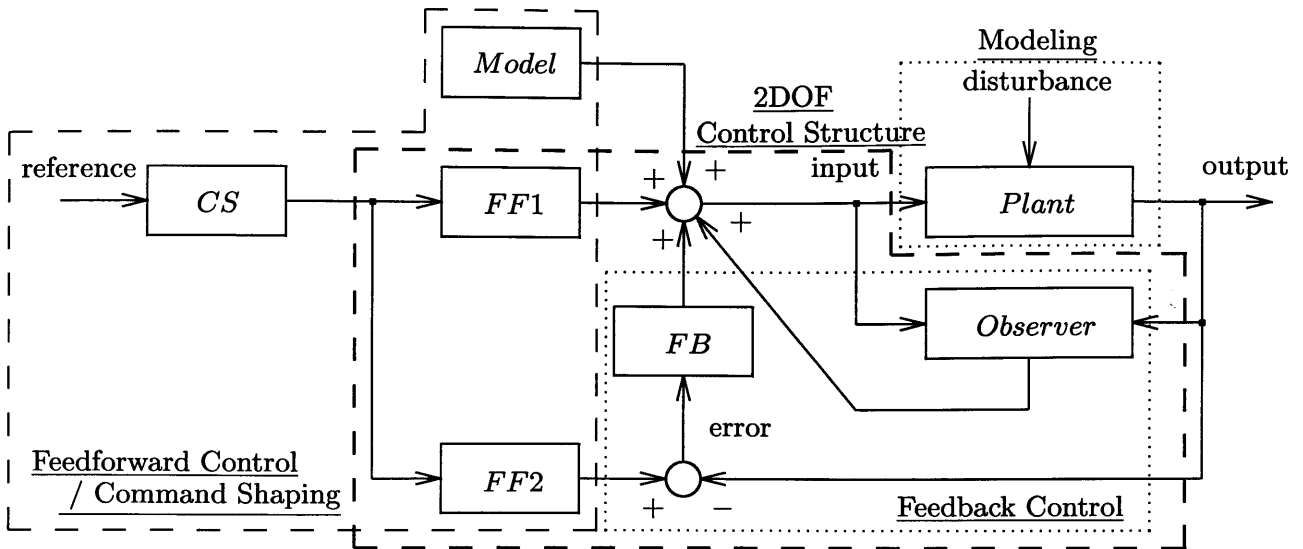


図 1.1: 高速・高精度位置決めを目指した 2 自由度位置決め制御系

指令整形, の 4 つの要素に分類でき, 以下にそれらの目的, 概要を従来の研究を含めて述べる。

- 制御対象のモデリング

制御対象の特性を知らずして高精度な制御系は実現できず, 制御対象のモデリング精度が制御精度に直結すると言っても過言ではない。比較的単純な制御対象に対しては運動方程式や物理方程式に基づき物理モデリングされ, 複雑な対象に対しては M 系列信号や正弦波信号などを用いた加振試験を通じて数学モデリングされることが多い [14, 15]。しかし, 制御対象の多くは非線形摩擦や非線形弾性要素を初めとする様々な非線形特性を有しており, 線形解析では十分ではなく非線形特性を考慮したモデル化が必須となる場合が多々見られる。

- フィードバック補償

システムの安定化や制振制御を目的に, 古典的な PID 制御を基本としたフィードバック系 [16], オブザーバを併用したフィードバック系 [17-19], H_∞ 制御に代表されるロバスト制御を適用したフィードバック系 [20, 21] が提案されている [22, 23]。さらに, 高精度な位置決め応答の実現を目指し, 外乱成分 (不確定成分を含む) が位置決め応答性能に与える影響の抑制を実現する様々な外乱補償器が提案されている。その代表的なものとして, 制御対象モデルを用いた外乱オブザーバを用いた手法 [24-26] や, 外乱特性を考慮したフィードバック制御による手法 [27-29] などが挙げられる。

- フィードフォワード補償/指令整形

高速性と制振性を両立するアプローチとしては, 位置指令や制御入力から共振周波

数成分 (振動モードに対応する成分) を抑制することが本質であるため [5], 直接入力を整形可能なフィードフォワード補償が有効であることは明らかである。そのため, フィードフォワード補償器は, 速応性の向上及び目標値追従特性を考慮し制御対象のモデルを用いて設計される。その場合, 制御対象のモデルに基づき, フィードフォワード補償器を設計する手法 [6–9] と, 位置指令や制御入力を設計・生成する手法 [10–13] に大別できる。さらに, 共振周波数の変動に対するロバスト性を考慮したフィードフォワード系の設計法も提案されている [30–32]。

加えて, 制御対象に存在する非線形摩擦に代表される非線形要素に対して, 前述のフィードバック補償のみではなく, 非線形特性を表現する数学モデルを用いた手法 [33–40] なども提案されている。

1.3 本論文の概要

本論文の構成は図 1.2 に示す通りであり, 各章の概要を以下に示す。

第2章 非線形摩擦を有するメカトロニクス機器に対するモデル化と特性解析

典型的な非線形特性である非線形摩擦が位置決め応答性能に大きく影響を与える一例として, ボールねじ駆動テーブル装置を対象に, 機構振動特性のモデル化及び非線形摩擦特性のモデル化を行い, 両者の特性を考慮することで実機応答を忠実に再現可能な数値シミュレータの構築を行う。更に, 温度変化に伴う非線形摩擦特性及びトルク定数の変動を定量的に評価し, シミュレーションを行う事で, 非線形摩擦が位置決め応答に与える影響を定量的に評価する。

第3章 波動歯車装置のモデリングと補償

制御対象特有の問題に対するモデル化及び制御系設計として, 波動歯車装置を減速機として含むアクチュエータを対象に, 独特な構造が原因で発生する角度伝達誤差のモデル化及び補償法について提案する。なお, 減速機を含む制御対象では, 一般的にセミクローズドループ制御系を構成する場合が多く, その枠組みでの制御系設計は様々な対象で見られる共通の課題の一つである。

第4章 外乱オブザーバを併用した2自由度ロバストフィードバック補償器設計

第2章でモデル化した非線形摩擦特性を踏まえ, 位置決め応答のばらつき原因となる非線形摩擦, トルク定数の特性変動を考慮し, 特性変動が大きな周波数帯での外乱抑圧特性向上を念頭に, フィードバック制御系のロバスト安定性を陽に考慮した, 外乱オブザーバを併用した2自由度ロバスト制御系の設計法について述べる。

第5章 外乱フィードフォワード補償による高精度位置決め制御

第4章でのフィードバック制御系による外乱抑圧では、機構共振やむだ時間等の影響により安定性の観点からその補償性能には限界があり、過渡応答中全ての外乱を補償することは不可能である。そこで、非線形摩擦の積極的な補償として、外乱数学モデルに基づく外乱フィードフォワード補償を提案する。なお、1 mm以上の粗動領域と1 mm以下の微動領域においては、非線形摩擦の振る舞いが大きく異なることから、それぞれ制御精度に大きく影響を与える特性を踏まえて外乱数学モデルを構築する。

第6章 機構共振振動を考慮した2自由度位置決め制御系の位置指令生成

本章はより複雑な制振制御を必要とする問題に対して、指令整形により位置決め制御系の高性能化を試みるものである。第一例として、位置決め動作中に目標位置の修正量が決定され、指令値に目標値補正分を加えた場合においても、機構振動を励起させず高速・高精度な位置決め応答を実現する位置指令生成法について提案する。第二例としては、個体差や設置状況変化に伴い制御対象の共振周波数が変動した際においてもロバストな位置決め応答を実現する位置指令生成法について提案している。本手法はフィードバック制御系としてのロバスト性能ではなく、フィードフォワード制御系としてのロバスト性を考慮し設計されるものであり、指令生成の設計自由度を積極的に活用した手法である。

第7章 結論

本研究の成果および今後の課題について纏めている。

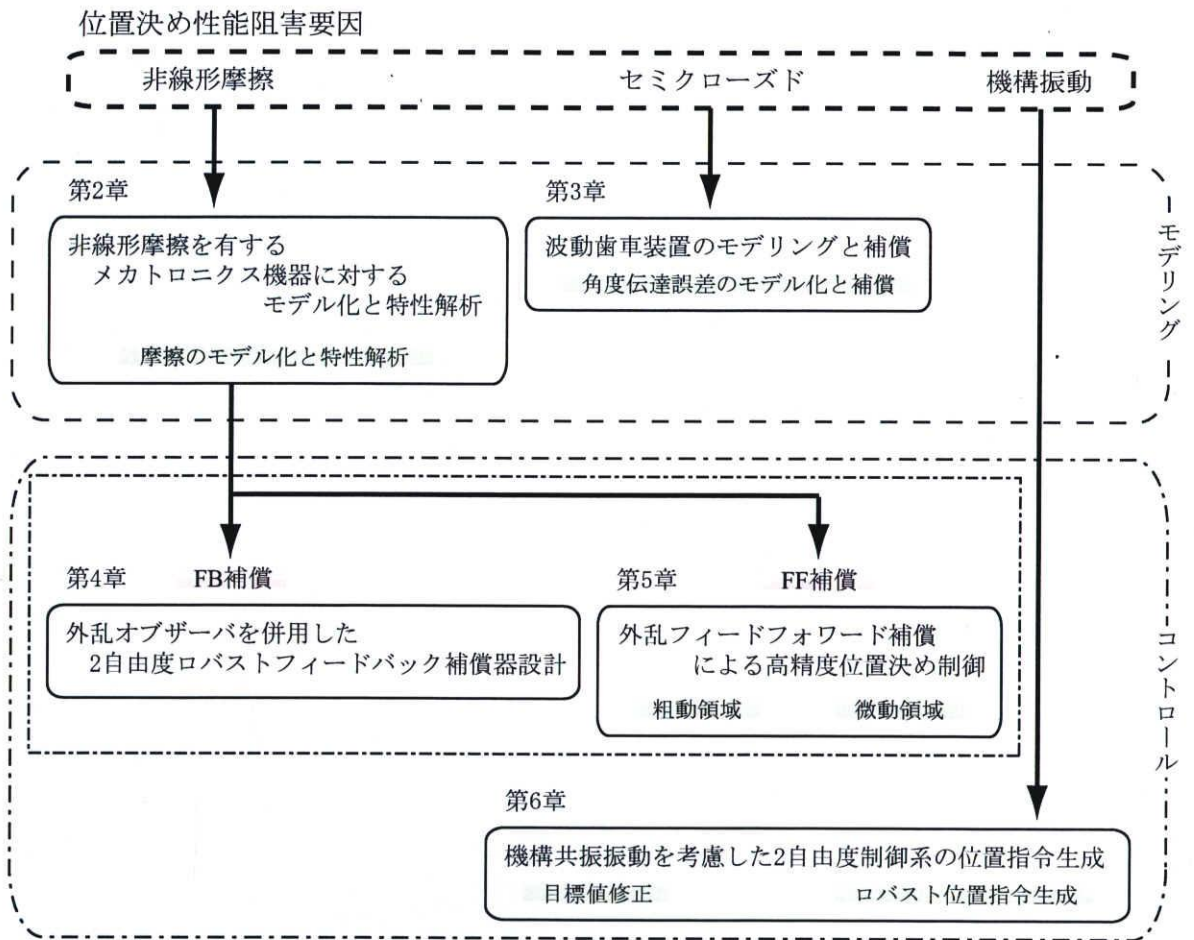


図 1.2: 本論文の構成

第 2 章

非線形摩擦を有するメカトロニクス機器に対するモデル化と特性解析

2.1 まえがき

典型的な非線形特性である非線形摩擦が位置決め応答性能に大きく影響を与える一例として、ボールねじ駆動テーブル装置を対象に、機構振動特性のモデル化及び非線形摩擦特性のモデル化を行い、両者の特性を考慮することで実機応答を忠実に再現可能な数値シミュレータの構築を行う。非線形摩擦特性のモデル化に際しては、摩擦静特性の測定、反復学習による摩擦動特性の高精度推定、摩擦挙動の解析を行い、その結果に基づき数学モデルを構築する。更に温度変化に伴う非線形摩擦特性及びトルク定数の変動を定量的に評価し、数値シミュレーションによって非線形摩擦が位置決め応答に与える影響を定量評価する。

2.2 制御対象概要

本章では、図 2.1 に示すリニアガイドにより案内されボールねじによって駆動されるテーブル位置決め装置を制御対象に、その線形/非線形モデリングを、位置決め制御系に対する精密シミュレータ構築を意識して行う。供試装置のシステム諸元を、表 2.1 に示す。テーブル駆動用のアクチュエータには汎用 AC サーボモータを用いており、モータ端に設置された 17bit 絶対値シリアルエンコーダによって得られるモータ位置情報を用い、セミクロズド制御系としてテーブル上の負荷装置を位置決め制御する機構である。この場合、負荷装置に機構振動が発生すると共に、高加減速を実現するモータトルクの反力が位置決め機構を支える機台を励振する機台振動が発生し、位置決め性能を低下させる。また、リニアガイドに案内されるボールねじ駆動の機構上、各接触部位で生じる非線形摩擦や非線形弾性力(以下、非線形外乱と総称)が位置決め精度を劣化させる要因となる。

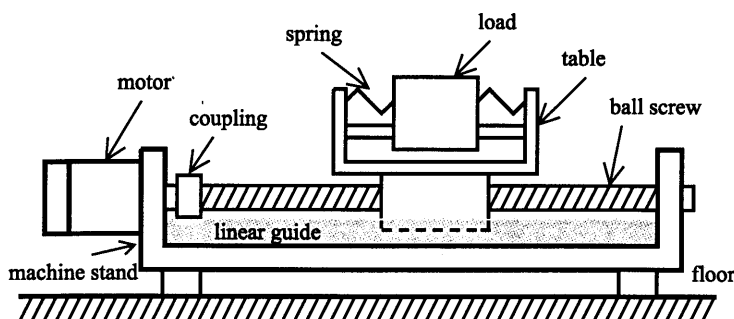


図 2.1: 供試ボールねじ駆動テーブル装置概略図

表 2.1: 供試装置の諸元

motor rated output	[W]	400
motor rated torque	[Nm]	1.27
motor max torque	[Nm]	3.81
torque constant	[Nm/A]	0.53
motor rated speed	[rpm]	3000
motor inertia	[kgm ²]	0.17×10^{-4}
load inertia	[kgm ²]	5.14×10^{-4}
encoder resolution	[pulse/rev]	65536
pitch of ball screw	[mm]	32

従って、本システムでは各機構振動を抑制すると共に、外乱に対する抑圧性能を具備した制御系の構築が必須となる。

本研究における位置決め制御仕様の一例としては、テーブル位置換算の 0.25, 20 mm の移動距離 (以下, ストローク) に対して、位置指令開始後それぞれ 80, 145 ms 以内に目標位置の $\pm 5 \mu\text{m}$ にモータ位置を整定させるものである。

2.3 線形解析

2.3.1 システムむだ時間の同定

精密シミュレータの構築及び制御系設計においては、運動方程式や周波数特性から得られる線形時不変モデルのみでは十分に動特性を再現できなかつたり、設計された制御系が不安定となる場合がある。本研究では、一連の位置決め制御やその他各種試験において、DSP(Digital Signal Processor) を用いたデジタル制御系を用いるが、D/A 変換器を通じてトルク指令をサーボアンプに印加することでサーボモータが駆動され、モータ端に設置されたエンコーダによって検出されたモータ角度がカウンタ回路を通して DSP 内に取り込まれる。そして、制御演算の結果、再び D/A 変換器によりトルク指令を出力する。このような一連の動作においては、D/A 変換器の零時ホールド、サーボアンプ内での電

流制御系，DSP 内の制御演算等の遅れ要素が存在することになる。これらの遅れ要素はむだ時間要素として表現することが可能であるが，むだ時間要素は制御系の不安定化要因となるため，むだ時間要素を適切に考慮した制御系設計を行う必要がある。

むだ時間の同定

一般に，モータは慣性体として物理的に近似でき，DSP による閉ループシステムを構成すれば前述の各種遅れ要素を含んだ状態でその特性を測定できる。そこで，モータ単体に対する周波数特性から，モータ単体の慣性値及びシステムのむだ時間の同定を行う。

図 2.2 に，モータ単体の周波数特性を計測した際の実験結果を青線にて示す。図のゲイン線図から慣性体としての特性が確認でき，位相線図からは高周波数領域においてシステムのむだ時間による位相遅れが確認できる。そこで，モータ単体の慣性値及びシステムのむだ時間をカーブフィットにより同定する。(2.1) 式で示す慣性体及び (2.2) 式で示す慣性体にむだ時間要素 (4 次の pade 近似により表現) を付加したモデルに基づき，各パラメータの同定を行った結果を同図赤線 ($P_{motor}(s)$) 及び緑線 ($P_{motor_d}(s)$) で示す。

$$P_{motor}(s) = \frac{1}{J_{motor}s^2} \quad (2.1)$$

$$P_{motor_d}(s) = \frac{1}{J_{motor}s^2} \times e^{-T_d s} \quad (2.2)$$

ここで， $J_{motor} = 0.17 \times 10^{-4} \text{ kgm}^2$ ， $T_d = 400 \mu\text{s}$ とした。

図から，緑線で示すむだ時間要素を考慮したモデルで実機特性を再現できていることから，同定した各パラメータの妥当性が確認できる。そこで，以降ではシステムのむだ時間を $T_d = 400 \mu\text{s}$ として議論を進めていく。

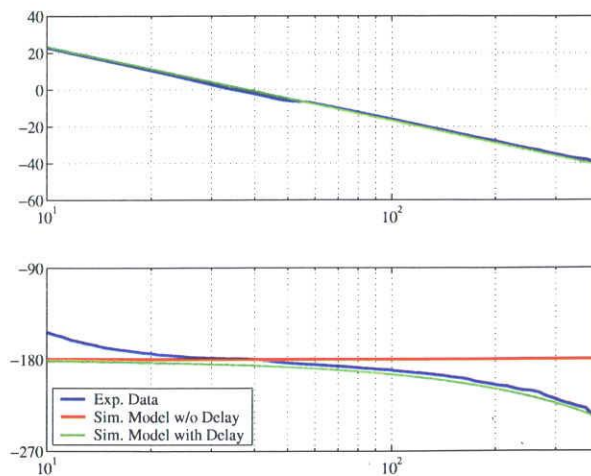


図 2.2: モータ単体に対する周波数特性

2.3.2 振動系のモデル化

制御入力であるモータトルク電流指令値からモータ位置までのプラント周波数特性 $P_m(s)$ には、機台振動による1次振動モード、負荷共振振動である2次振動モード、テーブル軸受けナット部の柔軟性による3次振動モードが存在することが分かっている。また、モータトルク電流指令値から装置全体の振動である機台振動までのプラント周波数特性 $P_s(s)$ には、2つの振動モードが存在し、その1次振動モードの周波数は $P_m(s)$ の1次振動モードと一致することが分かっている。そこで、正弦波挿引により計測した実機周波数特性に対し、(2.3)、(2.4)式で示される数学モデルに基づき偏分反復法 [41, 42] を適用することで同定したモデルパラメータと周波数特性を、表 2.2 と図 2.3, 2.4 にそれぞれ示す。

$$P_m(s) = K_t e^{-T_d s} \cdot \left(\frac{K_{m0}}{s^2} + \sum_{i=1}^3 \frac{K_{mi}}{s^2 + 2\zeta_{mi}\omega_{mi}s + \omega_{mi}^2} \right) \quad (2.3)$$

$$P_s(s) = K_t e^{-T_d s} \cdot \left(\sum_{i=1}^2 \frac{s^2 K_{si}}{s^2 + 2\zeta_{si}\omega_{si}s + \omega_{si}^2} \right) \quad (2.4)$$

ここで、 K_t : トルク定数、 T_d : むだ時間、 K_m, K_s : モード係数、 ζ_m, ζ_s : モード減衰比、 ω_m, ω_s : モード固有角周波数である。すなわち、 $P_m(s)$ は、剛体モード、35 Hz の1次振動モード、55 Hz の2次振動モード、205 Hz の3次振動モードにより表現されることとなる。また、3次振動モードはボールねじナット部の動作位置によってノミナルパラメータから $\pm 10\%$ 共振周波数に変化することも確認されている。一方、 $P_s(s)$ は $P_m(s)$ と同様の35 Hz の1次モードと50 Hz の2次モードで表現される。以下で、次節以降の非線形要素に対する解析及びモデル化の準備として、以上の線形モデルに対して位置決め制御系を構築する。

表 2.2: プラントモデルの各パラメータ

K_{m0}	1887			T_d	400	[μ s]
K_{m1}	29	ζ_{m1}	0.03	ω_{m1}	$2\pi \times 35$	[rad/s]
K_{m2}	170	ζ_{m2}	0.04	ω_{m2}	$2\pi \times 55$	[rad/s]
K_{m3}	2820	ζ_{m3}	0.07	ω_{m3}	$2\pi \times 205$	[rad/s]
K_{s1}	0.4	ζ_{s1}	0.03	ω_{s1}	$2\pi \times 35$	[rad/s]
K_{s2}	0.9	ζ_{s2}	0.06	ω_{s2}	$2\pi \times 50$	[rad/s]

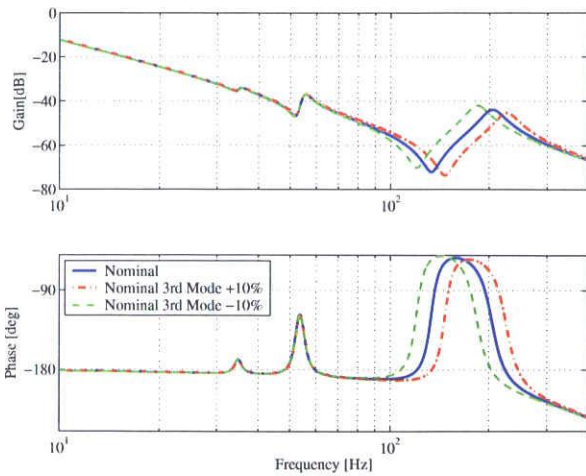


図 2.3: トルク電流指令値からモータ位置までの周波数特性

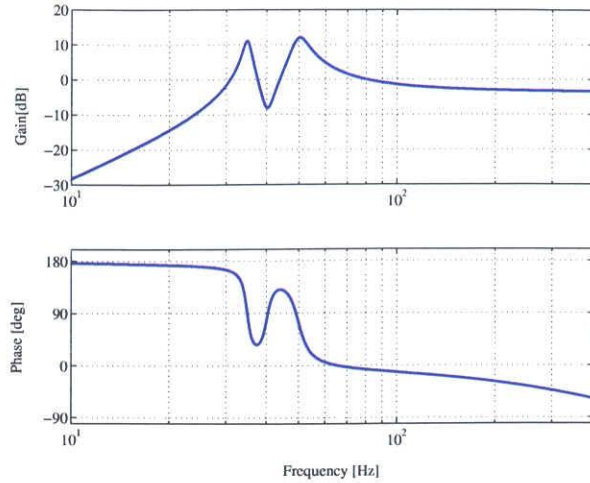


図 2.4: トルク電流指令値から機台加速度までの周波数特性

2.3.3 位置決め制御系の構成

図 2.5 は、供試装置に対して構成された 2 自由度位置決め制御系のブロック線図である。図中、 $P(s)$: 対象実プラント ($P_m(s), P_s(s)$), $N(s), D(s)$: フィードフォワード (以下, FF) 補償器, $F_N(s)$: ノッチフィルタ, $C_p(s)$: 位置補償器, $C_s(s)$: 速度補償器, r : 位置指令, θ_M^* : 制振位置指令, θ_M : モータ位置, α_s : 機台加速度, τ_{ff} : FF トルク指令値, τ_M : トルク指令値, e : 軌跡追従誤差である。各補償器はサンプリング時間 $T_s=250 \mu s$ の双一次変換 (微分器に関しては後退差分) により, 連続時間系から離散時間系へ変換して補償器を実装する。以下で, 各補償器の詳細について述べる。

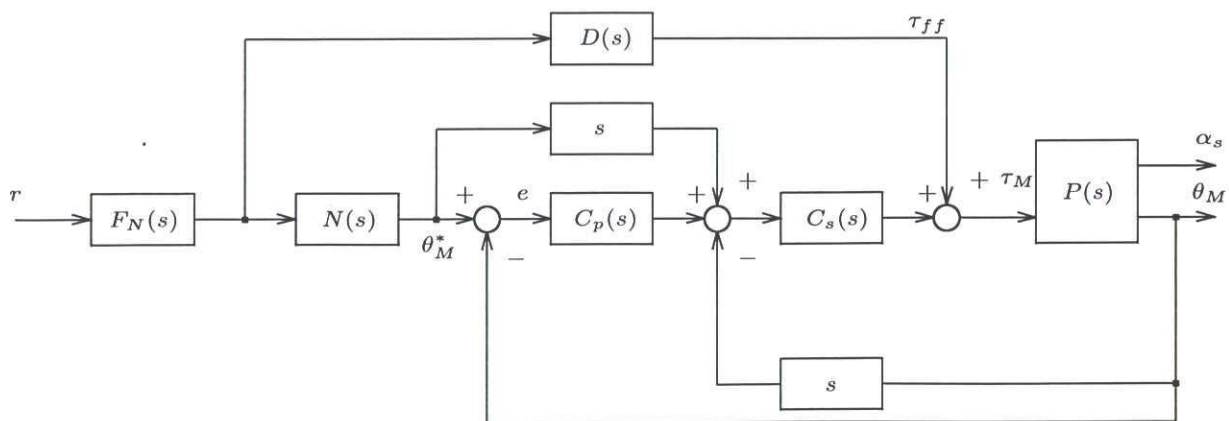


図 2.5: 2 自由度位置決め制御系ブロック線図

既約分解表現に基づく FF 補償器設計

本制御対象の1次振動モードは、装置全体が振動する機台振動であるため、機台振動による位置決め制御性能劣化防止と共に、装置全体の振動抑制を目指す。そこで、位置指令に整形フィルタ $F_N(s)$ を通過させ、位置指令に含まれる機台振動周波数成分を除去することで、1次振動モードの制振制御とする。また、2次振動モードに対しては、2次振動モードを表現する2慣性モデル $P_{m2}(s)$ に対する既約分解によってFF補償器 $N(s)$ 、 $D(s)$ を設計する [7]。なお、3次振動モード以降の共振モードに関しては、目標制御仕様である追従特性帯域外であることからFF補償では考慮する必要はないが、システムの安定性には影響を与えるため、フィードバック (以下、FB) 制御系の安定化では考慮に入れる必要がある。

$$P_{m2}(s) = K_t \cdot \left(\frac{K_{m0}}{s^2} + \frac{K_{m2}}{s^2 + 2\zeta_{m2}\omega_{m2}s + \omega_{m2}^2} \right) = \frac{N_{Pm2}(s)}{D_{Pm2}(s)} \quad (2.5)$$

$$N(s) = \frac{N_{Pm2}(s)}{F(s)} e^{-T_d s} \quad (2.6)$$

$$D(s) = \frac{D_{Pm2}(s)}{F(s)} \quad (2.7)$$

$$\frac{1}{F(s)} = \prod_{i=1}^2 \frac{\omega_{fi}^2}{s^2 + 2\zeta_{fi}\omega_{fi}s + \omega_{fi}^2} \quad (2.8)$$

$$F_N(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_{fnn}\omega_{fn}s + \omega_{fn}^2}{s^2 + 2\zeta_{fnd}\omega_{fn}s + \omega_{fn}^2} \quad (2.9)$$

以上の各補償器のパラメータを、表 2.3 に示す。

フィードバック制御系

一方、位置・速度FB制御ループを構成する図 2.5 中の $C_p(s)$ 、 $C_s(s)$ は、次式のように比例補償器、積分補償器、安定化フィルタの組み合わせとしている。

$$C_p(s) = K_{pp} \quad (2.10)$$

表 2.3: FF 補償器設計パラメータ

ω_{f1}	$2\pi \times 100$	[rad/s]	ζ_{f1}	1.0
ω_{f2}	$2\pi \times 100$	[rad/s]	ζ_{f2}	1.0
ω_{fn}	$2\pi \times 35$	[rad/s]	ζ_{fnn}	0.1
			ζ_{fnd}	1.0

表 2.4: FB 制御系パラメータ

K_{pp}	73.2	[rad/s]	K_{sp}	0.15	[Nm/(rad/s)]
			K_{si}	10.1	[Nm/s/(rad/s)]
ω_{sd1}	$2\pi \times 1200$	[rad/s]	ζ_{sd1}	0.70	
ω_{sn2}	$2\pi \times 200$	[rad/s]	ζ_{sn2}	0.03	
ω_{sd2}	$2\pi \times 202$	[rad/s]	ζ_{sd2}	0.4	

$$C_s(s) = \left(K_{sp} + \frac{K_{si}}{s} \right) \cdot \frac{\omega_{sd1}^2}{s^2 + 2\zeta_{sd1}\omega_{sd1}s + \omega_{sd1}^2} \cdot \frac{\omega_{sd2}^2}{\omega_{sn2}^2} \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_{sn2}\omega_{sn2}s + \omega_{sn2}^2}{s^2 + 2\zeta_{sd2}\omega_{sd2}s + \omega_{sd2}^2} \quad (2.11)$$

このときの制御系パラメータを表 2.4 に示す。

以上までで構成された本制御系は、元来所望のストロークに対する Point To Point の位置決め制御系であるものの、本質的には FF 補償器 $N(s)$ の出力である θ_M^* に対する軌跡追従制御系となる。従って、FF 補償による制振効果を十分発揮するためにも、軌跡追従誤差 $e = \theta_M^* - \theta_M$ を過渡応答中も含めて出来るだけ零に保つことが求められる。この軌跡追従誤差の発生主要因は制御対象に対する外乱であり、その圧縮性能は FB 制御系に依存する。

2.4 非線形解析

2.4.1 非線形摩擦に対する研究動向

一般に、位置決め機構や送り駆動機構にはその接触部位で発生する非線形摩擦が存在し、制御精度に影響を及ぼすことが広く知られている [36,37]。そのため、摩擦特性を考慮した精密位置決め機構は、大きく 1) 摩擦力そのものが小さくなるよう機構系を改良する、2) 制御的アプローチによって摩擦特性の減衰性を利用した機構とする、ものに大別できる。前者では、接触部位で発生する非線形摩擦そのものが発生しないよう空圧・静圧案内やリニアモータの利用による非接触駆動、非接触案内方式が広く適用されている。このような場合、摩擦が発生しないため摩擦に伴う諸問題を解決できるが、冷却問題や環境外乱変動など、従来摩擦力によって表面化していなかった課題に対する対策が必要となることが多い [43–48]。一方、後者は摩擦力そのものが作用する状況下で、その特性を考慮することで、機構系の変更なしに制御アプローチによって高精度位置決めの実現を目指す手法である。本研究は基本的に後者のアプローチを試みるものであり、以下では非線形摩擦に対する従来の研究を概説する。

高精度位置決めを視野に捉えた摩擦特性に対する研究としては、工作機械等の送り機

構で円弧軌跡動作時の速度方向反転時に見られる象限突起に対する補償を念頭に、象限突起の原因となる非線形摩擦に対するモデル化や補償に関する研究が多くなされてきた [36,37]。これらの研究の多くは非線形摩擦を速度の非線形関数としてモデル化している。これは、多くの装置で速度方向反転時の静止摩擦力が主な軌跡制御精度劣化要因であったことに起因したものと考えられる。また、精密位置決め機構で多用される転がり要素を用いた転がり案内や軸受けなどでは、変位に依存した非線形ばね特性を示すことが知られている [27,49-53]。この場合には、転動体が転がっている時 (以下、粗動領域) の特性とは大きく異なり、共振特性を有し振動的な振る舞いを示す [52,53]。このような特性は、転がり案内や転がり軸受のみならず、すべり案内やすべり軸受にも非線形ばね特性が存在することが分かっている [54,55]。また、この非線形ばね特性を積極的に制御面に利用した例も報告されている [27,28,43]。

本制御対象は、ボールねじ及びリニアガイド内に転がり要素を持つ機構であるために、上記非線形ばね特性が位置決め応答性能に大きく影響を与える。なお、粗動領域においては、従来から良く知られているクーロン摩擦力として振舞うため、この場合には非線形摩擦を速度の関数として表現する。また、粗動領域においては、温度特性変動に伴う摩擦特性の変動やサーボモータのトルク定数変動が制御精度劣化要因となる。一方、微動領域においては速度に依存する摩擦力やトルク定数変動はほぼ無視できるが、変位に依存した非線形ばね特性の影響から制御精度が大きく劣化する。そこで、両領域での主な制御精度劣化要因を考慮し、両領域をそれぞれ分割して議論する。

2.4.2 摩擦静特性の測定

粗動領域における摩擦静特性の測定として、サーボモータを一定速度で動かした際の制御入力 (トルク指令値) を測定する。

本制御対象の稼動領域は約 1000 mm であるため、動作の安全性を考慮して稼動領域内で 800 mm の往復動作を行うものとし、動作条件による特性変動を確認する意味で、暖機運転前後において各方向 (+ : 0 mm → 800 mm, - : 800 mm → 0 mm) に 3 セットずつ計 12 セットの測定を行い、その一定速度区間のトルク指令値の平均値を動摩擦力とする。微小位置決め及び長ストロークでの位置決め動作を考慮すると、零速度付近から最大速度付近までのデータが必要となり、本制御対象においてはボールねじの最大耐久速度が 1.5 m/s(294.5 rad/s) であることから、最大耐久速度に対する 1,5,10,20,30,40,50,60,70,80,90,100 % の一定速度区間を持つ指令を用いて実験を行った。また、正方向、負方向回転により特性に差異が見られたり、再現性のある特性を示すかを確認することも重要であることから、各回転方向、同一の一定速度に対する複数のデータを採取するものとした。また、暖機運転としては、移動距離 800 mm をインターバル

0.75 s にて 500 回の往復動作を行うものとした。

測定結果を、図 2.6 から図 2.8、表 2.5、表 2.6 に示す。図 2.6、図 2.7 において、青点は 1 回目、赤点は 2 回目、緑点は 3 回目、黒点は 3 回の実験の平均値であり、図 2.8 において、青点は暖機運転前の実験結果平均値、赤点は暖機運転後の実験結果平均値である。

暖機運転前の実験結果である図 2.6、表 2.5 から、1,2,3 回と回数を重ねる度に若干ではあるものの摩擦力の減少が見られる。暖機運転前は装置自身の温度も低く摩擦力としては大きな状態であり、リニアガイド等に含まれるグリースが一定速度駆動試験により動作を重ねることで、温度上昇による粘性力の低下が影響していると考えられる。また、図 2.7、表 2.6 に示す暖機運転後の実験結果からは、暖機運転によって装置稼動部温度が上昇し粘性摩擦力は低下するものの、暖機運転前とは逆に試験回数を重ねる度に摩擦力の増加が見られる。なお、一般に粘性摩擦は速度に比例するものとして知られているが、両図より本

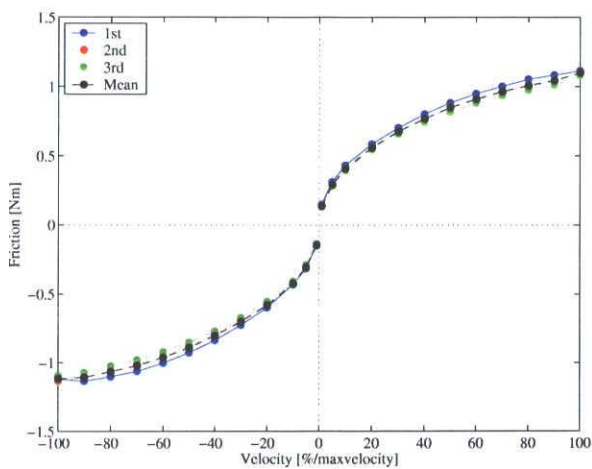


図 2.6: 速度 - 摩擦力特性 (暖機運転前)

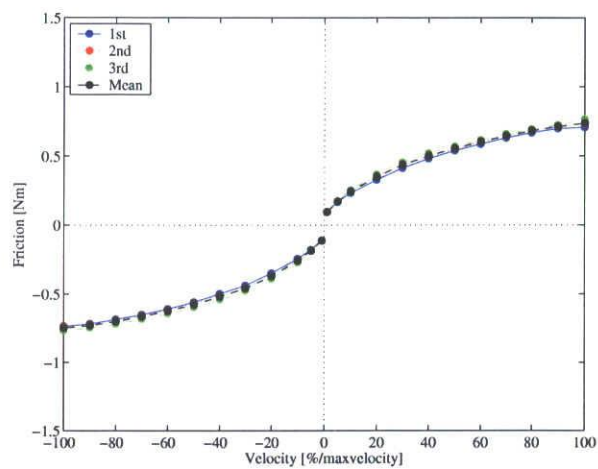


図 2.7: 速度 - 摩擦力特性 (暖機運転後)

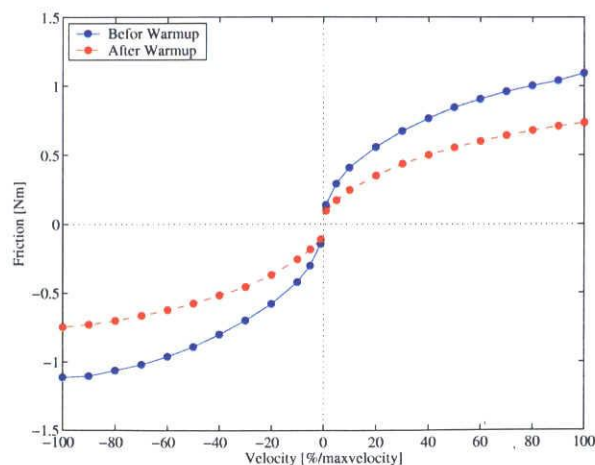


図 2.8: 速度 - 摩擦力特性 (暖機運転前後の比較)

表 2.5: 一定速度駆動試験結果 暖機運転前

モータ速度 [%] (最大速度に対する) ([rad/s])	摩擦力 [Nm]							
	方向							
	+				-			
	1回目	2回目	3回目	平均	1回目	2回目	3回目	平均
1 (2.95)	0.145	0.137	0.129	0.137	-0.153	-0.144	-0.137	-0.145
5 (14.73)	0.308	0.288	0.278	0.291	-0.317	-0.304	-0.289	-0.303
10 (29.45)	0.429	0.408	0.390	0.409	-0.432	-0.426	-0.408	-0.422
20 (58.91)	0.580	0.556	0.541	0.559	-0.603	-0.582	-0.557	-0.581
30 (88.36)	0.699	0.675	0.652	0.675	-0.730	-0.698	-0.674	-0.700
40 (117.81)	0.799	0.765	0.739	0.768	-0.841	-0.793	-0.773	-0.802
50 (147.26)	0.881	0.852	0.812	0.848	-0.932	-0.889	-0.855	-0.892
60 (176.71)	0.948	0.902	0.878	0.909	-1.006	-0.961	-0.924	-0.963
70 (206.17)	1.001	0.960	0.930	0.964	-1.066	-1.018	-0.982	-1.022
80 (235.62)	1.052	0.999	0.971	1.007	-1.105	-1.066	-1.026	-1.066
90 (265.07)	1.083	1.039	1.010	1.044	-1.137	-1.110	-1.073	-1.107
100 (294.52)	1.112	1.103	1.079	1.098	-1.122	-1.137	-1.096	-1.118

表 2.6: 一定速度駆動試験結果 暖機運転後

モータ速度 [%] (最大速度に対する) ([rad/s])	摩擦力 [Nm]							
	方向							
	+				-			
	1回目	2回目	3回目	平均	1回目	2回目	3回目	平均
1 (2.95)	0.093	0.094	0.099	0.095	-0.110	-0.112	-0.113	-0.112
5 (14.73)	0.166	0.170	0.175	0.171	-0.179	-0.186	-0.189	-0.185
10 (29.45)	0.233	0.247	0.255	0.245	-0.244	-0.255	-0.271	-0.257
20 (58.91)	0.328	0.354	0.368	0.350	-0.349	-0.373	-0.391	-0.371
30 (88.36)	0.413	0.440	0.456	0.436	-0.438	-0.458	-0.477	-0.458
40 (117.81)	0.482	0.498	0.522	0.501	-0.499	-0.515	-0.542	-0.519
50 (147.26)	0.540	0.553	0.570	0.554	-0.560	-0.573	-0.599	-0.578
60 (176.71)	0.587	0.602	0.616	0.602	-0.609	-0.620	-0.644	-0.624
70 (206.17)	0.631	0.640	0.661	0.644	-0.652	-0.659	-0.684	-0.665
80 (235.62)	0.668	0.680	0.695	0.681	-0.686	-0.700	-0.720	-0.702
90 (265.07)	0.699	0.709	0.726	0.711	-0.719	-0.724	-0.747	-0.730
100 (294.52)	0.709	0.732	0.766	0.736	-0.737	-0.741	-0.769	-0.749

制御対象においては速度によって摩擦係数が増加していることが確認できる。一定速度駆動試験は暖機運転に比べインターバルが長く、周囲温度が低い環境であったために徐々に粘性力が増加しているためであると考えられる。なお、各回の測定間隔は約4分間であり、短時間ではあるものの特性変動を伴う制御対象であるということも分かる。

非線形ばね特性

微小ストロークの位置決め動作では、非線形摩擦は微小変位に依存する弾性力やヒステリシス特性を有する外乱力として振る舞い、位置決め制御精度に影響を与えることが知られている [27, 49–53]。そこで、微小変位領域における摩擦の非線形ばね・ヒステリシス特性の一つの表現として、変位に対する外乱の特性を図 2.9 に示す [27, 49–53]。ここで、本特性は、慣性力や粘性力が問題とならない極低周波数 (0.05 Hz) で正弦波状にテーブルを微小変位させ、その時の推定外乱をプロットしたものである。なお、以下でも示す推定外乱とは、実験で採取した状態量に対して、零位相差フィルタを用いたオフラインの外乱オブザーバによって計算した外乱成分である。図から、 $400\ \mu\text{m}$ を超える正弦波振幅では、別途テーブルを一定速度で送って得られたクーロン摩擦力 (約 $0.1\ \text{Nm}$) に相当するほぼ一定の外乱が作用する特性を示すものの、 $200\ \mu\text{m}$ 以下の振幅では、ヒステリシスを伴う非線形ばね挙動を示している。本特性は、ボールねじやリニアガイドの転動体や潤滑剤の弾性変形力によるものと考えられる。

図 2.9 に示される非線形外乱特性に対しては、たわみや転がり要素によるモデリングが多くなされている [27, 51, 52]。しかしながら、本位置決め機構には多数の摩擦発生部位が存在し、それらが複合して作用しているため、図 2.9 から明らかなように、単一のたわみや転がり要素によるモデル化は困難である。従って、本特性に対しては複数の弾性要素等によるモデル化が必要となろう。

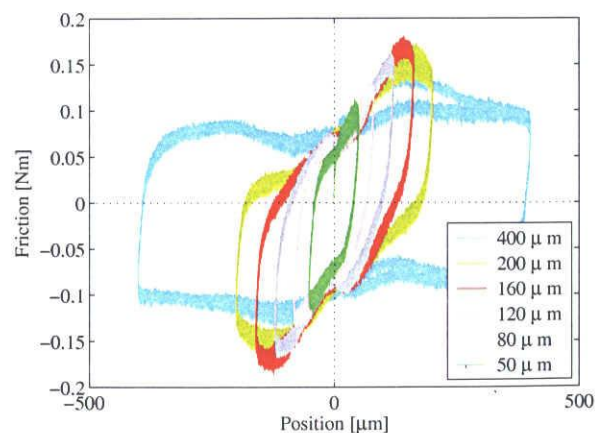


図 2.9: 非線形ばね特性

2.5 反復学習を応用した高精度外乱推定

2.4.2 項での摩擦静特性の解析に対し、実際の位置決め動作中の摩擦特性解析に際しては、推定遅れの無い外乱推定が必須となる。以降では、2.3.3 項で構築した2自由度位置決め制御系に対して、反復学習を応用した高精度外乱推定手法の原理を説明し、その挙動解析を行う。通常の実タイム処理を前提とした外乱オブザーバはフィルタによる推定遅れが伴うが、本手法はオフライン演算を前提とする反復学習アルゴリズムを利用することで、リアルタイム演算は不可能であるものの遅れの無い外乱推定が可能といった特徴を有するものである。

2.5.1 プラントモデル構成

実機制御対象を図 2.10(a) の様に既知特性 P_r と外乱要素 d (未知特性を含む) によって表現し、同様にシミュレーションモデルを同図 (b) の様に線形モデル P_m と外乱モデル \hat{d} (外乱要素 d とモデル化誤差に起因する等価外乱の和) によって表現する。その上で、実機入出力信号にあたる制御入力 u_E 及び出力 y_E と、シミュレーションモデルの制御入力 u_S 及び出力 y_S の、それぞれの誤差を小さくすることで、シミュレータを同定する。具体的には、(2.12) 式を満足すべくシミュレーションモデル (P_m, \hat{d}) の同定を行うことに相当する。

$$\begin{cases} e_u = u_E - u_S \cong 0 \\ e_y = y_E - y_S \cong 0 \end{cases} \quad (2.12)$$

2.5.2 モデリングプロセス

本論文で提案するモデリングプロセスを以下に示す。

1. 線形モデリング：サーボアナライザや M 系列信号を用いて実機特性を測定し、カー

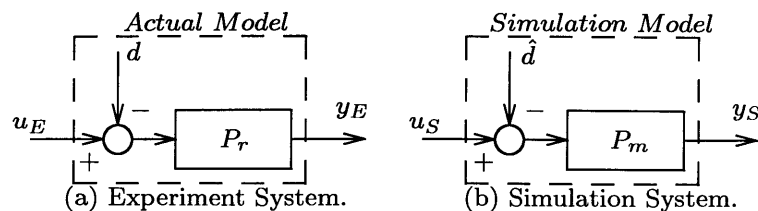


図 2.10: 実機モデル, シミュレーションモデル構成

ブフィットなどにより数学モデルに対するパラメータ同定を行う。(2.3.2 項で実施済)

2. 制御系設計：1. で獲得したモデルに基づき制御系を設計する。(2.3.3 項で実施済み)
3. 位置決め制御実験：構築した制御系を用いて位置決め制御実験を行う。
4. 反復学習による外乱推定：実応答中の入出力データを基に反復学習に基づき、外乱の推定を行う。
5. 外乱モデル構造の決定：推定外乱の特性解析を基に外乱モデルを構築する。

そして、目標精度を満足するシミュレータが構築できるまで、上記 2.~5. を繰り返す。

本提案プロセスは、従来通りのモデリング・制御系設計というプロセスに加えて、実応答時の動特性を基としたモデリングプロセスを追加することで、高精度化を目指すものである。特に非線形特性に関しては、様々な実駆動状態を考慮した上でモデル化する必要があるため、実応答を基としたモデル化手法は有効であろう。

2.5.3 反復学習による外乱推定

図 2.5 に対応する 2 自由度制御系に対して構成した、反復学習による外乱推定ブロック線図を図 2.11 に示す。図中、 N 、 D ：フィードフォワード補償器、 C ：フィードバック補償器、 r ：位置指令、 θ_M^* ：制振位置指令、 τ_{Sk} ：トルク指令、 θ_{Sk} ：モータ位置、 u_k ：反復学習トルク (推定外乱) である。ここで、添え字 k は反復試行回数である。なお、以降ではモータ制御を想定し、制御対象をトルク指令値からモータ位置までの伝達特性としている。

実システム及びシミュレータのトルク指令値 (τ_E, τ_{Sk}) 及びモータ位置 (θ_E, θ_{Sk}) は、そ

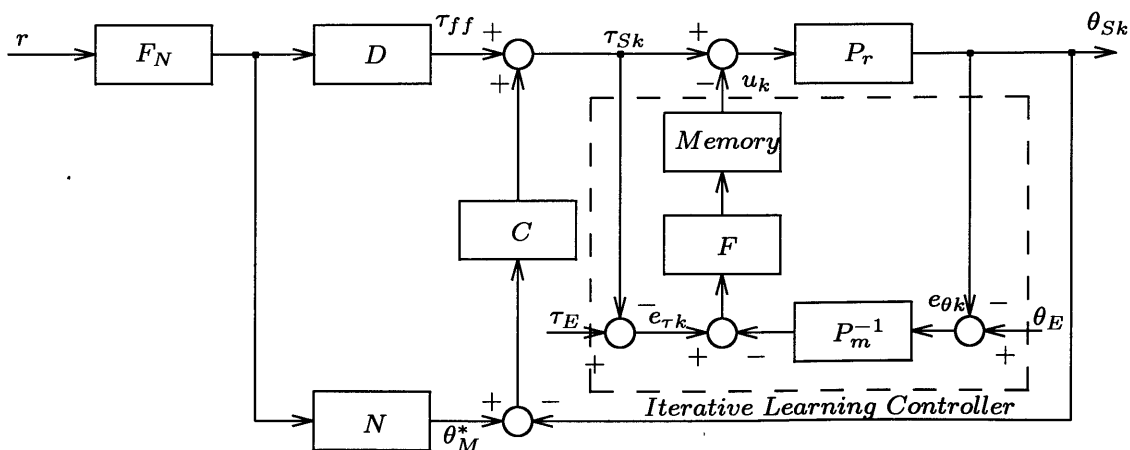


図 2.11: 反復学習による外乱推定

それぞれ (2.13) 式, (2.14) 式のように与えられる。

$$\begin{cases} \tau_E = \frac{CP_r}{1+CP_r}\tau_{ff} + \frac{C}{1+CP_r}\theta_M^* + \frac{CP_r}{1+CP_r}d \\ \theta_E = \frac{P_r}{1+CP_r}\tau_{ff} + \frac{C}{1+CP_r}\theta_M^* - \frac{P_r}{1+CP_r}d \end{cases} \quad (2.13)$$

$$\begin{cases} \tau_{Sk} = \frac{CP_m}{1+CP_m}\tau_{ff} + \frac{C}{1+CP_m}\theta_M^* + \frac{CP_m}{1+CP_m}u_k \\ \theta_{Sk} = \frac{P_m}{1+CP_m}\tau_{ff} + \frac{C}{1+CP_m}\theta_M^* - \frac{P_m}{1+CP_m}u_k \end{cases} \quad (2.14)$$

ここで, 実験とシミュレータの誤差を次のように定義する。

$$\begin{cases} e_{\tau k} = \tau_E - \tau_{Sk} \\ e_{\theta k} = \theta_E - \theta_{Sk} \end{cases} \quad (2.15)$$

また, 反復学習更新則を, 次のように定義する。

$$u_{k+1} = F(e_{\tau k} - P_m^{-1}e_{\theta k}) + u_k \quad (2.16)$$

ここで, P_m は反復学習則に用いるモデル, F は収束性を規定するフィルタである。この反復学習更新則は, オフラインでの外乱オブザーバに相当している。具体的な演算としては, (2.15) 式で示される誤差信号をフーリエ変換により周波数領域へと変換し, 各周波数点でゲイン・位相 (実部・虚部) ごとに (2.16) 式に対応する演算を行った後, 逆フーリエ変換により時間領域へと変換する。周波数領域上での演算は, 全く位相遅れを伴わないフィルタ処理など任意の演算が可能であるといった特徴を有する [56]。

次に, 反復学習の収束性について検討を行う。試行 k 回目の誤差は (2.13)~(2.15) 式より

$$\begin{cases} e_{\tau k} = \frac{CP_r}{1+CP_r}d - \frac{CP_m}{1+CP_m}u_k \\ e_{\theta k} = -\frac{P_r}{1+CP_r}d + \frac{P_m}{1+CP_m}u_k \end{cases} \quad (2.17)$$

となる。試行 1 回目の反復学習トルク u_2 は以下のように計算できる ($u_1 = 0$)。

$$\begin{aligned} u_2 &= F(e_{\tau 1} - P_m^{-1}e_{\theta 1}) + u_1 \\ &= F\left(\frac{CP_r}{1+CP_r} + \frac{P_r}{1+CP_r}P_m^{-1}\right)d \end{aligned} \quad (2.18)$$

同様に, 試行 k 回目の誤差及び反復学習トルク u_{k+1} は, (2.18) 式を用いて以下のように求めることが出来る。

$$u_{k+1} = \left(1 - \frac{CP_r}{1+CP_r}F - \frac{P_r}{1+CP_r}P_m^{-1}F\right)u_k + u_2 \quad (2.19)$$

以上から、反復学習トルク u_{k+1} の収束条件は

$$\left| 1 - \frac{CP_r}{1 + CP_r}F - \frac{P_r}{1 + CP_r}P_m^{-1}F \right| < 1 \quad (2.20)$$

と得られ、この条件が満たされる場合、反復学習トルク (推定外乱) と実外乱の誤差を限りなく零に近づけることができ、 u_{k+1} を \hat{d} とすることで (2.12) 式を満足するシミュレーションモデル (P_m, \hat{d}) を構築できる。ここで、 $P_m = P_r$ を実現できたならば、反復学習トルクは (2.19) 式より、

$$\begin{aligned} u_{k+1} &= \left(1 - \frac{CP_r}{1 + CP_r}F - \frac{P_r}{1 + CP_r}P_m^{-1}F \right) u_k + u_2 \\ &= (1 - F)u_k + u_2 \end{aligned} \quad (2.21)$$

という関係が得られる。従って、フィルタ F が $F = 1$ を満たせば、1回の試行で所望の外乱成分を推定できることが分かる。

2.5.4 大ストローク動作時における摩擦挙動解析

2.3.3 項で述べた 2 自由度位置決め制御系を用いて、5 mm ストロークの位置決め実験を行った際の実験結果を図 2.12 に示す。図 2.12(a) はモータ位置偏差応答波形 ($r - \theta_M$)、(b) は軌跡追従誤差 $e (= \theta_M^* - \theta_M)$ 、(c) はトルク指令値 τ_M をそれぞれ示している。

2.5.3 項で述べた反復学習を応用した高精度外乱推定によって、外乱成分の推定を行う。ここで、反復学習に用いるモデルは (2.3) 式に示すものとし、外乱推定帯域を決定するフィルタ F は、2.3.3 項で設計した FF 補償器の帯域を考慮し、以下のように設定した。

$$F = \left(\frac{\omega_F^2}{s^2 + 2\zeta_F\omega_F s + \omega_F^2} \right)^2 \quad (2.22)$$

ここで、 $\omega_F = 2\pi \times 100$ rad/s、 $\zeta_F = 1$ としており、20 回の試行を繰り返して推定された結果を図 2.13 に示す。図 2.13(a) はトルク指令値、(b) は軌跡追従誤差、(c) はトルク

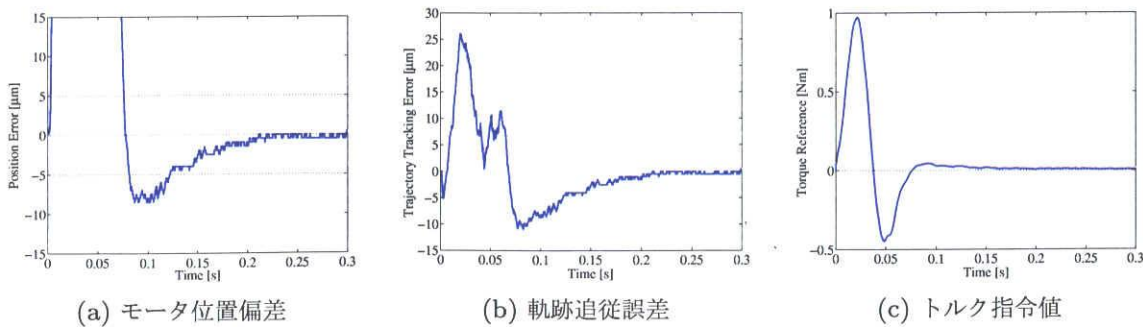


図 2.12: 5 mm ストローク位置決め実験結果

指令値誤差推移, (d) はモータ位置誤差推移, (e) は推定外乱, (f) は推定外乱と外乱オブザーバ出力の比較を示している。なお, ここでの外乱オブザーバ出力とは, (2.22) 式のフィルタを用いて構成した外乱推定用の外乱オブザーバ出力を示しており, (c), (d) では線色を試行回数を重ねるごとに寒色から暖色として表現している。図 2.13(d) より, 試行を繰り返すことによって実機応答とモデル応答間の誤差をエンコーダ分解能にして ± 3 pulse 以内での応答再現性を実現できていることが確認できる。また, 同図 (c) のトルク指令値誤差については, ± 3 pulse 程度の誤差によってフィードバック制御系が出力するトルク指令値であることを確認しており, 図 2.13(e) に示す推定外乱は実外乱を精度良く推定できているといえる。また, 図 2.13(f) に示す推定外乱と外乱オブザーバ出力の比較図より, 外乱オブザーバでは特に始動時の外乱推定精度が十分ではないことが確認でき, フィルタの位相遅れの影響から全体的に遅れた信号となっており, 本手法の有効性が確認できている。

以上より本手法によって高精度に外乱を推定することが可能となったことから, 複数のストロークに対して本手法を適用して得た推定外乱応答及び速度 - 推定外乱特性を, 図 2.14, 図 2.15 に示す。図 2.14 よりストロークの違いに応じて粘性摩擦と考えられる成分に大きな違いが見られ, 2.4.2 項で述べた非線形ばね特性の影響により定常状態においても推定外乱は零でないことも確認できる。また, 図 2.15 から, 2.4.2 項で見たように, 速度に対して完全な比例特性とはなっておらず, 加速時と減速時において摩擦力に差が見られる。これは, 加減速に比例した成分であると考えられることから, トルク定数・慣性値の同定誤差がモデル化誤差が重畳した結果であると考えられる。

2.5.5 微小ストローク動作時における摩擦挙動解析

ここでは, 非線形外乱が微小ストロークの位置決め応答特性へ与える影響を, インチング (同一方向送り動作を模擬) 及び方向反転 (往復動作を模擬) に対して解析し, それぞれの動作による非線形摩擦特性の相違を明確にする。そこで, インターバル時間 0.5 s で 0.25 mm ストロークの位置指令を図 2.16 上段に示す動作パターンで与え, 供試装置を駆動した。なお, 以降ではテーブルがモータ側に位置決め動作を行う場合を正方向とする。

図 2.16 には, モータ位置応答波形を上段に, 目標位置との偏差応答 ($r - \theta_M$) 波形を中段に, 推定外乱 d_e を下段にそれぞれ示している。一方, 図 2.17 は同実験に対して各動作方向別に時間軸を拡大して各試行を重ねて示したものであり, (a) 位置偏差応答 ($r - \theta_M$), (b) 軌跡追従誤差 e , (c) 推定外乱 d_e , (d) FF 及びモータトルク指令値 τ_{ff}, τ_M である。各波形は, 上段が正方向, 下段が負方向動作の結果を示しており, 前試行に対して同一方向動作時を緑, 反転動作時を青で区別して, 重ね書きしている。なお, 図 2.16 と図 2.17 の青と緑の波形が, それぞれ対応するものである。

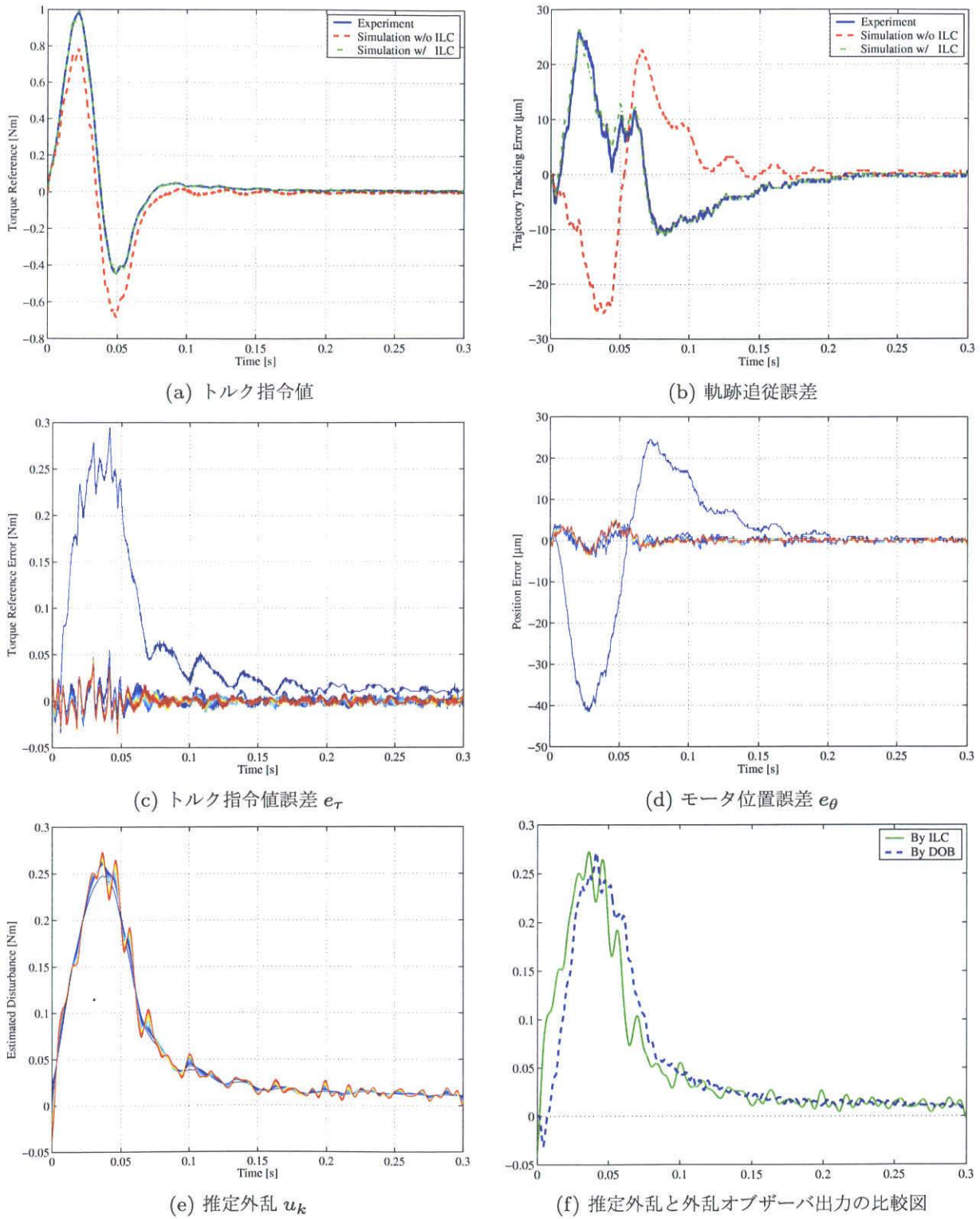


図 2.13: 反復学習による外乱推定結果

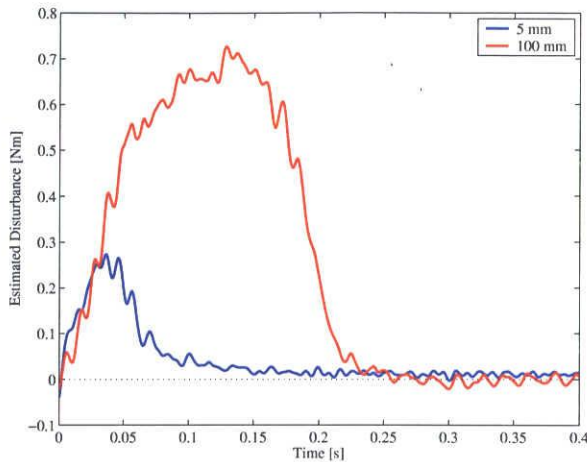


図 2.14: 推定外乱応答

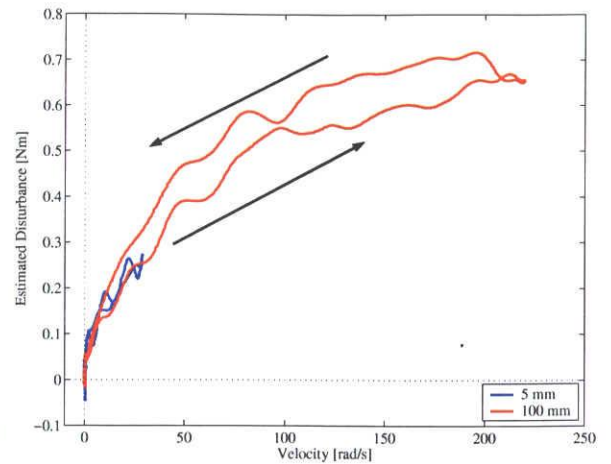


図 2.15: 速度 - 推定外乱特性

図 2.17(a) から、モータ位置は動作条件に依らず概ね所望の要求特性を示しているものの、図 2.17(b) からイン칭動作に比べ反転動作では軌跡追従誤差が約 $30 \mu\text{m}$ と大きく発生している。この相違は、図 2.16 下段や図 2.17(c) に示されるように、2.4.2 項で示した非線形ばね挙動の影響で動作方向によって目標値整定後の外乱成分の符号が異なるためであり、次試行で方向が反転する際には外乱初期値が大きく異なるからである（各図の青線と緑線の違いに相当する）。2.3.3 項で述べた様に、本 2 自由度制御系では、十分な制振効果を実現させる観点からも、過渡応答中も含めてこの軌跡追従誤差を極力零に保つことが望まれる。

一方、図 2.17(d) に、FF トルク指令値 τ_{ff} を赤破線で、モータトルク指令値 τ_M を青・緑実線でそれぞれ示す。図 2.5 の FF 補償併用型 2 自由度制御系の場合には、 τ_M と τ_{ff} の差は外乱 d 及びプラントモデル化誤差によって生ずる [6]。図 2.17(d) から、1, 2 次モードに対する制振を考慮した加減速トルクに相当する τ_{ff} に比して、 τ_M のピーク値はその約 4 倍となっており、これは本駆動中に外乱 d の影響が極めて大きいことを示している。さらに、図 2.17(c) の反転動作開始時の外乱初期値の差異に対応し、動作方向に依存した特性の違いが明らかである。

2.5.4 項、2.5.5 項での解析を受け、次節では非線形摩擦の数学モデリングを、位置決め応答波形の精密再現を意識して行う。図 2.8 の摩擦静的特性及び 2.5.4 項の大ストローク時の摩擦挙動解析を基に、加速・減速時を考慮したモータ速度の関数を、図 2.9 及び 2.5.5 項の微小ストローク時の解析を基に、非線形ばね特性による位置決め完了後の定常的な外乱力を始動・整定時の微小変位に対する関数として、それぞれモデル化する。

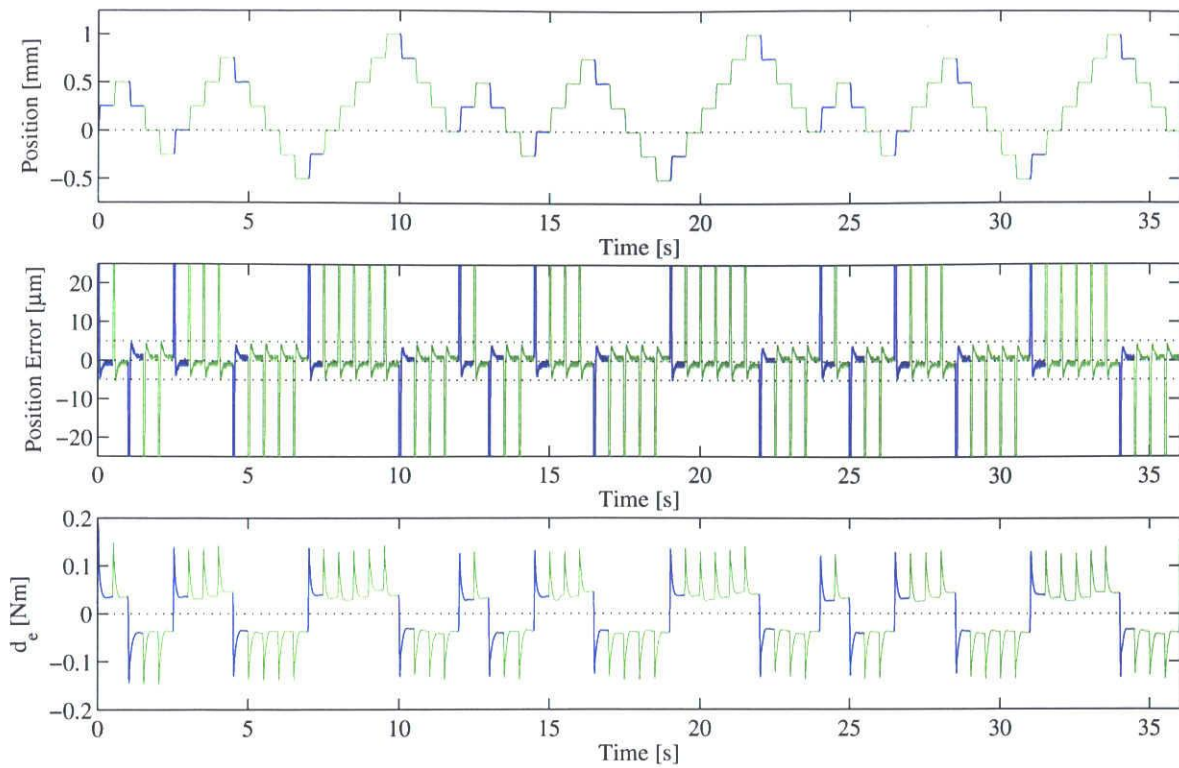


図 2.16: 0.25 mm ストローク位置決め時のモータ位置, モータ位置偏差, 推定外乱

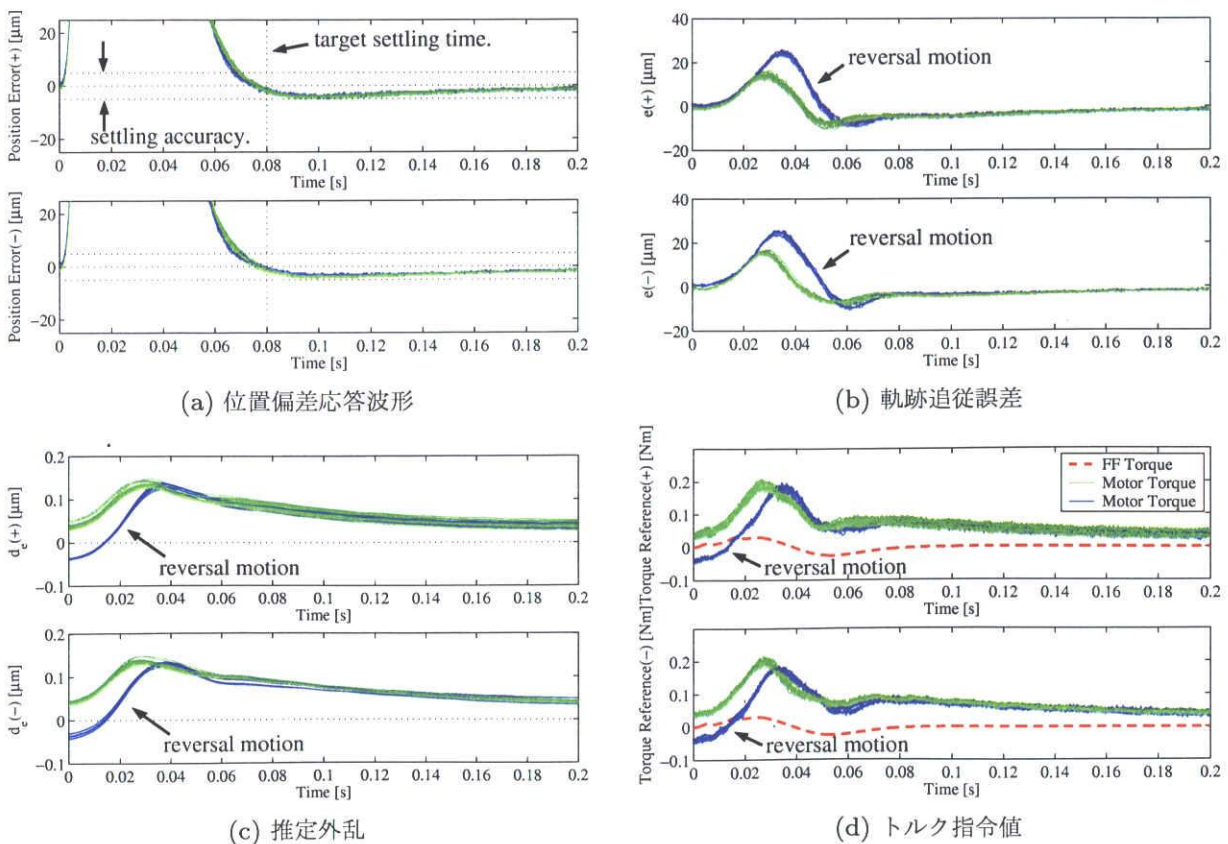


図 2.17: 0.25 mm ストローク位置決め時の各種応答

2.6 非線形摩擦モデルを考慮したシミュレータ構築

2.4節, 2.5節で述べた摩擦静特性及び動特性の挙動解析結果を受け, 本節では実機応答を再現可能な数値シミュレータの構築を行う。

摩擦静的特性のモデル化

図 2.8 の実機特性に対して, 図 2.18 の摩擦静的モデルを構築する。ここでは, 始動から加速する際には, モータ速度 ω_M がストライベック速度 ω_s に至るまでは, 負性勾配で最大静止摩擦力 F_s からクーロン摩擦 f_c と粘性摩擦 f_ω が支配的な領域へ移行することを示している。一方, 減速及び連続的な速度反転に対しては, 微小速度 $\Delta\omega$ から 2 次関数的にクーロン摩擦力が零へと減少する (f'_c に相当) こととしている。これらの物理現象を, 加速時と減速時に分けて静的摩擦力 F_{sa} , F_{sd} として数式表現する。

- 加速時

$$F_{sa} = f_s + f_c + f_\omega \quad (2.23)$$

$$\begin{cases} f_s = (F_s - F_c)e^{-\left(\frac{\omega_M}{\omega_s}\right)^2} & : |\omega_M| < \omega_s \\ f_s = 0 & : |\omega_M| \geq \omega_s \\ f_c = F_c \cdot \text{sgn}(\omega_M) \\ f_\omega = D \times \sum_{i=1}^{n_\omega} a_i \omega_M^i \end{cases} \quad (2.24)$$

ここで, f_s : 静止摩擦, F_c : クーロン摩擦力, $\text{sgn}(\cdot)$: 符号関数, D : 粘性摩擦力

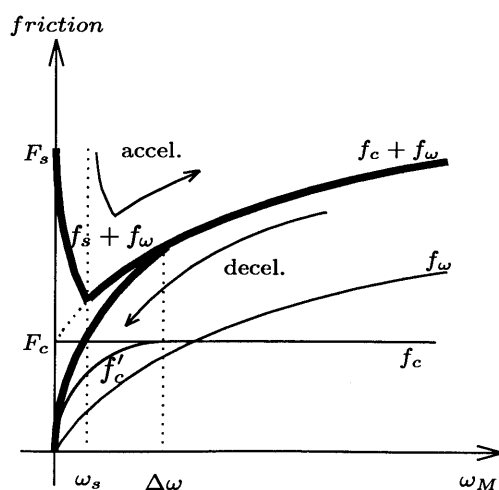


図 2.18: 摩擦静的特性に対するモデル

係数, $a_i (i = 1 \sim n_\omega)$: 粘性摩擦力の多項式近似係数である。

● 減速時

$$F_{sd} = \begin{cases} f_c + f_\omega & : |\omega_M| > \Delta\omega \\ f'_c + f_\omega & : |\omega_M| \leq \Delta\omega \end{cases} \quad (2.25)$$

$$f'_c = F_c \sqrt{\frac{|\omega_M|}{|\Delta\omega|}} \cdot \text{sgn}(\omega_M) \quad (2.26)$$

ここで, f_c と f_ω は加速時のモデルと同等である。

また, 2.5.4 項の解析結果よりトルク定数・慣性値の同定誤差の存在が確認されていることから, ここでは, トルク定数 K_t に対してトルク定数補正值 ΔK_t を直列に付加する。

非線形ばね特性のモデル化

図 2.9 の非線形ばね特性に対しては, 文献 [28] を参考に, 位置決め始動時と整定時のそれぞれの微小変位領域における動的摩擦力 F_{es} , F_{ee} としてモデル化する。

$$F_{es} = \begin{cases} -K_{es}(x_s - x_{e0s}) & : |x_s| \leq x_{e0s} \\ 0 & : |x_s| > x_{e0s} \end{cases}$$

$$F_{ee} = \begin{cases} K_{ee}(x_e - x_{e0e}) & : |x_e| \leq x_{e0e} \\ 0 & : |x_e| > x_{e0e} \end{cases} \quad (2.27)$$

ここで, x_s : 始動時の位置偏差, x_e : 整定時の位置偏差, x_{e0s} : 始動時ばね原点位置, x_{e0e} : 整定位置に対するばね原点位置, K_{es} : 始動時ばね定数, K_{ee} : 整定時ばね定数である。なお, ばね要素の数を増やすことで, 更なる高精度モデルの獲得が可能であると考えられるが, 本研究ではパラメータ決定が煩雑とならないよう単一のばね構成でモデル化を試みる。

以上の静的・動的摩擦を駆動状態 (モータ速度・位置, 加減速, 始動・整定) に応じて組み合わせることで, 非線形摩擦モデルとする。なお, 摩擦モデルを構成する各パラメータは, 全て暖機運転後の実測データを基に次のように決定した。静的特性に対しては, F_c は図 2.8 の速度零の切片から決定し, f_ω を表現する D と n_ω 次多項式近似係数は, F_c を差し引いた摩擦力に対して最小二乗近似して決定した。なお, 粘性摩擦力多項式の近似次数については, 十分に実機特性を再現できる次数とすべく $i = 1$ から i を増加させ評価し, ここでは $n_\omega = 6$ とした。また, F_s は別途始動試験を行った際の始動トルクを計測した。一方, 動的特性に対しては, 位置決め動作を行った際の始動前と整定後に発生する定常トルク (ばね釣り合い力) を計測して $K_{es} \cdot x_{e0s}$ 及び $K_{ee} \cdot x_{e0e}$ とした。そして, それぞれのばね定数及び原点位置は, 位置決め過渡応答波形に合うよう, それらの比を試行錯誤的

表 2.7: 非線形摩擦モデルの各パラメータ

F_s	0.110	[Nm]	F_c	0.100	[Nm]
ω_s	2.0	[rad/s]	$\Delta\omega$	3.5	[rad/s]
K_{es}	1667	[N]	K_{ee}	7500	[N]
x_{e0s}	30	[μm]	x_{e0e}	40	[μm]
ΔK_t	0.98				

表 2.8: 粘性摩擦モデルの各パラメータ

D	1.3	
a_1	4.35×10^{-3}	[Nm/(rad/s)]
a_2	1.50×10^{-7}	[Nm/(rad/s) ²]
a_3	-4.97×10^{-8}	[Nm/(rad/s) ³]
a_4	-2.48×10^{-12}	[Nm/(rad/s) ⁴]
a_5	2.97×10^{-13}	[Nm/(rad/s) ⁵]
a_6	-5.88×10^{-18}	[Nm/(rad/s) ⁶]

に調整した。以上の各パラメータを、表 2.7, 表 2.8 に示す。なお、非線形摩擦を含むシミュレーションは、制御対象モデルの各状態量から (2.23)~(2.27) 式に従い計算された非線形摩擦力を制御対象の入力端外乱に加えることで、実機動作を模擬する。

図 2.19 に、2.3.3 項で構築した 2 自由度位置制御系による 5 mm ストロークの位置決め動作における実機応答波形 (実線) と、獲得した数学モデルによるシミュレーション波形 (破線) の比較を示す。図中、(a) は位置偏差応答波形、(b) は FF 補償器により生成された制振位置指令に対する偏差波形、(c) は各状態量からオフラインで計算した推定外乱波形、(d) は (c) の周波数スペクトルをそれぞれ示す。各図から、本数学モデルは実機応答を十分に再現可能な高精度シミュレータであることが分かる。

2.7 各種特性変動が位置決め応答に与える影響解析

図 2.8 の摩擦静的特性でも述べたように、暖機運転による温度変化によって摩擦特性は変動する。さらに、サーボモータ内部の温度上昇がトルク定数の低下を招くことは良く知られている。そこで、本節ではこれら非線形摩擦とトルク定数の変化を本論文で扱う機械特性変動と定義し、それらの変動が位置決め性能に与える影響を、2.6 節で導出した数学モデルによる計算機シミュレーションによって定量的に評価する。

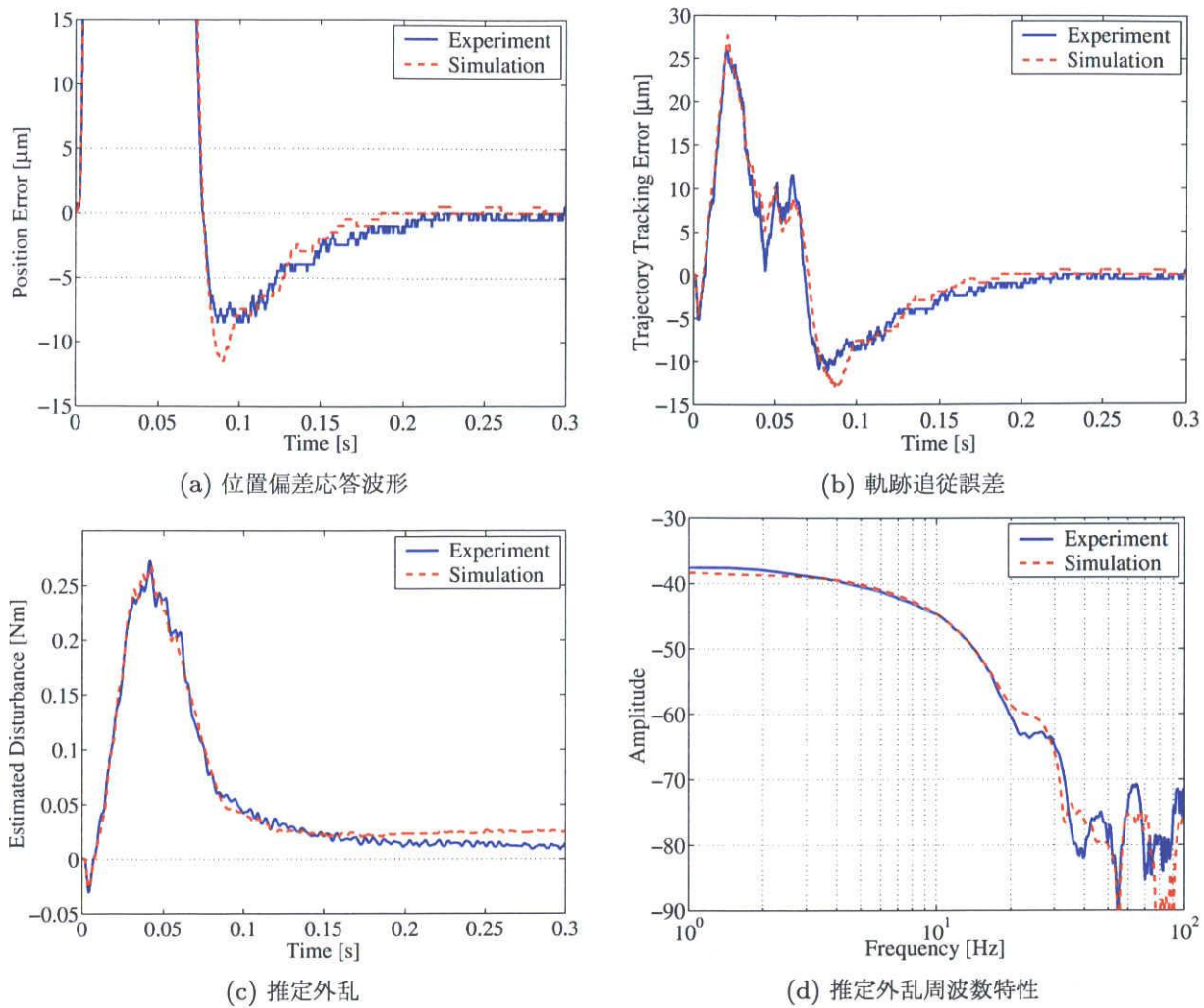


図 2.19: 非線形摩擦モデルを用いたシミュレーションによる実機応答の再現

2.7.1 温度変化による特性変動とパラメータ変化

周囲温度変化及び暖機運転による温度変化，サーボモータ内部での自己発熱の影響による駆動系の温度変化，それぞれによってモータ推力定数が変化する。これは，サーボモータ内部の永久磁石の温度上昇により，永久磁石が可逆減磁することで推力定数が低下することに起因する。そこで，実動作環境において想定される範囲内の推力定数の変動を実測するために，一定時間の最大負荷運転によりサーボモータ内部の温度を上昇させ，その前後におけるサーボモータ単体での実機周波数特性から定常ゲインの変動を求め，それを推力定数の変動分として扱う。

図 2.20(a) はモータ単体に対する温度上昇前後の実機周波数特性結果であり，同図 (b) は一部を拡大したものである。図より，サーボモータ内部温度の上昇前に比べて温度上昇

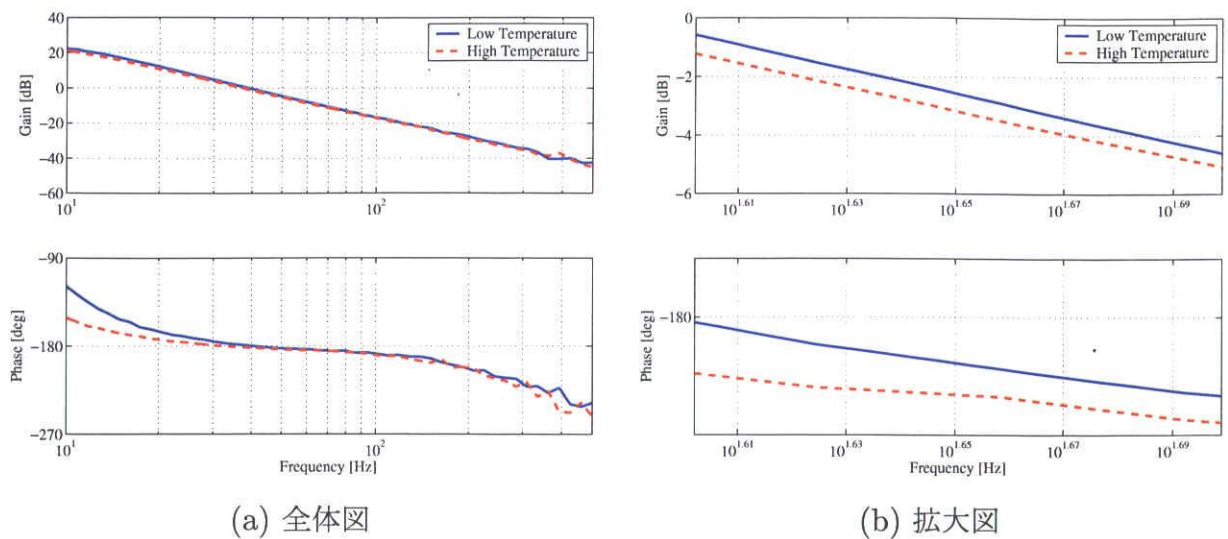


図 2.20: サーボモータ単体の温度上昇前後の周波数特性

後は約 0.6 dB のゲイン低下が見られ、これは約 7 % の推力定数の低下に相当する。このとき、サーボモータ内部の温度上昇前後では表面温度が約 80 °C 上昇しており、一般的な希土類永久磁石の温度係数が約 $-0.1 \text{ \%}/\text{°C}$ であることから、測定した推力定数変動は妥当なものであるといえる [57]。

そこで、以降においてトルク定数と 2.4.2 項で示した非線形摩擦の変化を本論文で扱う機械特性変動と定義し、それらの変動が位置決め性能に与える影響を、2.6 節で導出した数学モデルによる計算機シミュレーションによって定量的に評価する。

供試テーブルシステムの温度変化による特性変動を評価するに当たり、一定時間の最大負荷運転によってサーボモータ及び機構系の温度を上昇させた。図 2.21 は、温度上昇前 (実線：暖気前温度に相当) と上昇後 (破線：モータ表面温度約 80 °C 上昇に相当) での図 2.19 に対応する各応答波形を示したものである。図 2.21(a)(b) から、整定時には約 20 μm の応答変化が見られ、さらに過渡応答中には最大 40 μm 程度の軌跡誤差が生じている。また、同図 (c)(d) から、推定外乱も約 38 % 程度異なっていることが分かる。これらの波形に対して、トルク定数や摩擦モデルパラメータの真値を直接計測することは不可能である。そこで、ここでは暖機運転後に同定した表 2.7 の摩擦モデルパラメータ： F_c 、 D 、 K_{ee} とトルク定数： K_t (ノミナルパラメータと呼ぶ) を手動で調整し、図 2.21 の各波形を再現すべくシミュレータの各パラメータを設定した。表 2.22 に、温度上昇前後で調整・設定したパラメータを、ノミナル値を 1.0 として示す。表より、温度上昇前後で予備実験と同様の 7 % 程度のトルク定数変動が確認でき、他のパラメータについても温度上昇前後で大きく特性変動していることが分かる。

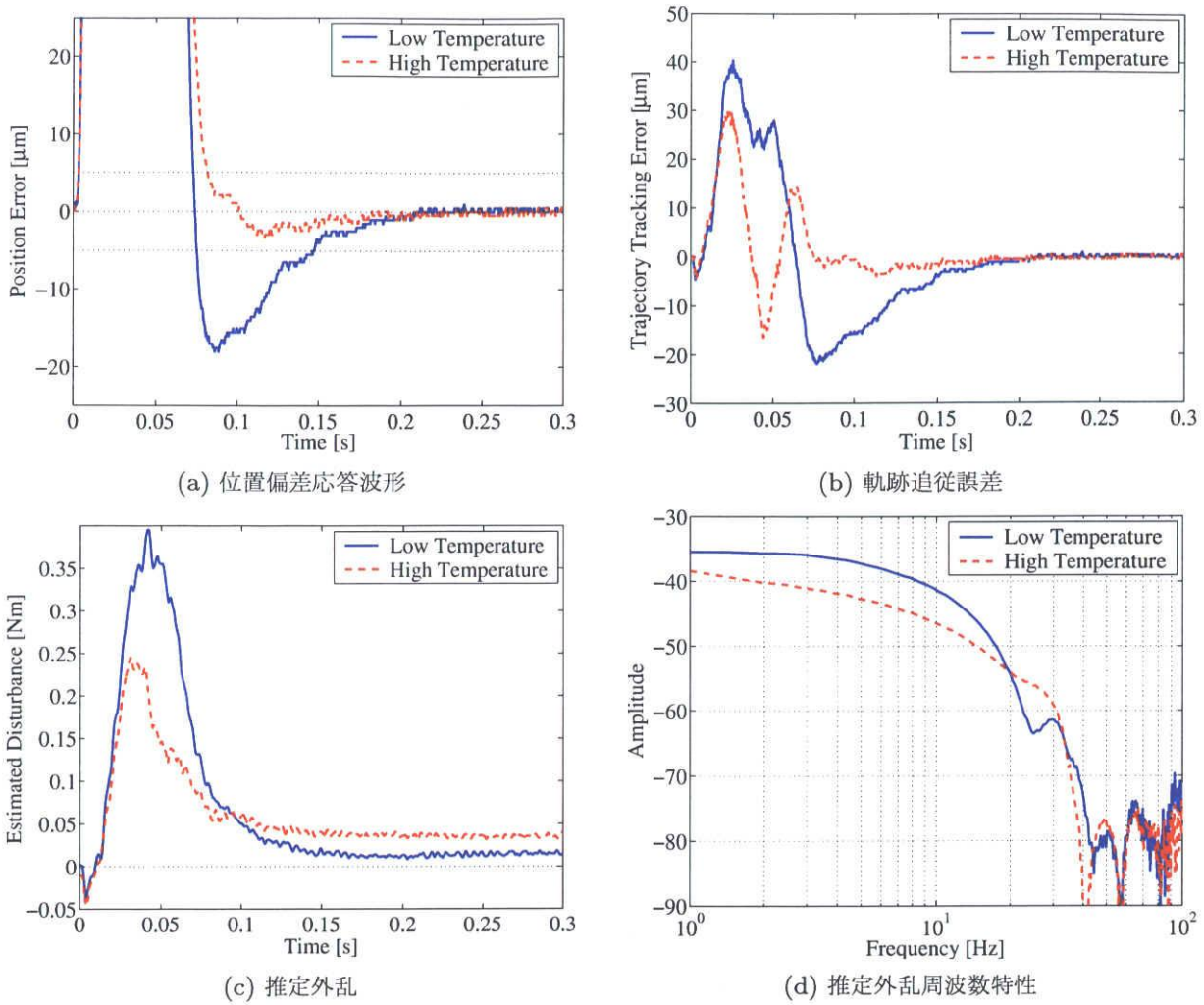


図 2.21: サーボモータ内部温度変化に対する各応答波形

図 2.22: 温度上昇前後の各パラメータ

	Low temp.	Nominal	High temp.
F_c	1.10	1.0	0.75
D	1.65	1.0	0.68
K_{ee}	0.60	1.0	1.46
K_t	1.02	1.0	0.95

2.7.2 特性変動による位置決め応答特性への影響解析

ここでは、2.7.1 項での考察に基づき機械特性変動を各モデルパラメータの変化と捉え、2.6 節で獲得した数学モデルを用いた計算機シミュレーションによって、特性変動の位置決め制御性能への影響解析を行う。なお、変化させるパラメータは 2.7.1 項同様 F_c , D , K_{ee} , K_t とし、1) 2.7.1 項と同様の最大負荷による温度上昇、2) 暖機運転前後、3) 運転日

や周囲温度などの動作条件の違い，などを考慮した予備実験により，ノミナルパラメータに対して次のような変化幅を与えた。

F_c	100±10 %	K_{ee}	100±50 %
D	100±20 %	K_t	100±10 %

図 2.23 から図 2.26 に，上記パラメータ変化を与えた場合の，図 2.19 と同等の条件下で同種の波形を計算したシミュレーション結果を示す。各図中，赤実線はパラメータ変化下限値での応答，黒鎖線はノミナル値での応答，緑破線は上限値での応答である。図 2.23 から， D 及び K_{ee} の変化は 4.0~5.5 μm 程度の位置決め偏差を生じさせ，また，図 2.24 から K_t の変化は過渡応答中の軌跡追従誤差に大きく影響を与えることが分かる。一方，図 2.25 は， D 及び K_t の変化が過渡応答中の外乱振幅に本質的に影響を与え， K_{ee} の変化が位置整定後の定常ばね力に影響することを示している。さらに推定外乱の周波数スペクトルである図 2.26 は，位置偏差及び軌跡追従誤差の原因となる外乱とその変動が，30 Hz 付近までの低周波数帯に集中していることを示している。以上から，位置決め精度に影響を与えるパラメータ変化(すなわち，機械特性変動)は，等価的に FB 制御系への外乱変動と見なすことができ，その周波数成分は低周波数領域に存在することが明らかとなった。従って，機械特性変動による影響を抑制し，位置決め性能の向上を実現するためには，低周波数帯の外乱抑圧特性の向上が必須となる。すなわち，本項における定量的な影響解析によって，FB 制御系の外乱抑圧特性に対する設計指針が明解となった。なお，結果的には図 2.21(d) からも同様のことが分かるものの，図 2.23~図 2.26 のような各特性変動が与える影響を定量評価することで，機械設計などによる根本的な特性改善等に繋げる事ができるため，本定量解析は産業応用上重要であると言えよう。

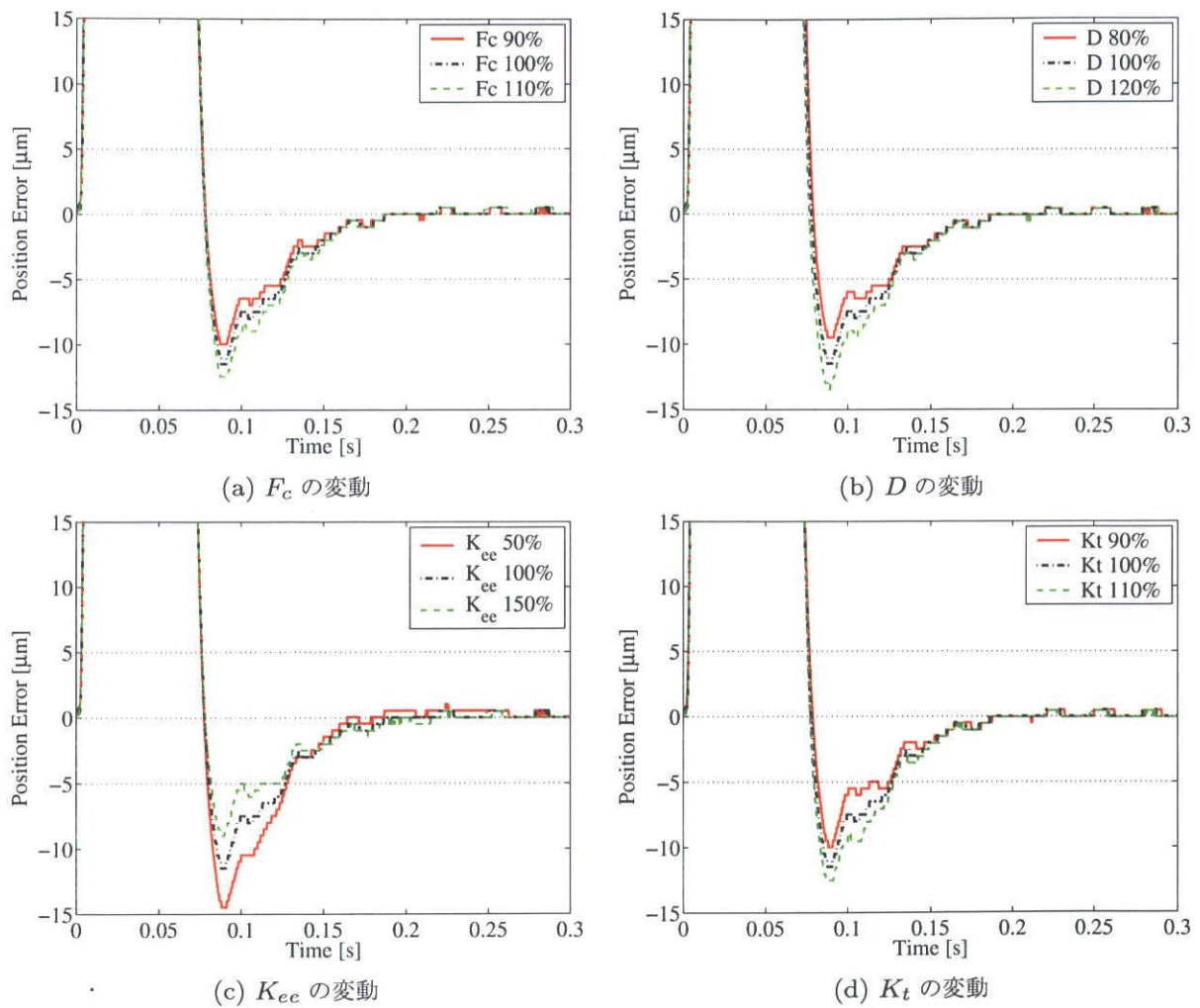


図 2.23: 各種特性変動を与えた際の位置偏差応答波形

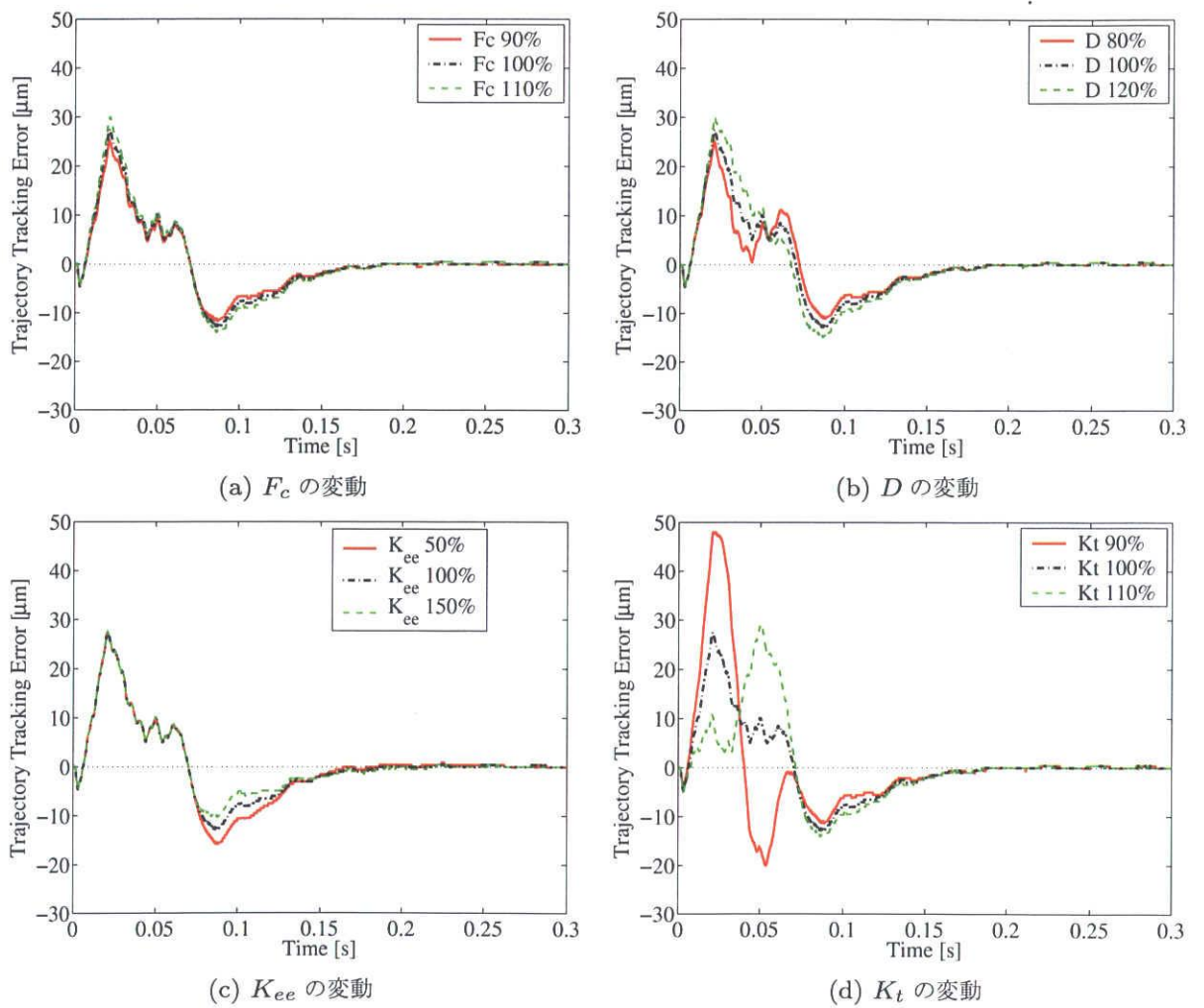


図 2.24: 各種特性変動を与えた際の軌跡追従誤差

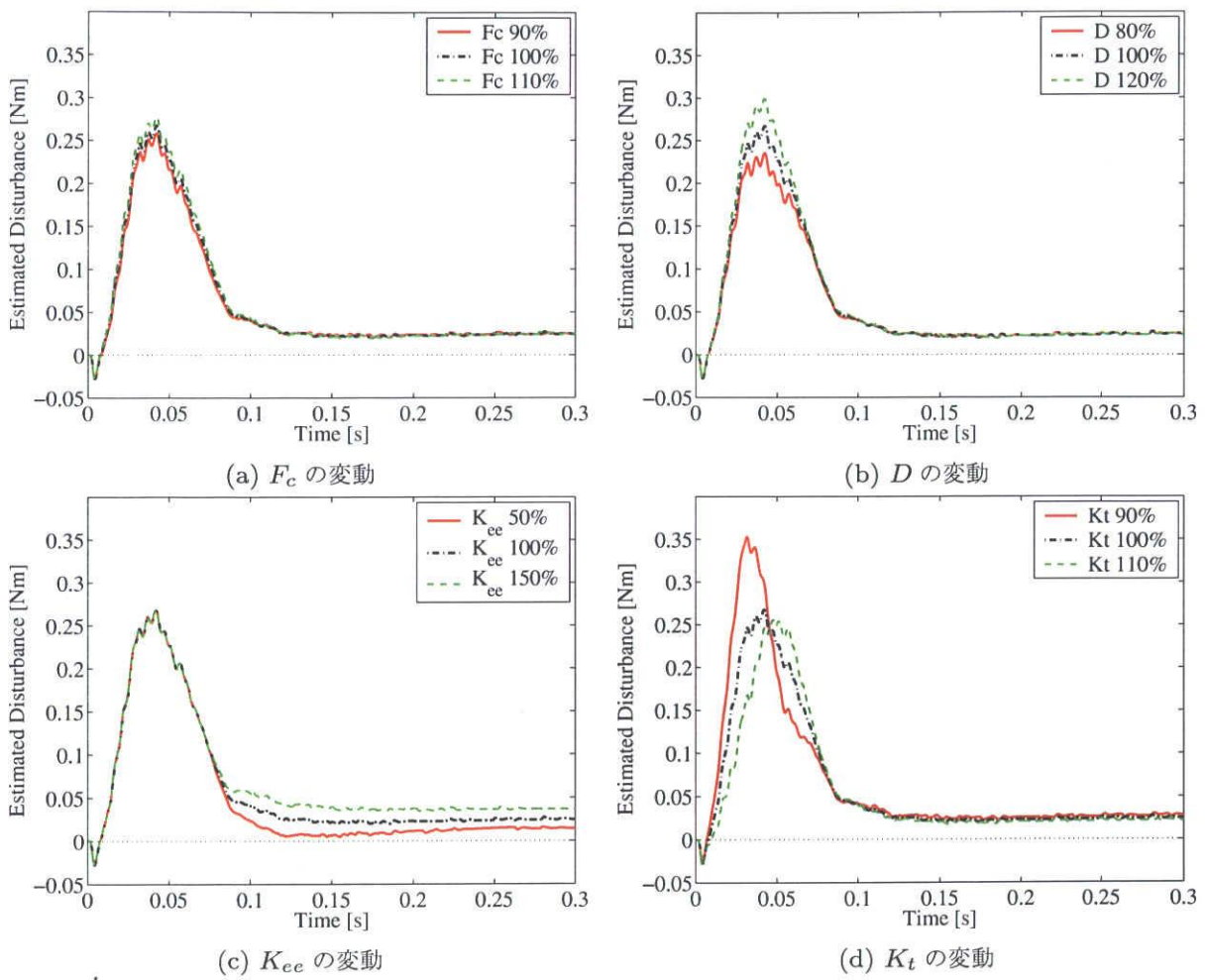


図 2.25: 各種特性変動を与えた際の推定外乱波形

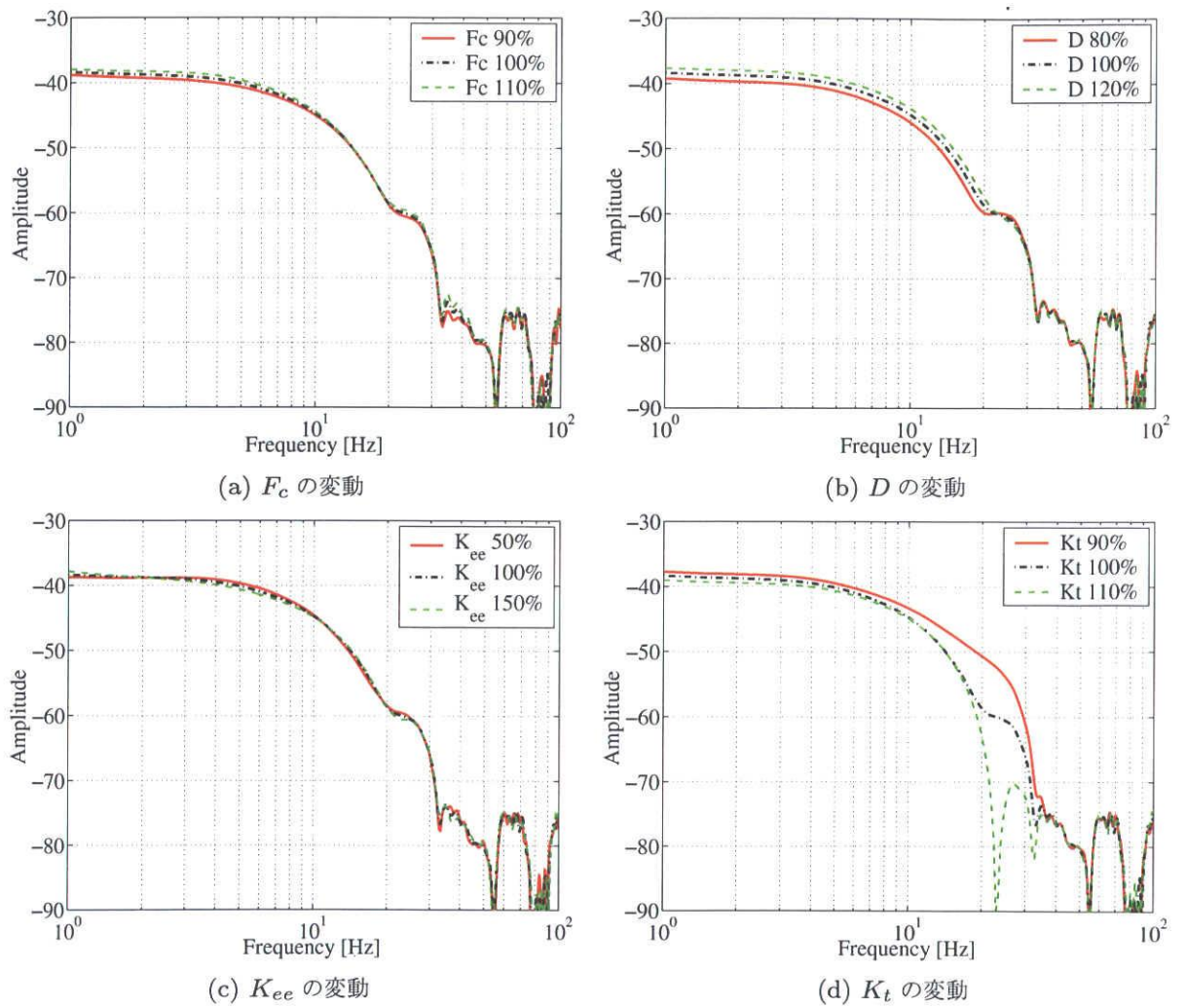


図 2.26: 各種特性変動を与えた際の推定外乱周波数特性

第3章

波動歯車装置のモデリングと補償

3.1 まえがき

2章では、リニアガイドにより案内されボールねじによって駆動されるテーブル位置決め装置を対象に、そのモデル化と特性解析を行った。一方、産業用ロボットなどでは低速・高トルクを得るために減速機が用いられることが多く、高速・高精度性を追求する場合にはそれらの挙動解析・モデル化・補償が産業応用上重要である。そこで、本章では減速機の一つである波動歯車減速機を含むアクチュエータを制御対象として、そのモデル化及び補償について述べる。波動歯車減速機は金属の弾性変形を利用した独特な構造から成り、高い減速比、小型・高トルクなどの特徴を有するものである [58–60]。しかし、独特な機構故に発生する角度伝達誤差のみならず、非線形弾性特性や非線形摩擦などの非線形要素が内在する制御対象であり、本研究で扱うメカトロニクス機器と共通の課題を有するものである。従って、これらの非線形特性を考慮した制御系設計が、高精度位置決め制御実現には必要不可欠である。そこで、波動歯車減速機に特有な角度伝達誤差を考慮した精密シミュレータの構築を行い、さらに、その角度伝達誤差の補償として、精密モデルを用いた負荷軸の静的位置決め精度の向上を目指す。

3.2 波動歯車装置の概要と角度伝達誤差

3.2.1 波動歯車装置の構造と動作原理

波動歯車装置は、薄肉の金属円筒に歯切りされた柔軟な歯車の弾性変形を利用した特殊な噛み合い機構を有した変速機で、1959年アメリカ合衆国の C.W.Musser により発明された [58–60]。波動歯車装置は少ない部品数から構成され、入出力が同心で、一段で高い速比が得られ小型軽量であるという特長を有する。また、同時噛み合い歯数が多いため回転角度伝達精度が高く、更にバックラッシュを零にできる等の特徴があり、精密な位置決め

精度が要求される産業用ロボットをはじめ、NC 工作機械や計測器などに広く適用されている [61, 62]。

図 3.1 に、波動歯車装置の基本構造を示す。図中 (a) は構成部品、(b) は構成部品が組み合わされた状態、(c) は噛み合いの様子を模式的に示したものである。図 3.1(a) に示されるように、波動歯車装置は厚肉の内歯車である Circular spline(以下, CS)、薄肉のカップ形状でその開口部外周に歯切りされた外歯車である Flexspline(以下, FS)、楕円形状カムの外周に薄肉のボールベアリングをはめた波動発生器である Wave generator(以下, WG) の 3 点の部品により構成されている。CS の歯数は FS の歯数より偶数枚多く設定され、歯数差 2 枚のものが一般的である。FS は、図 3.1(c) に示すように WG が挿入されることにより FS の歯部が楕円状にたわめられ、その長軸 2 箇所所で CS と噛み合う。この

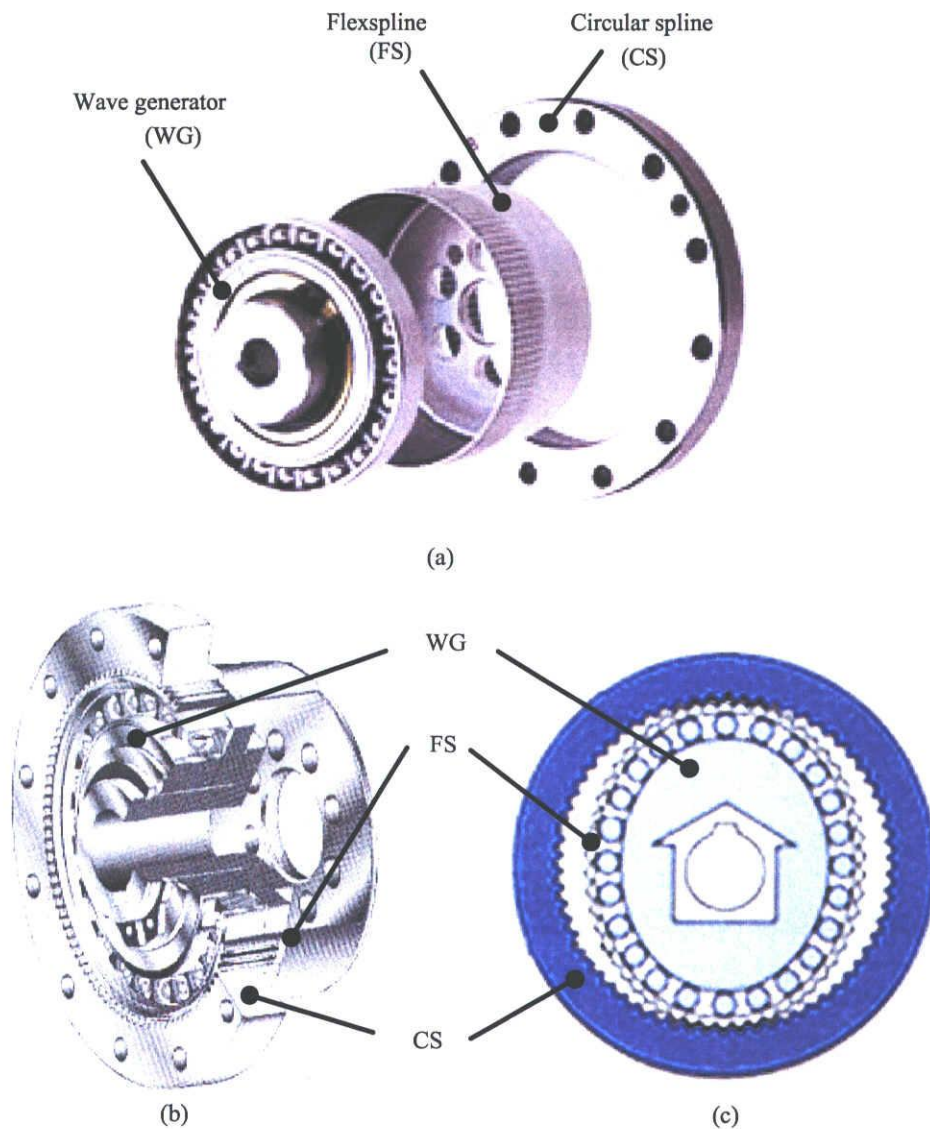


図 3.1: 波動歯車装置基本構造 (出展: メカトロニクス製品カタログ [64])

時、FS のカップ部は、楕円状にたわめられた歯部の回転力を伝達するフレキシブルカップリングの役目を果たす。波動歯車装置は、通常 WG を入力、CS を固定、FS を出力とする減速機として使用され、WG を回転させると FS が WG の楕円状カムの長軸部で CS の歯と噛み合いながら回転することになる。なお、この時の減速比 N は (3.1) 式で表される。

$$N = \frac{Z_c - Z_f}{Z_f} \quad (3.1)$$

図 3.2 に具体的な動作原理を WG の回転角度ごとに示すとともに、以下で動作原理につ

 <p>0°</p>	<p>波動歯車装置が組み立てられた状態において FS は WG によって楕円状に弾性変形しており、FS と CS は楕円の長軸部分にて歯が噛み合い、短軸部分では、歯が完全に離れた状態となっている。</p>
 <p>90°</p>	<p>この状態にて WG を時計方向に回転させると、FS は WG によって随時弾性変形し、それに伴い CS の歯のかみあう位置が順次移動する。</p>
 <p>180°</p>	<p>WG が時計方向へ 180 度まで回転すると、FS は CS より歯数が 2 枚少ないため、歯数差により歯数 1 枚分だけ、反時計方向へ移動する。</p>
 <p>360°</p>	<p>WG が 1 回転すると、FS は歯数差 2 枚分だけ、反時計方向へ移動する。一般には、この動きを出力として取り出す。</p>

図 3.2: 波動歯車装置の動作原理 (出展：ハーモニックドライブ®の原理 [65])

いて述べる。FSの歯数 Z_f をCSの歯数 Z_c に対して2枚少なく設定した場合、WGが1回転する間にCSのピッチ円周と等しい長さの接触を保つためには、FSがWGの回転方向と逆方向に2歯分回転しなければならない、その結果、WGが1回転するとFSはCSとの歯数の差分である2歯分だけWGの回転方向とは逆方向に回転する。従って、この場合の減速比 N は(3.1)式により $N = 2/Z_f$ となる[63]。

3.2.2 波動歯車減速機と制御対象

本章では、波動歯車装置を減速機としてモータに組み込んだアクチュエータである、ハーモニック・ドライブ・システムズ社製FHA-C miniシリーズのFHA-8C-50-E200-C(図3.3)を制御対象とする。FHA-8C-50-E200-Cの諸元を表3.4に示す。ここで、トルク定数、慣性モーメントは負荷軸換算で示している。本製品は、薄型・精密制御用波動歯車装置と超扁平ACサーボモータを一体化したACサーボアクチュエータであり、サーボ制御用のモータ軸角度検出用エンコーダを搭載している。ロボットの関節駆動、半導体・液晶

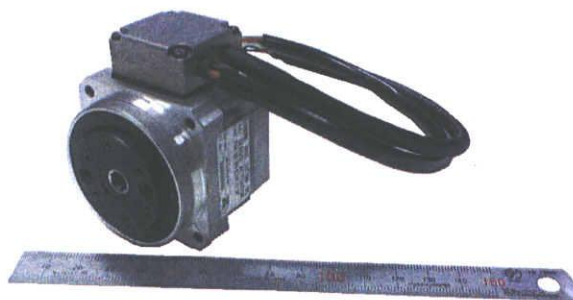


図 3.3: FHA-8C-50-E200-C

図 3.4: サーボアクチュエータ FHA-8C-50-E200-C の諸元

最大トルク	3.3	[N·m]
最高回転速度 (負荷軸)	120	[r/min]
トルク定数	6.7	[N·m/A]
許容連続電流	0.34	[A]
慣性モーメント	0.0074	[kg·m ²]
モータ軸エンコーダ	2000×4	[pulse/rev]
減速比	50	
フレクスプライン歯数	100	
サーキュラースプライン歯数	102	
ねじりばね定数	0.44×10 ³ ~0.84×10 ³	[N·m/rad]

板製造装置の位置決め機構などの各種 FA 機器に使用されている [66]。

3.2.3 実験装置の構成

図 3.5 に、位置決め制御系と実験装置の概観を示す。本論文においては、自己慣性比 2.95 の負荷条件の下で検討を行うこととする。また、アクチュエータは図 3.6 の模式図に示すようにモータ軸にエンコーダが付加されており、制御系としてはモータ軸角度情報を元に負荷を駆動するセミクローズドループ制御系を構成している。

なお、本章では以降で定義するモータ軸角度と負荷軸角度の差である角度伝達誤差を研究対象とするため、角度伝達誤差のモデル化及び補償効果測定のために負荷軸エンコーダを取り付けている。負荷軸エンコーダと波動歯車装置の負荷軸との接続は図 3.6 に示すように径の大きなシャフトとカップリングによって締結し、波動歯車装置外部の軸ねじれの影響を小さくするよう考慮しており、角度伝達誤差を精密に測定できる。表 3.7 に、負荷軸エンコーダの諸元を示す。

3.2.4 位置決め制御系の構成

位置決め制御系としては、図 3.8 に示すようにモータ軸角度をフィードバック量として負荷軸を制御するセミクローズドループ制御系であり、位置比例—速度比例積分 (P-PI) 制御系によりフィードバック制御系を構成している。図 3.8 中、 θ_m^* : モータ軸角度指令値、 θ_m : モータ軸角度、 θ_l : 負荷軸角度、 ω_m : モータ軸角速度、 i_{ref} : 電流指令値、 e : 位置偏差、 k_{pp} : 位置比例ゲイン、 k_{vp} : 速度比例ゲイン、 k_{vi} : 速度積分定数である。また、

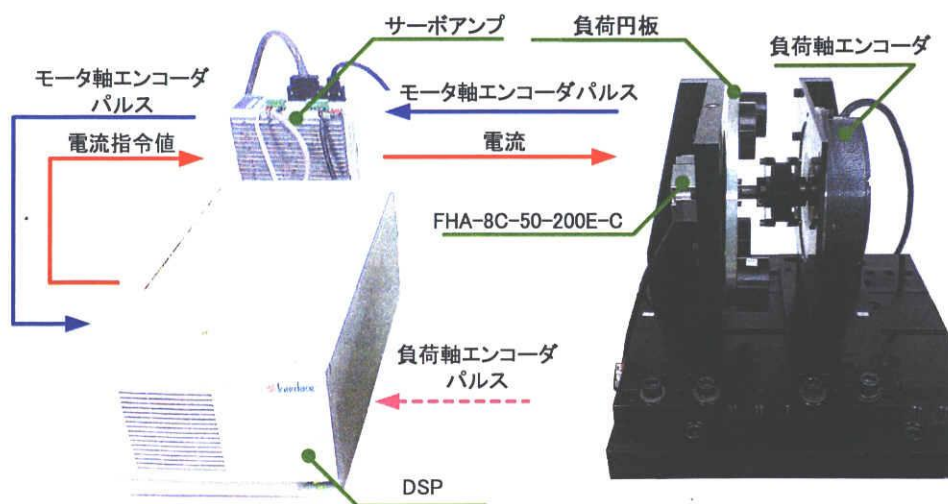


図 3.5: 実験装置の概観

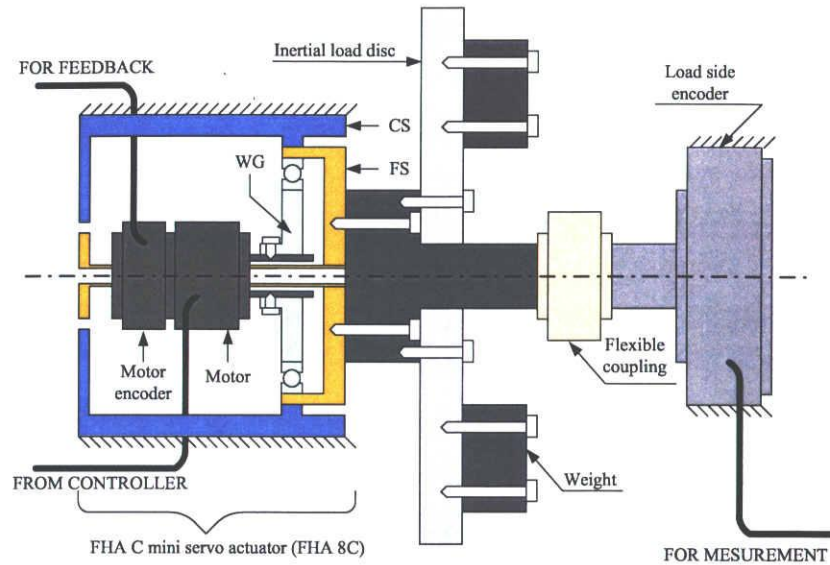


図 3.6: 実験装置の模式図

図 3.7: 負荷軸エンコーダの諸元

負荷軸エンコーダ	720000×4	[pulse/rev]
----------	----------	-------------

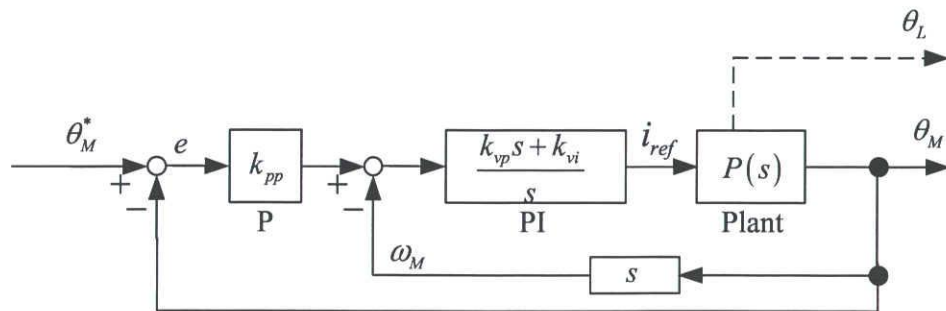


図 3.8: P-PI 制御系

非線形摩擦補償を目的とした摩擦補償を付加している [34, 35]。なお、フィードバック制御系は位置決め応答性能を決定する重要な要素であるが、本研究対象は汎用サーボアクチュエータであり、負荷慣性、負荷粘性、負荷の振動モードなどの負荷に対する情報が与えられる場合は少なく、ある負荷条件に特化した制御系を用いるには、別途システム同定などを行う必要があり、全ての状況で適切な制御系が用いられることは少ない。そこで、本章では負荷条件に関わらず制御系は固定して実験を行なう。

3.2.5 角度伝達誤差の定義と分類

本項では、高精度位置決め制御を阻害する角度伝達誤差を定義し、角度伝達誤差を発生原因とその特性によって各成分に分類する。また、分類結果に基づきモデル化及び補償を行なう角度伝達誤差の範囲についても明らかにする。

角度伝達誤差とは、任意の回転角を入力に与えた時の、減速比から計算される出力軸回転角度と実際の出力軸角度との差で定義される [64]。なお、ここでは波動歯車装置を減速機として含むアクチュエータを対象としているため、便宜上、入力軸をモータ軸、出力軸を負荷軸と表現する。角度伝達誤差 θ_{TE} は、モータ軸角度 θ_m 、負荷軸角度 θ_l 、減速比 N を用いて (3.2) 式で定義される [67, 69, 70]。

$$\theta_{TE} = \theta_l - \frac{\theta_m}{N} \quad (3.2)$$

目標仕様

インデックステーブルなどの動作を模擬した連続一方向位置決めなどを行った場合、上記角度伝達誤差によって負荷軸角度にはばらつきが発生することが分かっている。そこで、本研究においては角度伝達誤差の補償による負荷軸定常偏差のばらつきの低減を目指し、「一方向位置決め時の負荷軸角度のばらつきが負荷軸絶対目標角度から ± 30 arc-sec 以内であること」を目標仕様に設定する。本目標仕様は、負荷軸絶対目標角度から ± 30 arc-sec と負荷軸絶対目標角度からの誤差を規定するものである。ここで「arc-sec」は角度の単位であり、 $1 \text{ deg} = 3600 \text{ arc-sec}$ である。

角度伝達誤差の分類

本制御対象は波動歯車装置が弾性変形による柔軟性を示すため、図 3.9 のようにモータ、波動歯車装置、負荷の 3 要素で構成される 2 慣性系で表現可能である [71–73]。図中、 K_t ：トルク定数、 J_m ：モータ軸慣性、 J_l ：負荷軸慣性、 D_m ：モータ軸粘性係数、 D_l ：負荷軸粘性係数、 D_g ：減速機粘性係数、 K_g ：減速機ばね定数、 N ：減速比、 i_{ref} ：電流指令値、 τ_m モータトルク、 θ_m ：モータ軸角度、 θ_l ：負荷軸角度、 ω_m ：モータ軸速度、 θ_{TE} ：角度伝達誤差、 θ_{Sync} ：相対回転同期成分、 θ_{Hys} ：非線形弾性変形成分である。この 2 慣性モデルの場合、角度伝達誤差は任意の回転角を入力に与えた時の出力軸の理想回転角度と実際の回転角度との差で定義されており、ねじれ角の符号が反転したものとなっている。

角度伝達誤差は、歯車の加工誤差や組立誤差、外部から加わるトルクなどの様々な要因

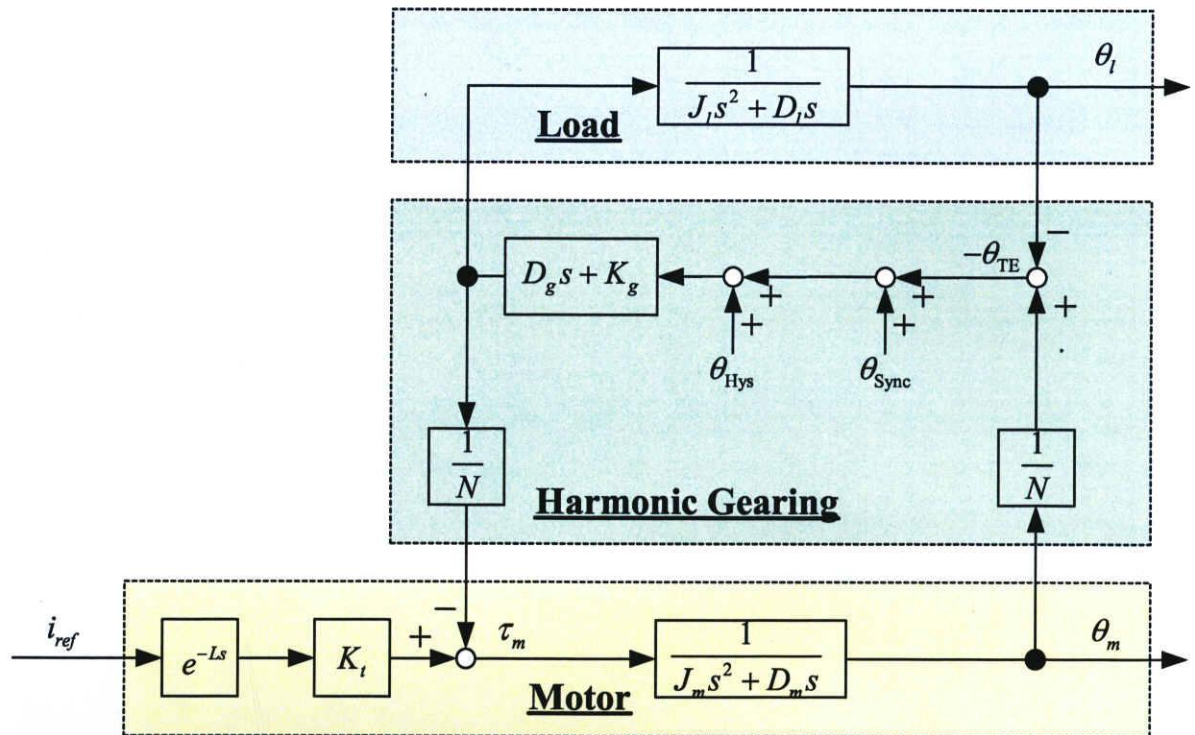


図 3.9: 2 慣性系によるプラントモデル

によって発生する。そこで、角度伝達誤差を発生原因及び特性に応じて以下の様に、1) 線形弾性変形成分、2) 相対回転同期成分、3) 非線形弾性変形成分の 3 種類に分類する。

1) 線形弾性変形成分

線形弾性変形成分とは、波動歯車装置の FS が柔軟な構造を持つために、FS がばね特性として振舞う現象により生じる FS のねじれ成分で定義される。一般に、ばね特性を持つ機構は、図 3.9 のようにばね定数 K_g と粘性摩擦係数 D_g を用いて 2 慣性系として表現可能である。なお、波動歯車装置のばね特性を測定すると、一般にヒステリシスを有する特性 [66, 74, 75] が得られるが、ここでは線形弾性変形成分はモータ軸静止時に必ず零になるものとし、ばね特性のヒステリシス特性は後述する非線形弾性変形成分に含ませることとする。従って、線形弾性変形成分は位置決め応答完了時には零となり、静的な負荷軸定常偏差には影響を与えないものとする。

2) 相対回転同期成分

相対回転同期成分とは、歯車の加工誤差 [69] や減速機と負荷の軸心ずれなどの組立誤差 [70, 76] などによって、波動歯車装置の各構成要素間の相対回転に同期して発生する成分で定義される。図 3.9 では、相対回転同期成分を位置外乱 θ_{Sync} として表現している。

3) 非線形弾性変形成分

非線形弾性変形成分とは、FS の柔軟構造に起因する FS の弾性変形のうち、上記線形成分以外のヒステリシス特性を含む非線形成分で定義される。この非線形弾性変形成分は摩擦によりモータ静止時に負荷トルクが加わらなくとも存在するため、ヒステリシス特性を示す。図 3.9 では、非線形弾性変形成分を位置外乱 θ_{Hys} として表現している。

上述のように、1) 線形弾性変形成分の影響は静的な角度伝達誤差には現れないため、本研究では、静的な角度伝達誤差 θ'_{TE} を (3.3) 式のように 2) 相対回転同期成分と 3) 非線形弾性変形成分の和で定義する。

$$\theta'_{\text{TE}} = \theta_{\text{Sync}} + \theta_{\text{Hys}} \quad (3.3)$$

以降では、2) 相対回転同期成分、3) 非線形弾性変形成分のモデル化及び補償について解析・検証する。

3.3 相対回転同期成分のモデル化と特性解析

本節では、角度伝達誤差の中でも、歯車の加工精度及び組立誤差に起因して発生する、波動歯車装置の相対回転に同期した成分のモデル化と特性解析を行なう。始めに、相対回転同期成分の測定方法及び解析方法を示し、その結果に基づきモデル化を行なう。なお、相対回転同期成分の特性解析に際しては、特性の再現性及び回転方向依存性に関する検討を行う。

3.3.1 相対回転同期成分の測定

角度伝達誤差の相対回転同期成分の測定を行う場合、線形弾性変形成分と非線形弾性変形成分との分離が不可欠である。相対回転同期成分の分離・抽出には、1) 線形弾性変形成分は停止時に零になる、2) 非線形弾性変形は回転方向が反転しない限り一定値を保つ、のそれぞれの特徴を利用する。一方、歯車の噛み合わせが一巡する負荷軸一周期分の角度

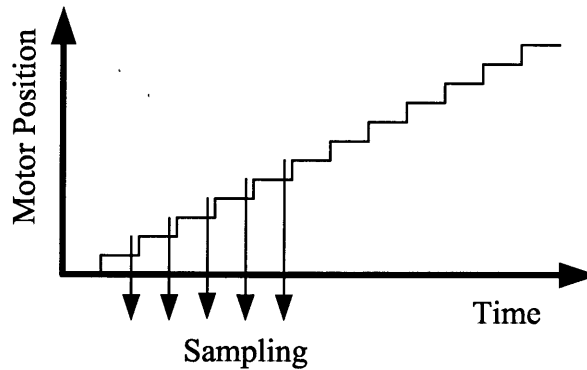


図 3.10: 角度伝達誤差の測定

伝達誤差を測定すれば、歯車の相対回転によって生じる全ての成分を測定できる。そこで、図 3.10 に示すように、微小角度の位置決めを負荷軸一周分繰り返し行い、モータ軸停止時のモータ軸角度及び負荷軸角度から角度伝達誤差を算出し、相対回転同期成分とする。なお、測定結果には非線形弾性変形成分が重畳するが、測定中に回転方向を反転させないことで、非線形弾性変形成分を一定値に保って測定結果から取り除く。

3.3.2 相対回転同期成分の測定結果

表 3.1 の条件で測定した角度伝達誤差から、一定値と定義された非線形弾性成分を取り除いた相対回転同期成分を、図 3.11, 図 3.12 に示す。横軸は負荷軸角度、縦軸は角度伝達誤差を示す。図 3.11 より、相対回転同期成分は、短周期の振動成分と長周期の振動成分の合成となっていることが分かる。また、図 3.12 は図 3.11 の一部を拡大したものであるが、短周期の振動成分はモータ軸回転周期に同期していることが分かる。図 3.13 は、相対回転同期成分の周期性を確認するために、図 3.11 に示す負荷軸 1 周期分の相対回転同期成分のスペクトルを示したものであり、横軸にモータ軸回転によって規格化した相対回転同期成分、縦軸に角度伝達誤差を示している。図より、モータ軸回転の整数倍の高調波成分が大きく現れている。なお、整数倍ではない成分も含まれているが、これは後述する FS, CS, WG の各相対回転に同期した成分である。

表 3.1: 角度伝達誤差測定条件

送り角度	モータ軸 3.6 deg
送り回数	5000 回 (負荷軸 1 周期分)
送り方向	CW 方向
インターバル時間	0.5 s

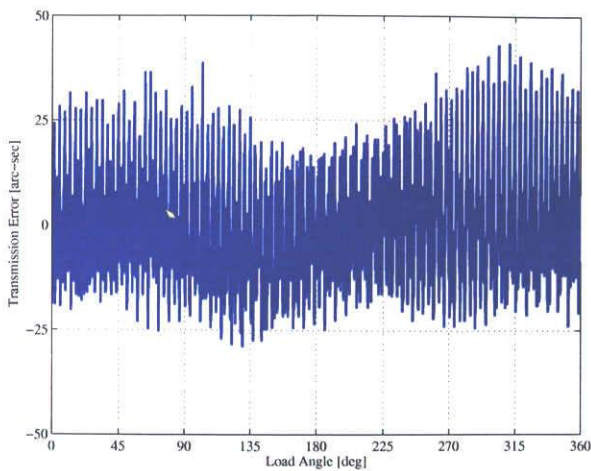


図 3.11: 相対回転同期成分 (測定結果)

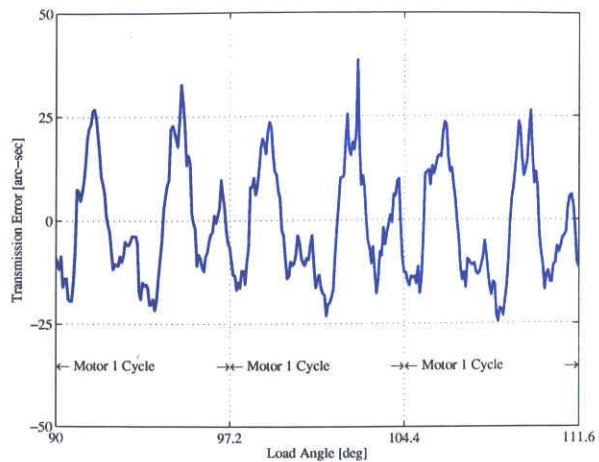


図 3.12: 相対回転同期成分 (モータ軸 3 周期)(測定結果)

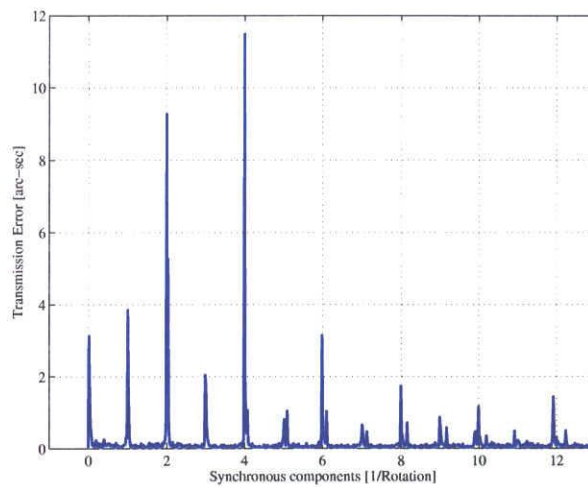


図 3.13: 相対回転同期成分スペクトル

3.3.3 相対回転同期成分の数学モデリング

本項では、3.3.2 項までで測定した角度伝達誤差相対回転同期成分のモデル化を行なう。相対回転同期成分のモデル化手法の一例として、相加平均を用いる方法 [69] が提案されている。そこでは、FS-WG, CS-WG の相対回転に同期する成分をモデル化対象としており、FS-CS の相対回転に同期する成分については述べられていない。一方、WG のクロスローラベアリングの外輪による相対回転同期成分の存在が示唆されており [67]、相加平均モデルのように周期を特定した解析によるモデル化では不十分であると考えられる。

そこで、ここでは 3.3.2 項で示した角度伝達誤差のスペクトル解析結果に基づき、正弦波の合成によるモデル化を試みる。

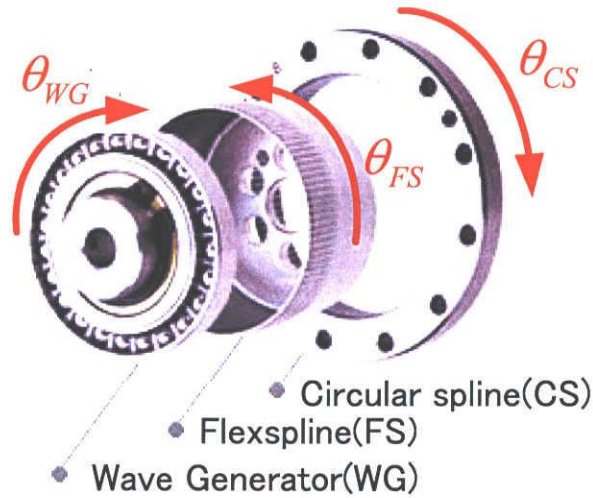


図 3.14: 回転角の定義

前述のように、相対回転同期成分は歯車の加工誤差や減速機と負荷の軸心ずれなどの組立誤差などに起因して、波動歯車装置の構成部品である WG, FS, CS の相対角によって発生する。そこで、相対角を図 3.14 に示す回転方向を正にとって、次式で定義する。

$$\theta_{WG \leftarrow CS} = \theta_{WG} - \theta_{CS} \quad (3.4)$$

$$\theta_{FS \leftarrow CS} = \theta_{FS} + \theta_{CS} \quad (3.5)$$

$$\theta_{WG \leftarrow FS} = \theta_{WG} + \theta_{FS} \quad (3.6)$$

本アクチュエータは CS を筐体に固定しているため $\theta_{CS} = 0$ であり、各相対角は (3.7), (3.8), (3.9) 式で表現される。

$$\theta_{WG \leftarrow CS} = \theta_{WG} = \theta_m \quad (3.7)$$

$$\theta_{FS \leftarrow CS} = \theta_{FS} = \theta_l \quad (3.8)$$

$$\theta_{WG \leftarrow FS} = \theta_{WG} + \theta_{FS} = \theta_m + \theta_l \quad (3.9)$$

また、本アクチュエータの減速比は 50 であるため、モータ軸角度 θ_m と負荷軸角度 θ_l は $\theta_l = \theta_m/50$ の関係が成り立つ。従って、(3.7), (3.8), (3.9) 式を θ_m を用いて表すと、

$$\theta_{WG \leftarrow CS} = \theta_m \quad (3.10)$$

$$\theta_{FS \leftarrow CS} = \frac{1}{50} \times \theta_m \quad (3.11)$$

$$\theta_{WG \leftarrow FS} = \frac{51}{50} \times \theta_m \quad (3.12)$$

となる。そのため、各相対角に同期して発生する各回転同期成分は、モータ軸回転同期成分 $\theta_{TE(Motor)}$ 、負荷軸回転同期成分 $\theta_{TE(Load)}$ 、WG-FS 相対回転同期成分 $\theta_{TE(WGFS)}$ と

して基本波と高調波を含め次式で表現される。

$$\theta_{\text{TE(Motor)}}(\theta_m) = \sum_{k=1}^{n_M} A_M(k) \cos(k\theta_m + \phi_M(k)) \quad (3.13)$$

$$\theta_{\text{TE(Load)}}(\theta_m) = \sum_{k=1}^{n_L} A_L(k) \cos\left(\frac{1}{50}k\theta_m + \phi_L(k)\right) \quad (3.14)$$

$$\theta_{\text{TE(WGFS)}}(\theta_m) = \sum_{k=1}^{n_{WF}} A_{WF}(k) \cos\left(\frac{51}{50}k\theta_m + \phi_{WF}(k)\right) \quad (3.15)$$

ここで、 k は高調波の次数を示す。以上の結果、相対回転同期成分 θ_{Sync} は、各回転同期成分の合成として次式で与えられる。

$$\theta_{\text{Sync}}(\theta_m) = \theta_{\text{TE(Motor)}}(\theta_m) + \theta_{\text{TE(Load)}}(\theta_m) + \theta_{\text{TE(WGFS)}}(\theta_m) \quad (3.16)$$

3.3.4 パラメータの同定

3.3.3 項で導いた相対回転同期成分モデルでは、合成する正弦波の個数 n 、正弦波の振幅 A 、位相 ϕ がモデルパラメータとなる。合成する正弦波の個数が多ければ相対回転同期成分の再現性は向上するが、パラメータ数が増加する。ここでは、図 3.13 のスペクトル波形において、各相対回転に同期する成分の中で角度伝達誤差が 1 arc-sec 以上の振幅を持つ成分のみを抽出する。

図 3.15 に、抽出後のスペクトル波形を示す。図中、黒線が相対回転同期成分の測定結果、赤線がモータ軸同期成分、水色線が負荷軸同期成分、緑線が FS-WG 相対回転同期成分を示す。なお、水平青一点鎖線が 1 arc-sec の抽出閾値を示している。ここで、モータ軸高調波の 11.92 次に 1 arc-sec を超えるスペクトル波形が見られるが、この成分はモータ軸同期成分、負荷軸同期成分、FS-WG 相対回転同期成分のいずれの整数次高調波にも該当しない成分であり、その発生原因は明らかとはなっていない。

図 3.16 から図 3.18 は、抽出したモータ軸同期成分、負荷軸同期成分、FS-WG 相対回転同期成分のスペクトルと、スペクトルから角度伝達誤差に変換した波形である。なお、各図の横軸は、それぞれの相対回転で規格した同期成分及び回転角度で表現している。図より、モータ軸同期成分の振幅が最も大きい事が分かる。また、表 3.2 から表 3.4 に、各モデルに対して同定したパラメータを示す。

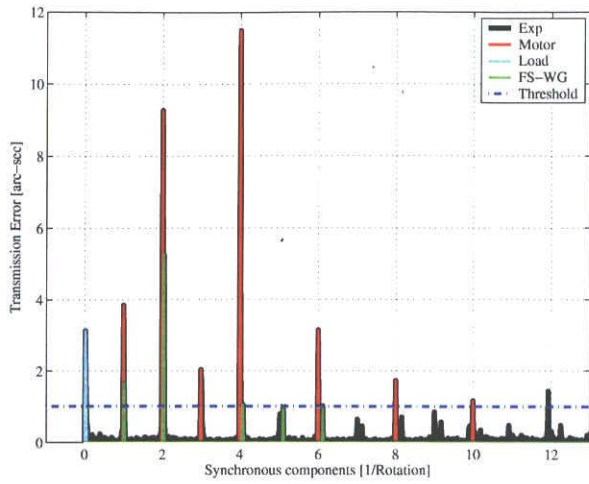


図 3.15: スペクトル領域での各相対回転同期成分の抽出

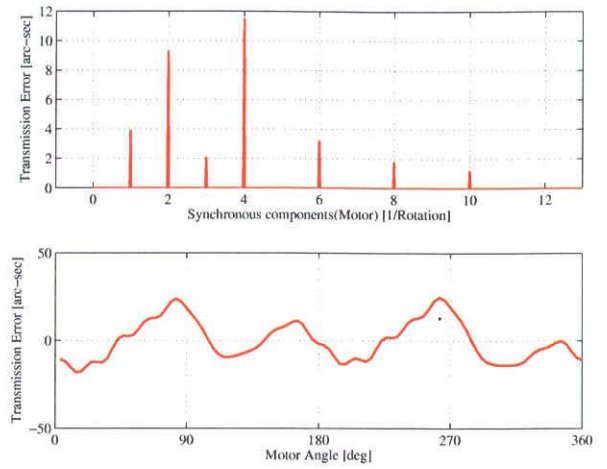


図 3.16: モータ軸同期成分

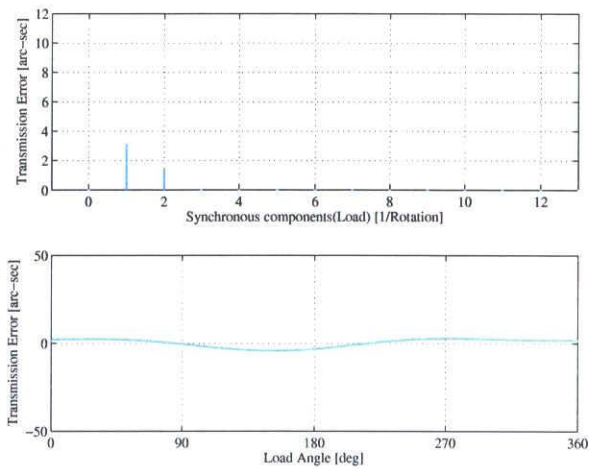


図 3.17: 負荷軸同期成分

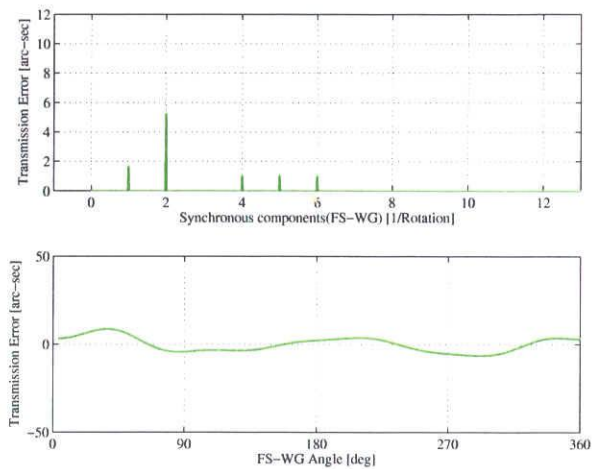


図 3.18: FS-WG 相対回転同期成分

表 3.2: モータ軸同期成分パラメータ

k	1	2	3	4	6	
A_M	3.85	9.28	2.03	11.49	3.14	[arc-sec]
ϕ_M	-155.99	-155.62	-104.60	72.97	-179.98	[deg]
k	8	10	18	20		
A_M	1.73	1.16	1.42	1.05		[arc-sec]
ϕ_M	59.68	-125.98	-15.55	-77.77		[deg]

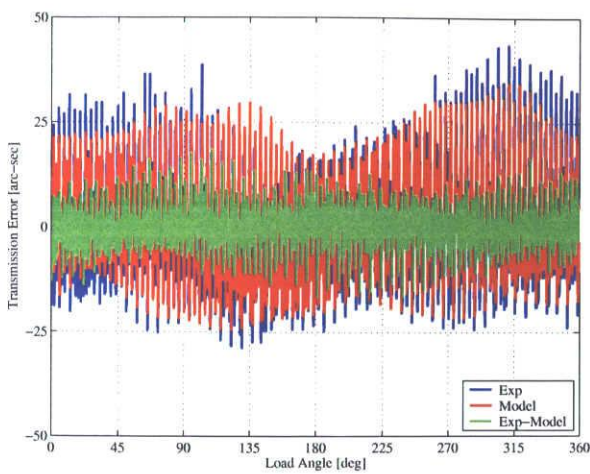


図 3.19: 実測値と相対回転同期成分モデル

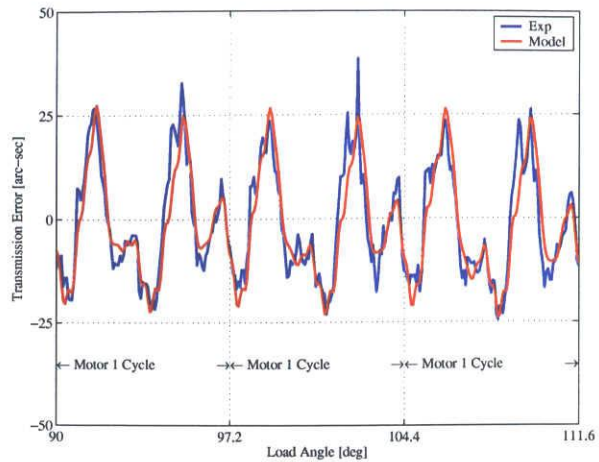


図 3.20: 実測値と相対回転同期成分モデル (モータ軸 3 周期)

表 3.3: 負荷軸同期成分パラメータ

k	1	2	
A_L	3.13	1.45	[arc-sec]
ϕ_L	32.43	-127.87	[deg]

表 3.4: FS-WG 相対回転同期成分パラメータ

k	1	2	4	5	6	
A_{WF}	1.65	5.26	1.05	1.06	1.02	[arc-sec]
ϕ_{WF}	-35.46	-29.79	-163.18	164.88	139.01	[deg]

スペクトル領域にて同定したモデルの妥当性を検証するために、測定した相対回転同期成分波形とモデル波形の比較を図 3.19, 図 3.20 に示す。図 3.19 中、青線は測定波形、赤線はモデル波形、緑線は測定波形からモデル波形を引いた誤差波形を示している。両図より、角度伝達誤差を精度良く再現できている事が分かる。

3.3.5 回転方向依存性の検証

相対回転同期成分の特性解析や補償に際して、特性の再現性及び回転方向依存性に関する検討が必要である。

測定時の位置決め方向を CW 方向だけでなく、CCW 方向に対しても行なうことで、回転方向依存性を検討した。なお、測定は CW, CCW 方向共に 3 セット行うことで再現性の検証とした。図 3.21 から図 3.23 に、CW 方向, CCW 方向に位置決めを行いモデル化

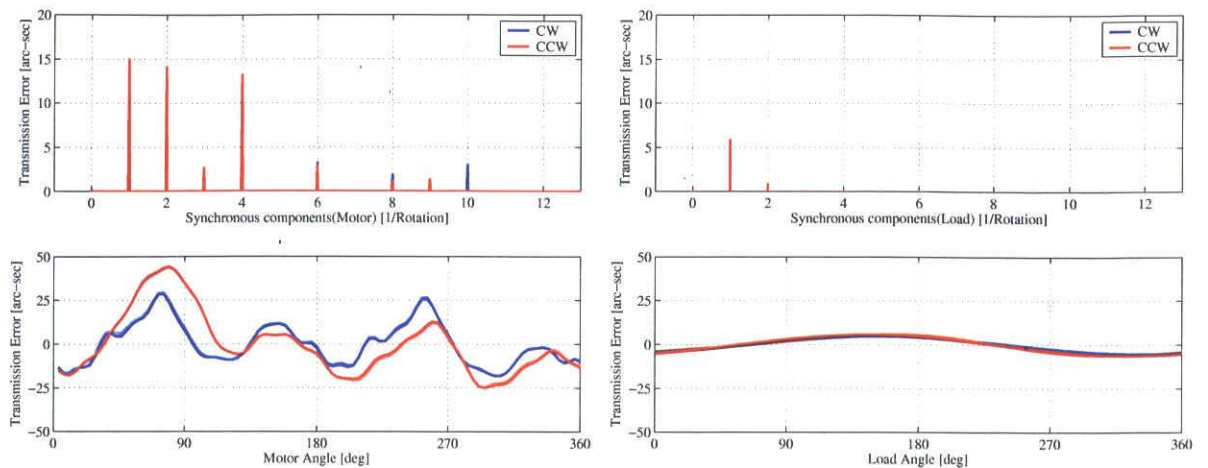


図 3.21: モータ軸同期成分 (再現性検討)

図 3.22: 負荷軸同期成分 (再現性検討)

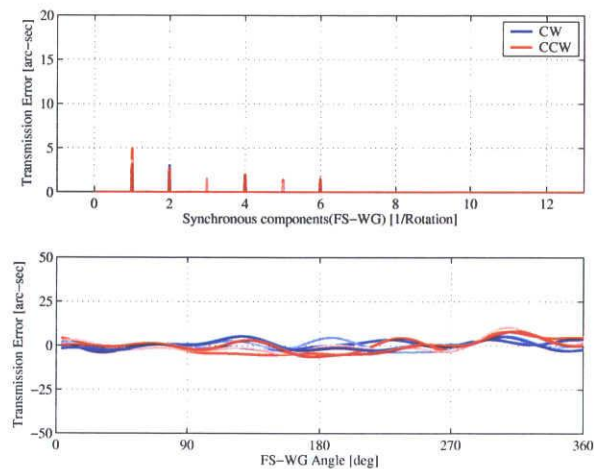


図 3.23: FS-WG 相対回転同期成分 (再現性検討)

したモータ軸同期成分，負荷軸同期成分，FS-WG 相対回転同期成分を示す。図中，青線は CW 方向，赤線は CCW 方向に位置決めを行った際の各モデル波形を示す。

図より，FS-WG 相対回転同期成分を除いては高い再現性があることが分かる。FS-WG 相対回転同期成分の再現性が低い原因としては，FS と WG を円滑に回転させるために取り付けられた WG のクロスローラベアリング外輪が FS を楕円状に変形させるため，FS と機構的に接続できず自由に回転し，外輪の肉厚誤差が生じているからであるとされている [67,68]。また，図 3.21 より，モータ軸同期成分は CW，CCW の波形が大きく異なっており，回転方向に依存してその特性が変化することが分かる。一方，図 3.22 の負荷軸同期成分は回転方向に依存せず，CW，CCW の波形が一致しており回転方向依存性は現れていない。さらに，図 3.23 の FS-WG 相対回転同期成分は CW，CCW の波形が同一方向の波形の再現性に埋もれる形となり，回転方向依存性は現れていない。

3.4 非線形弾性変形成分のモデル化と特性解析

本節では、回転方向が反転した際に波動歯車装置中の FS が変形する事により発生する非線形弾性変形成分がヒステリシス特性を示すことを検証し、ヒステリシス特性の再現が可能な非線形弾性変形成分モデルを提案する。

3.4.1 非線形弾性変形成分の測定

ここでは、正弦波状の角度指令を与えることで、回転方向反転に起因する非線形弾性成分を測定する。正弦波指令は、慣性力の影響や振動の発生などを避けるため、0.05 Hz と極低周波に設定する。また、正弦波振幅による特性変化を検討するため、振幅をモータ軸回転に換算して 180 deg から 5 deg と変化させて測定を行う。具体的な測定条件を、表 3.24、表 3.25 に示す。なお、正弦波駆動時においても 3.3 節で述べた相対回転同期成分が重畳するため、データ解析に際しては注意が必要である。

3.4.2 測定結果

図 3.26 は測定した結果から 3 種類の正弦波指令に対する時間応答を示したものであり、上段にモータ軸角度、下段に角度伝達誤差を示している。図より、回転方向が反転する 10, 20, 30 s において角度伝達誤差が大きく変化していることが分かる。また、変化後は相対回転同期成分を原因とする振動が現れているものの、その平均値は回転方向が再び変化するまでは一定値に留まっており、非線形弾性変形成分が一定以上の変化を起こさないことが分かる。

図 3.27 は、図 3.26 に対して横軸をモータ軸角度、縦軸を角度伝達誤差として示したものである。図から、角度伝達誤差はモータ軸角度に依存するヒステリシスを有しており、正弦波振幅に依存せず、回転方向反転時のヒステリシス曲線の傾きは等しいことが分かる。この特性は、横軸にモータ角度、縦軸に外乱力をとった場合のヒステリシスを有する

図 3.24: 実験条件

位置指令	正弦波指令
正弦波周期 (周波数)	20 s (0.05 Hz)
正弦波振幅	表 3.25 に別途示す。

図 3.25: 正弦波振幅 (モータ軸角度)

(a)	180 deg
(b)	90 deg
(c)	45 deg
(d)	20 deg
(e)	10 deg
(f)	5 deg

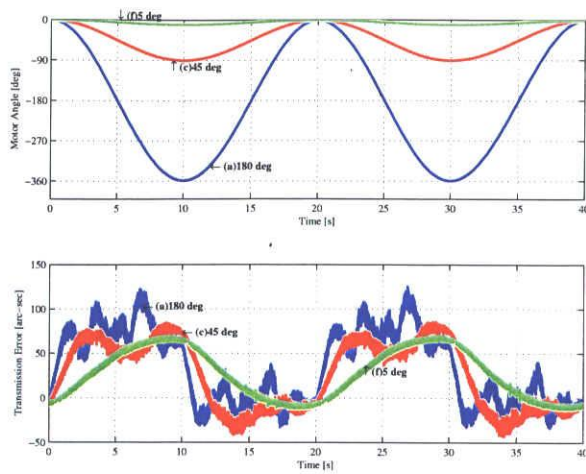


図 3.26: 正弦波角度入力に対する角度伝達誤差

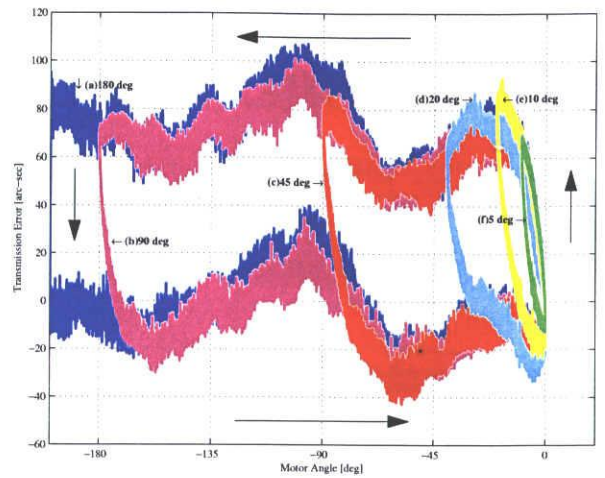


図 3.27: 角度伝達誤差のヒステリシス特性

転がり摩擦特性に共通するところが大きい。

3.4.3 非線形弾性変形成分のモデル化

本項では、3.4.2 項の結果に対して、ヒステリシス特性を模擬可能な非線形弾性成分のモデル化を行なう。モデル化に際しては、ヒステリシス特性を有する転がり摩擦モデル [39, 52] を参考に、モータ軸角度に依存するヒステリシスを持つモデルの構築を試みる。非線形弾性変形成分モデルの数式を (3.17) 式から (3.19) 式に、モデル概略図を図 3.28 に示す。なお、本モデルのパラメータである θ_r : 非定常領域幅, n : ヒステリシス定数, θ_{offset} : 方向依存変形角度については、3.4.2 項で測定した図 3.26, 図 3.27 の実機特性を再現すべく、表 3.29 のように試行錯誤的に決定した。

$$\theta_{\text{Hys}}(\delta) = \begin{cases} \text{sgn}(\omega_m) (2\theta_{\text{offset}}g(\xi) - \theta'_{\text{Hys}}) & : |\delta| < \theta_r \text{ and } |\theta_{\text{Hys}}| < \theta_{\text{offset}} \\ \text{sgn}(\omega_m) \theta_{\text{offset}} & : |\delta| \geq \theta_r \text{ or } |\theta_{\text{Hys}}| \geq \theta_{\text{offset}} \end{cases} \quad (3.17)$$

$$g(\xi) = \begin{cases} \frac{1}{2-n} (\xi^{n-1} - (n-1)\xi) & : n \neq 2 \\ \xi(1 - \ln \xi) & : n = 2 \end{cases} \quad (3.18)$$

$$\delta = |\theta_m - \delta_0|, \quad \xi = \delta/\theta_r \quad (3.19)$$

以上の数学モデルを用いて、実機非線形弾性変形成分の再現性を評価した。図 3.30, 3.31 は、図 3.26 と同様の正弦波状の指令を与えた際の角度伝達誤差応答の比較であり、実線で実機応答、破線で同定した相対回転同期成分モデルと本非線形弾性変形成分モデルの和による応答を重ねて示している。図より、正弦波振幅に依らず、良好な実機再現性が得られている。

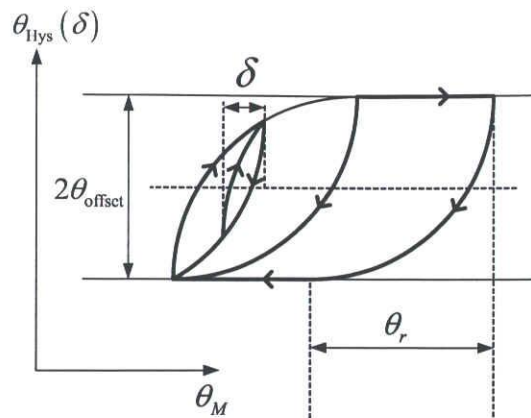


図 3.28: 非線形弾性変形成分モデル

図 3.29: 非線形弾性変形成分モデルのパラメータ

非定常領域幅	θ_r	20 [deg]
ヒステリシス定数	n	1.6
方向依存変形角度	θ_{offset}	40 [arc-sec]

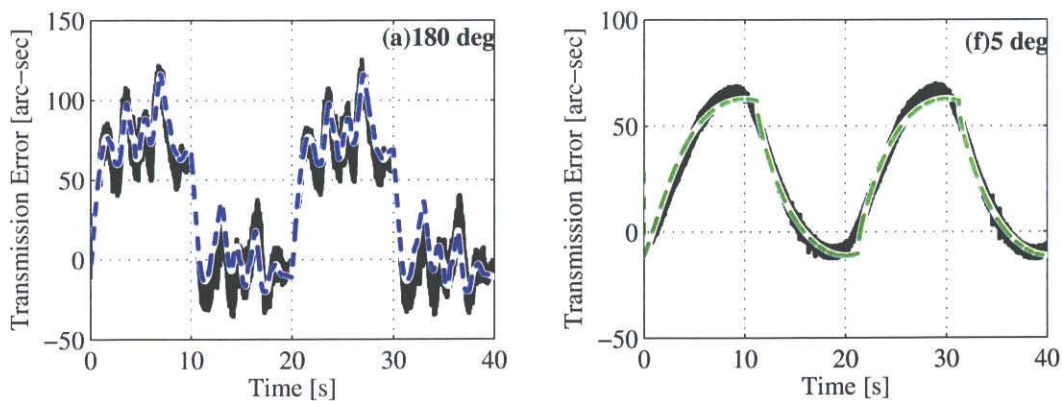


図 3.30: 角度伝達誤差時間応答波形の実機とモデル応答比較

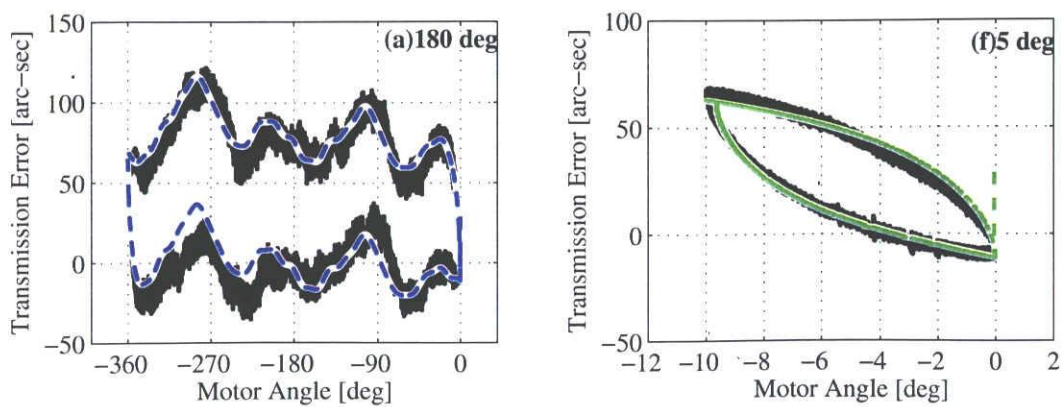


図 3.31: 角度伝達誤差ヒステリシス特性の実機とモデル応答比較

3.5 非線形要素を考慮した波動歯車減速機の精密シミュレータ構築

本章で対象とする波動歯車減速機は、3.3節、3.4節で述べた角度伝達誤差のみならず、金属の弾性変形を利用した独特な機構を持つ波動歯車減速機特有の非線形ばねや、各駆動部に存在するベアリングやオイルシールなどにおいて発生する非線形摩擦といった非線形要素を含むため、これらに対するモデル化が必要となる。そこで、本節では波動歯車装置の持つ非線形ばね特性や非線形摩擦を測定・モデル化し、全ての非線形要素の特性を再現可能な減速機を含むアクチュエータ全体の精密シミュレータを構築する。

図3.32は、本節で構築を目指す非線形要素を含んだプラントモデルブロック線図である。図中、Transmission Error Model：モータ位置 θ_m を入力とした相対回転同期成分モデル、Friction_m、Friction_l：モータ速度及び負荷速度を入力とした非線形摩擦モデル、また、モータ・負荷間のばね特性を非線形ばねとして考慮する。なお、従来はモータ・負荷間のばね特性を線形ばねとし、モータ速度及び負荷速度を入力とした非線形摩擦モデルとしたものを用いていた（以降、従来モデルと呼ぶ）。以降で、非線形ばね及び非線形摩擦特性の測定及びモデル化を行う。

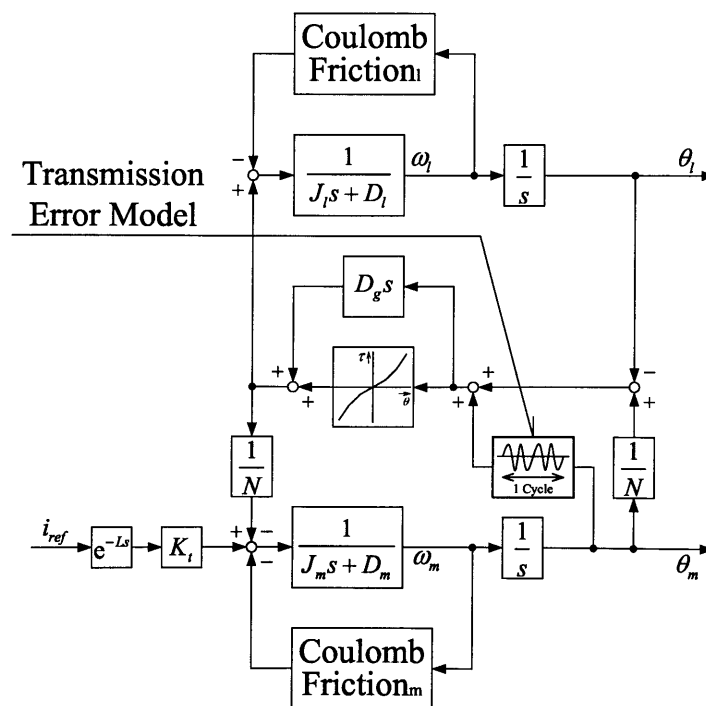


図 3.32: プラントモデルブロック線図

3.5.1 静的非線形ばね特性の測定とモデル化

位置決め応答を再現するシミュレータを構築するに当たっては、実際の位置決め動作中の非線形ばね特性を計測することが望ましい。しかし、位置決め動作中は非線形摩擦や前述の角度伝達誤差が重畳するため、ばねによるねじれ特性のみを測定することは困難である。そこで、モータ軸をサーボロックした状態で、負荷軸に取り付けたアームに重りを加えることで一定のトルクを加え、その時の負荷位置から静的なねじれ特性の測定を行う。負荷トルクは、図 3.33 に示すように連続許容電流より定まる許容負荷まで徐々に重くした後、徐々に逆方向の許容負荷まで負荷を加え、さらに負荷を取り除いて無負荷状態とするまでを、一連のねじれ特性測定とする。

ここで、減速機のねじれ θ_{Tw} を、モータ位置 θ_m と減速比 N から計算される負荷位置 θ_m/N と実際の負荷位置 θ_l との差として次式で定義する。

$$\theta_{Tw} = \frac{\theta_m}{N} - \theta_l \quad (3.20)$$

非線形ばね特性の測定結果を、図 3.34 及び表 3.5 に示す。図中、青線、赤線、緑線はそれぞれ 1, 2, 3 周目の測定結果である。図 3.34 は、縦軸トルク、横軸ねじれのばね特性であり、図 3.33 とは縦軸と横軸が入れ替わっていることに注意されたい。なお、初期ねじれを一定とするために予め 1 周分負荷トルクを加える処理を行っており、表 3.5 の 1 周目 $i=0$ のねじれ値 θ_{Tw} が 0 とはなっていない。図より、波動歯車装置のばね特性は負荷トルクが大きくなるとばね定数が大きくなる非線形な特性となり、負荷トルクを大きくする場合と小さくする場合で異なる軌跡を描く、ヒステリシスを持つことが分かる。そこで、近似的なばね定数として、隣接するトルクとねじれから算出した結果を、表 3.6 に示す。

表 3.6 より、負荷トルクが小さい $i=0 \sim 1$ でのばね定数に比べ、負荷トルクの大きい

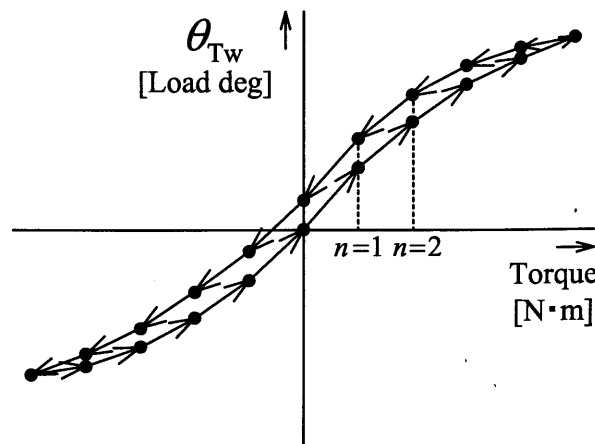


図 3.33: トルク - ねじれ関係測定における測定点の推移

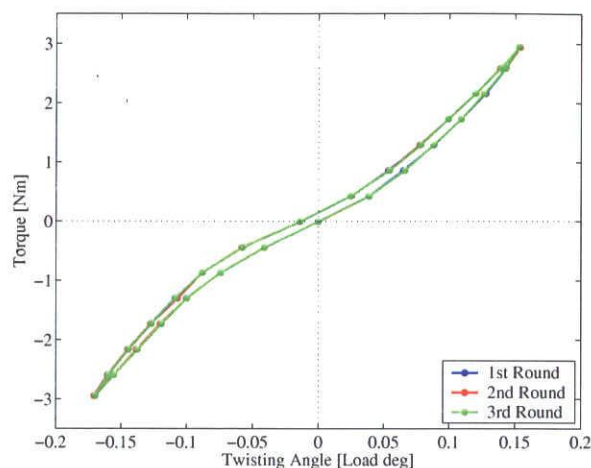


図 3.34: 非線形ばね特性測定結果

$i = 6 \sim 7$ でのばね定数は 2 倍以上になっていることが分かる。また、負荷トルクが増加から減少に転じる $i = 7 \sim 6$, $i = -7 \sim -6$ において、ばね定数は約 1400 Nm/rad から約 2000 Nm/rad へと大きくなっており、負荷トルクの大きさが等しい場合でもヒステリシスの影響によりばね定数に変化する。

以上から、非線形ばね特性はヒステリシスを有していることが確認できるものの、負荷トルクのかえ方によって異なるヒステリシスを示すことが分かっており、その詳細な挙動は明らかではない。そこで、ここではヒステリシスについてはモデル化を行わず、各負荷トルクでの中間のねじれ値を用いるものとした。なお、実機位置決め動作中においては、本項で測定した非線形ばね特性と完全に一致するとは限らないことから、モデルを微調整可能するため、ばね特性を平行移動させるオフセット量 θ_{off} 、ばね定数の傾きを調整する係数 K_{Kg} を用い、次式で非線形ばね特性を表現するものとした。

$$\tau_g = K_{Kg} \times f(\theta_{Tw} + \theta_{off}) \quad (3.21)$$

ここで、 τ_g は負荷駆動トルク、 $f(\cdot)$ はルックアップテーブルとして実装している。図 3.35 に、黒線で実測値を、青線で線形ばね特性を、赤線で (3.21) 式で定義した非線形ばね特性を示す。図より、ねじれが大きくなると線形ばねでは実機に見られる非線形ばね特性を表現できないことが確認されるが、本項で構築した非線形ばねモデルは実機特性を十分に再現したものとなっている。

3.5.2 非線形摩擦特性の測定とモデル化

本項では、2.4.2 項でも実施した一定速度駆動試験によって摩擦静的特性の測定及びモデル化を行う。

実験条件として、速度ループのみを構成した状態で正負 100 rpm までの速度指令値を

表 3.5: 非線形ばね特性測定結果 (負荷トルク - ねじれ特性)

i	負荷トルク [Nm]	ねじれ θ_{Tw} [Load deg]		
		1 周目	2 周目	3 周目
0	0	-51.3	-	-
1	0.4315	88.2	90.9	90.5
2	0.8630	192.2	192.2	194.0
3	1.2945	278.6	279.5	279.0
4	1.7260	356.9	357.8	357.8
5	2.1575	431.6	432.9	433.4
6	2.5890	497.7	500.4	499.1
7	2.9420	551.3	550.8	552.2
6	2.5890	513.0	514.4	514.4
5	2.1575	458.6	458.6	455.4
4	1.7260	394.7	393.3	393.8
3	1.2945	316.4	317.3	316.4
2	0.8630	237.2	233.6	237.6
1	0.4315	136.4	139.5	140.4
0	0.0000	-0.5	-0.9	0.0
-1	-0.4315	-148.1	-148.5	-149.4
-2	-0.8630	-266.9	-267.8	-267.3
-3	-1.2945	-360.0	-359.1	-358.7
-4	-1.7260	-429.8	-431.6	-428.9
-5	-2.1575	-495.9	-496.8	-494.6
-6	-2.5890	-560.7	-559.8	-558.9
-7	-2.9420	-613.4	-613.4	-610.2
-6	-2.5890	-576.5	-575.6	-574.7
-5	-2.1575	-521.1	-520.7	-519.3
-4	-1.7260	-457.7	-458.1	-456.8
-3	-1.2945	-391.1	-384.8	-390.6
-2	-0.8630	-316.4	-316.8	-316.8
-1	-0.4315	-208.4	-208.8	-207.0
0	0.0000	-50.4	-50.9	-50.4

与え、一定速度時における電流指令平均値から各速度における摩擦力を同定した。図 3.36 に黒線で測定した結果を示す。図より、本対象では速度に比例した粘性摩擦となっているものと見なせることから、速度方向に依存し一定値を示すクーロン摩擦力 τ_c と、速度に比例する粘性摩擦係数 D を、(3.22) 式としてモデル化する。

$$K_t \cdot \bar{i}_{ref} = \tau_c \cdot \text{sign}(\omega_m) + D \cdot \omega_m \quad (3.22)$$

各パラメータは、正方向での実測値に対する最小二乗法により決定した。表 3.7 に決定したパラメータ τ_c 、 D をそれぞれ示す。なお、この時のトルク定数 K_t は 0.144 Nm/A である。また、モデル化した特性を図 3.36 に青線以示す。図より、実機特性を再現するモ

表 3.6: 非線形ばね特性 (ばね定数表記)

i	ばね定数 [Nm/rad]	i	ばね定数 [Nm/rad]
0 ~ 1	632.6	0 ~ -1	600.6
1 ~ 2	864.9	-1 ~ -2	750.1
2 ~ 3	1031.9	-2 ~ -3	967.9
3 ~ 4	1134.5	-3 ~ -4	1257.1
4 ~ 5	1184.3	-4 ~ -5	1354.7
5 ~ 6	1339.4	-5 ~ -6	1389.6
6 ~ 7	1391.0	-6 ~ -7	1387.0
7 ~ 6	1941.9	-7 ~ -6	1981.5
6 ~ 5	1578.0	-6 ~ -5	1612.4
5 ~ 4	1399.4	-5 ~ -4	1416.1
4 ~ 3	1152.1	-4 ~ -3	1295.5
3 ~ 2	1105.0	-3 ~ -2	1233.6
2 ~ 1	914.2	-2 ~ -1	819.5
1 ~ 0	639.4	-1 ~ -0	565.1

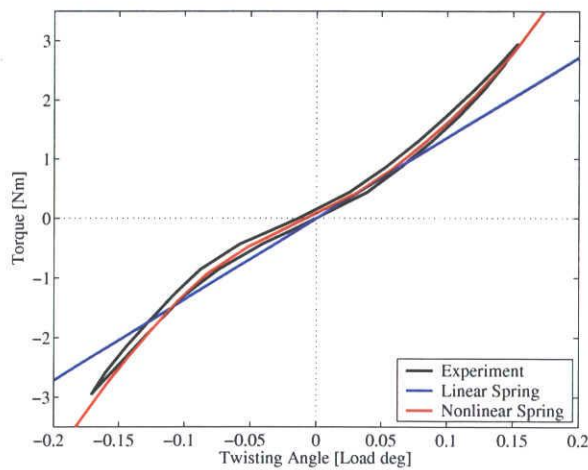


図 3.35: ばねモデル

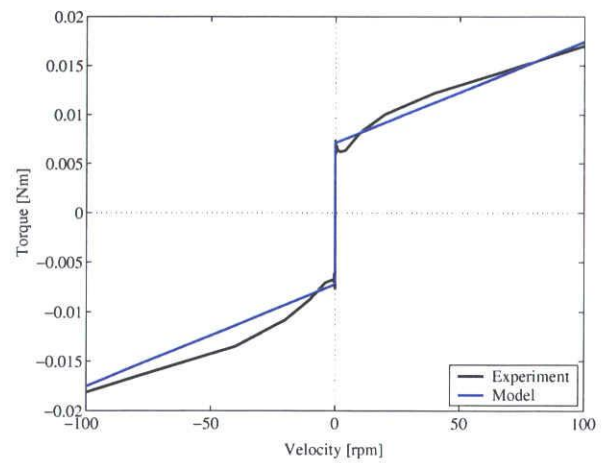


図 3.36: 一定速度駆動試験結果

表 3.7: 摩擦モデルパラメータ

クーロン摩擦力 τ_c	[Nm]	0.007163
粘性摩擦係数 D	[Nm/(rad/s)]	1.973×10^{-5}

デル化が得られていることが確認できる。

3.5.3 非線形要素を考慮した位置決めシミュレータ構築

本項では、3.5.2項までで獲得した、相対回転同期成分モデル、非線形ばねモデル、非線形摩擦モデルを用い、これら非線形要素を考慮した非線形シミュレータを構築する。プラントモデルの各パラメータは、設計値及び線形ばねモデルの値を参考に、実機時間応答特性を再現するよう微調整を行い表 3.8 のように決定した。

図 3.37 から図 3.40 に各種時間応答を示す。各図中、黒線で実機応答を、青線で従来モデルでの応答を、赤線で本項で構築した提案モデルでの応答を示す。また、上段に実機応答との比較図を、下段に実機応答から各モデルでの応答を差し引いた誤差応答を示す。

図 3.37, 図 3.38 に示すモータ位置及び負荷位置応答比較図から、始動時及び整定時を含めた位置決め応答全体で提案モデルによって実機応答再現性が向上していることが確認できる。特に、0.1 s 以降での減速領域において非線形ばね要素を考慮することで実機応答再現性が大きく向上している。また、図 3.39 に示すねじれ応答比較図からも、加減速時ともに実機応答再現性が大きく向上していることが確認でき、提案モデルの有効性と妥当性が確認される。加えて、図 3.40 に示す電流指令値比較図から、加減速時に見られる振動成分を提案モデルでは再現できている。これは相対回転同期成分によるものであり、実機入出力応答を十分に再現可能なモデルとなっていることが確認できる。

3.6 角度伝達誤差補償

3.5 節までで、波動歯車装置の基本的な動作原理と、その構造に起因してに発生する角度伝達誤差を始めとする非線形要素を考慮したシミュレータ構築を行った。以上の結果を

表 3.8: 非線形要素を考慮したプラントパラメータ

		従来モデル	提案モデル
モータ慣性 J_m	[kgm ²]	2.893×10^{-6}	2.873×10^{-6}
負荷慣性 J_l	[kgm ²]	0.02126	0.02117
モータ粘性摩擦 D_m	[Nm/(rad/s)]	1.824×10^{-5}	2.470×10^{-5}
負荷粘性摩擦 D_l	[Nm/(rad/s)]	0.004199	0.002601
ギアばね定数 K_g	[Nm/rad]	779.7	-
非線形ばね特性オフセット θ_{off}	[Load deg]	-	0.001389
非線形ばね特性ばね定数傾き K_{Kg}		-	0.97
ギア粘性摩擦 D_g	[Nm/(rad/s)]	0.1596	0.3552
入力軸クーロン摩擦力 τ_{cm}	[Nm]	0.007658	0.008649
負荷軸クーロン摩擦力 τ_{cl}	[Nm]	0.03393	0.02192
むだ時間 L	[ms]	1.318	

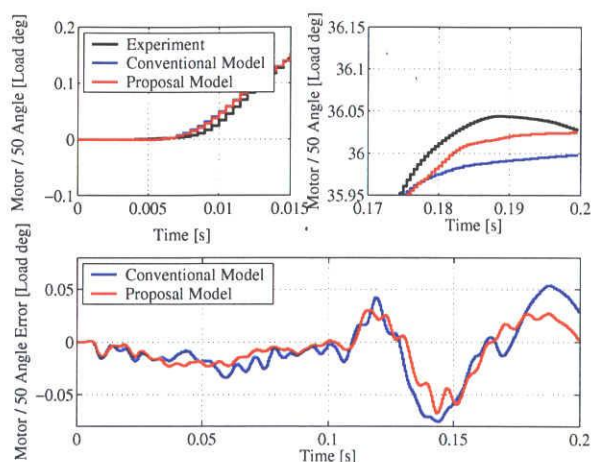


図 3.37: モータ位置応答比較図

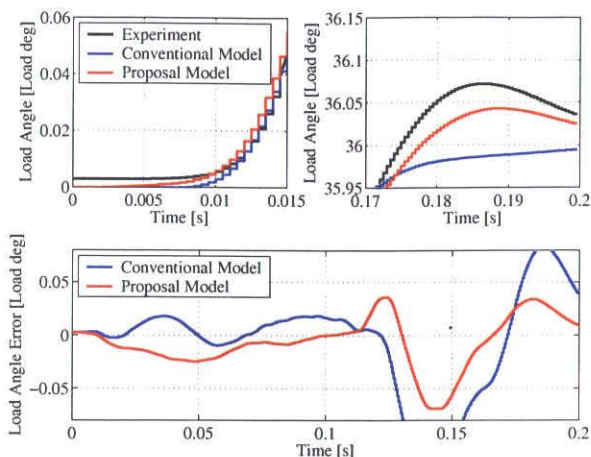


図 3.38: 負荷位置応答比較図

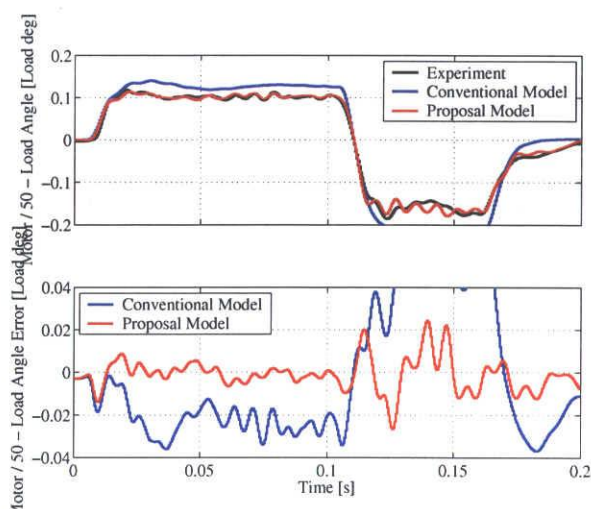


図 3.39: ねじれ応答比較図

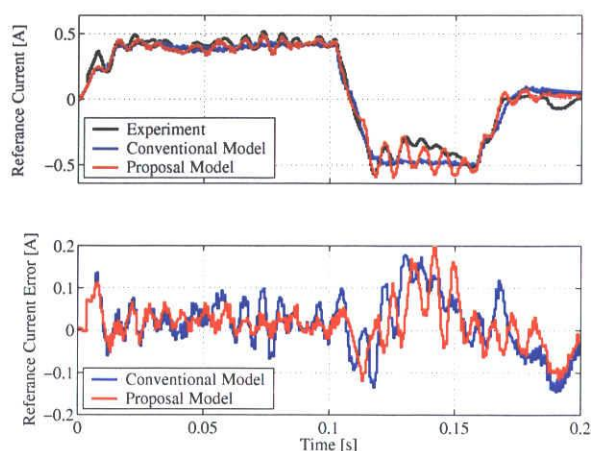


図 3.40: 電流指令値応答比較図

基に本節では非線形要素に対する補償を考えるが、非線形ばね特性はその挙動が明確でなく、補償に用いることは現状では困難であると考えられる。そこで、ここでは位置決め整定時の静的精度向上を目的とした角度伝達誤差補償法を提案する。

3.6.1 角度伝達誤差補償の概要

3.3 節、3.4 節で構築した相対回転同期成分モデルと非線形弾性変形成分モデルを用いて、位置決め整定時の静的制御誤差に対する角度伝達誤差補償を行う。ここでは、従来より実用されている波動歯車装置に対する相対回転同期成分の補償原理 [77] と同様に、図 3.41 に示すフィードフォワード補償則としてモータ軸角度指令 θ_m^* に補償入力 $N\theta_{TE}^*$ ($= N(\theta_{Sync} + \theta_{Hys})$) を差し引く、すなわち、角度伝達誤差が負荷軸角度に与える

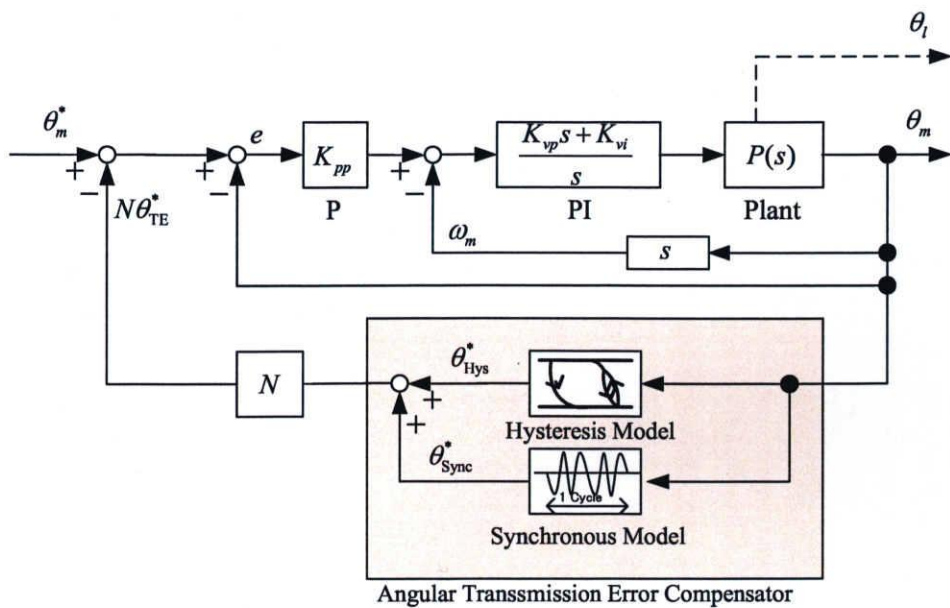


図 3.41: 角度伝達誤差補償器

静的絶対偏差を，予めモータ位置指令から差し引くことで角度伝達誤差補償とする。

3.6.2 角度伝達誤差補償実験

本項では以下に示す実験条件で連続一方向位置決め動作を行い，角度伝達誤差補償効果を負荷軸位置決め精度から検討する。なお，補償効果は位置決め方向ごとに検証する。連続一方向位置決め動作の実験条件を表 3.9 に示す。なお，相対回転同期成分補償と非線形弾性変形成分補償の補償効果を別々に検討するために，表 3.10 に示す 4 通りの条件を各回転方向に対して試行した。特に送り角度を 43.56 deg と，歯車数を考慮し様々な噛合わせとなるように設定していることに注意されたい。なお，通常負荷軸の絶対位置は検出できないため，負荷軸同期成分，WG-FS 相対回転同期成分のモデルは補償に用いることが出来ない。そこで相対回転同期成分補償に用いるモデルは，モータ軸同期成分のみで構築している。

表 3.9: 実機実験条件 (角度伝達誤差補償)

送り角度	負荷軸 43.56 deg(モータ軸 6.05 回転)
送り回数	240 回
送り方向	表 3.10 に別途示す
インターバル	2 s
角度伝達誤差補償	表 3.10 に別途示す

表 3.10: 角度伝達誤差補償条件と送り方向

	角度伝達誤差補償	送り方向
NoComp(CW)	補償無し	CW 方向
SyncOnly(CW)	相対回転同期成分補償のみ	CW 方向
HysOnly(CW)	非線形弾性変形成分補償のみ	CW 方向
Proposal(CW)	非線形弾性変形成分補償 + 相対回転同期成分補償	CW 方向
NoComp(CCW)	補償無し	CCW 方向
SyncOnly(CCW)	相対回転同期成分補償のみ	CCW 方向
HysOnly(CCW)	非線形弾性変形成分補償のみ	CCW 方向
Proposal(CCW)	非線形弾性変形成分補償 + 相対回転同期成分補償	CCW 方向

また、角度伝達誤差の補償効果を定量的に評価するために、位置決め完了時の負荷軸角度の定常偏差に対して、以下に述べる2種類の評価指標を導入する。

- 定常偏差平均値

定常偏差平均値は、一方向連続位置決め動作を行なった際の複数回の負荷軸定常偏差の平均で定義される。この指標は、目標負荷角度からの平均的なオフセットを評価する事ができ、値が零に近ければ近いほど高精度であることを意味する。

- 定常偏差 3σ

定常偏差 3σ は、負荷軸応答のばらつきが正規分布*1で近似できるとした場合の評価指標の一つであり、統計的処理によって定量評価するものである。ここで、ばらつきの評価基準として、次式に示す(不偏)標準偏差 σ の3倍である 3σ 値を用いる。これは、全てのばらつき要因を考慮した際の母集団から有限個の標本を抽出し、母集団の標準偏差を推定する際に用いられるものである。

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad (3.23)$$

ここで、 σ : (不偏)標準偏差, x_i : 標本値, \bar{x} : 標本平均, n : 標本数である。

*1 大量生産の部品寸法などを精密に計測した計測値をヒストグラムに描くと、釣り鐘上のグラフとなる。これは、製造、計測に関わる複雑な多くの要因が関わっているからであり、多数の原因が互いに不規則に作用する場合、一般的にそのデータの分布は正規分布となる。なお、正規分布での特性を表現するためには、平均 μ , ばらつき具合を示す分散 σ^2 (標準偏差 σ) の2つのパラメータが必要となる。

3.6.3 CW 方向

始めに、CW 方向に連続一方向位置決め動作を行なった場合の結果を示す。図 3.42 から図 3.53 は、モータ軸応答、負荷軸応答、負荷軸応答分布を示しており、図中の水平破線は負荷軸目標仕様である ± 30 arc-sec の範囲を示している。図 3.42 から図 3.45 に示すモータ軸応答より、角度伝達誤差補償を行う事でモータ軸角度を補正していることが分かる。また、相対回転同期成分補償、非線形弾性変形成分補償のみに比べ、相対回転同期成分補償と非線形弾性変形成分補償を組み合わせた提案手法においてモータ軸角度の補正が顕著であり、より積極的に角度伝達誤差の補償が行われていることが分かる。

図 3.46 から図 3.49 に示す負荷軸応答から、角度伝達誤差補償によって、負荷軸定常偏差のばらつきが小さくなっている。一方、負荷軸定常偏差の平均値は相対回転同期成分補償のみでは、正方向への誤差が生じているのに対し、非線形弾性変形成分補償によって位置決め目標値付近では誤差が低減できている。図 3.50 から図 3.53 に示す負荷軸応答分布は、青線が実機分布を、赤線が正規分布に近似した際の分布をそれぞれ示している。図から、明らかに非線形弾性変形成分補償と相対回転同期成分補償を組み合わせた補償により、ばらつきが低減していることが分かる。表 3.11 は、先に述べた定常偏差平均値、定常偏差 3σ を用いて定量評価を行なったものである。表から、非線形弾性変形成分補償と相対回転同期成分補償の組み合わせによって 3σ 値を段階的に改善でき、補償無しの場合の評価値を 100 % として、相対回転同期成分補償のみで 64.3 %、非線形弾性変形成分補償のみで 57.8 %、相対回転同期成分補償と非線形弾性変形成分補償との組み合わせで 33.9 % に、それぞれ低減できている。また、定常偏差平均値の補償に対しては、非線形弾性変形成分補償が有効であることも分かる。

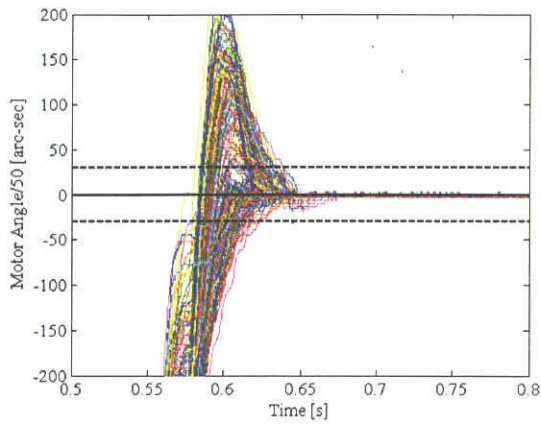


図 3.42: モータ軸応答 NoComp(CW)

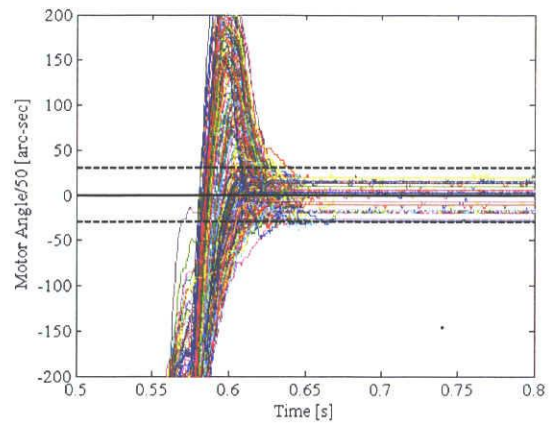


図 3.43: モータ軸応答 SyncOnly(CW)

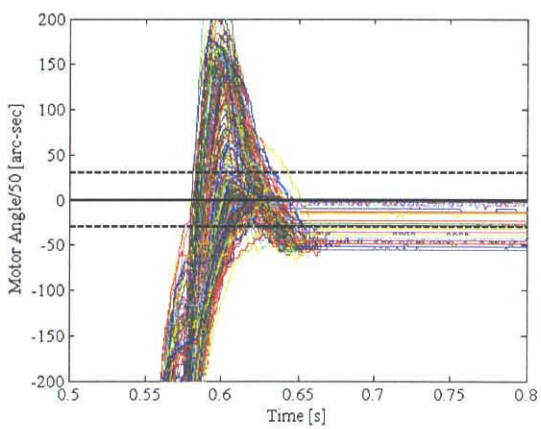


図 3.44: モータ軸応答 HysOnly(CW)

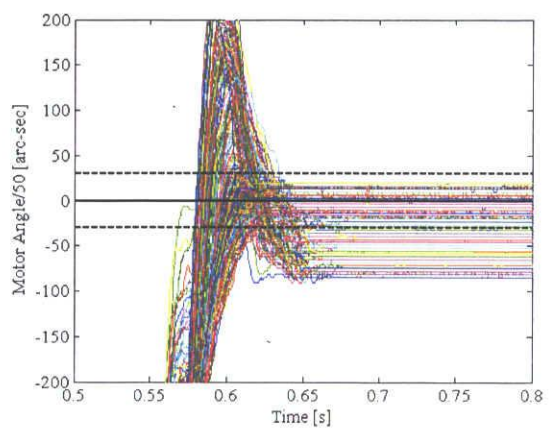


図 3.45: モータ軸応答 Proposal(CW)

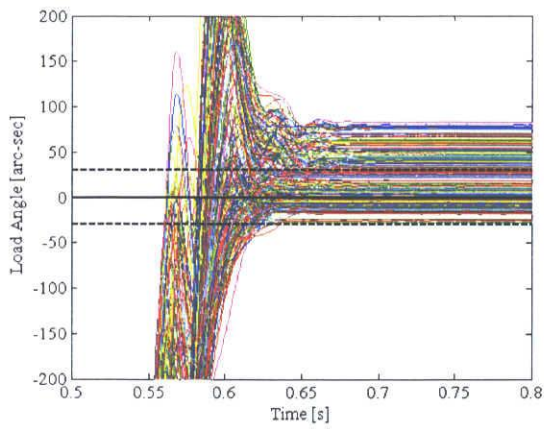


図 3.46: 負荷軸応答 NoComp(CW)

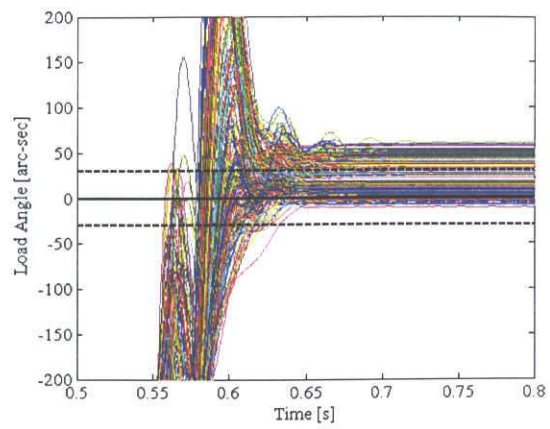


図 3.47: 負荷軸応答 SyncOnly(CW)

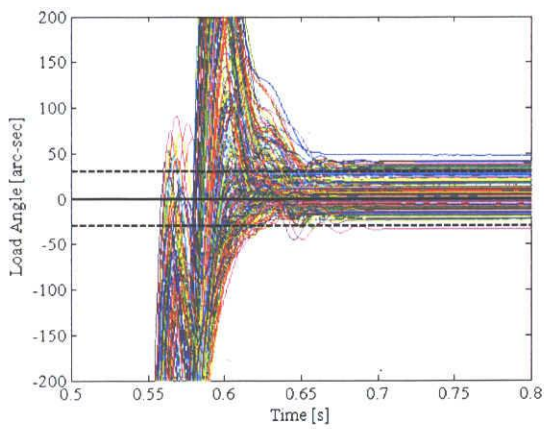


図 3.48: 負荷軸応答 HysOnly(CW)

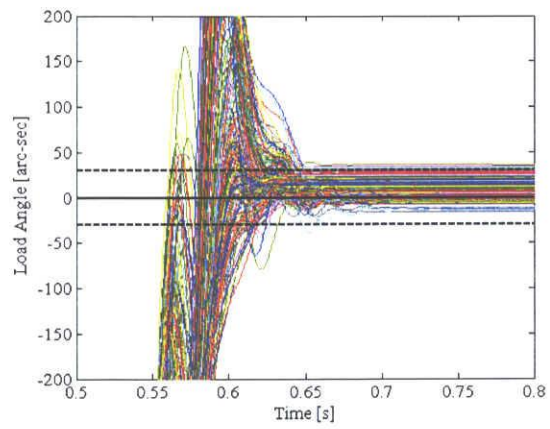


図 3.49: 負荷軸応答 Proposal(CW)

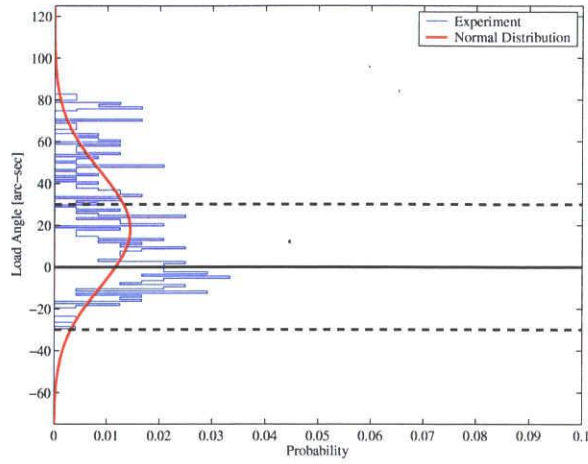


図 3.50: 負荷軸応答分布 NoComp(CW)

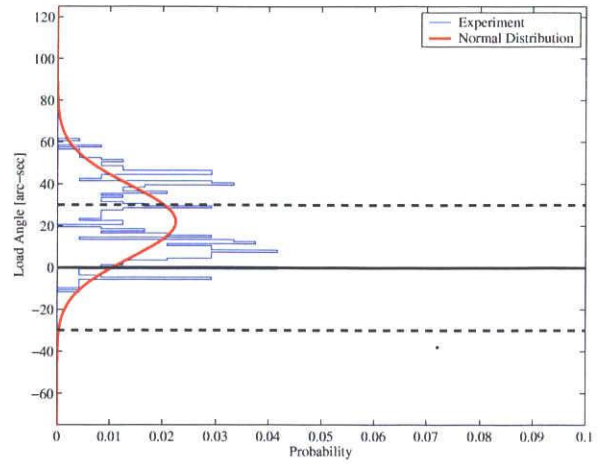


図 3.51: 負荷軸応答分布 SyncOnly(CW)

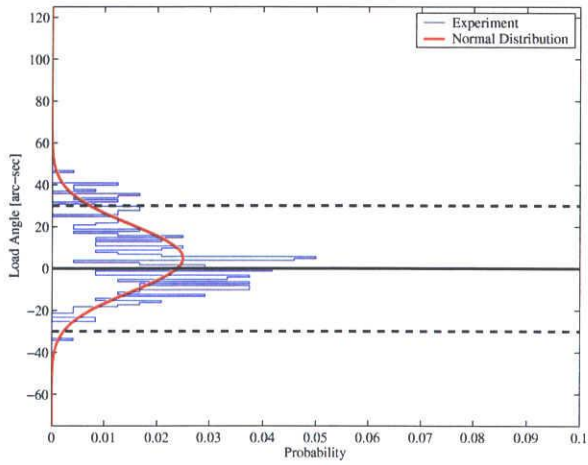


図 3.52: 負荷軸応答分布 HysOnly(CW)

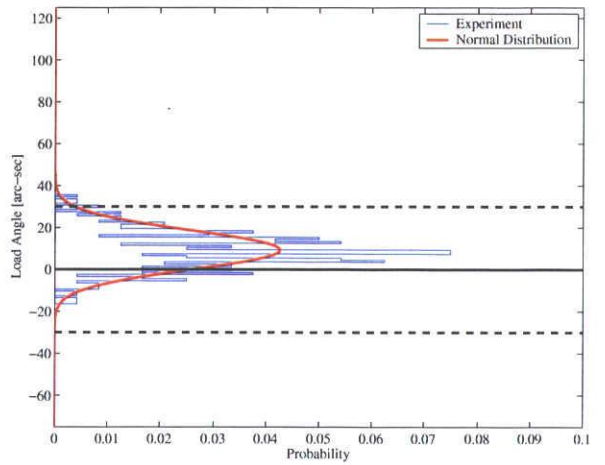


図 3.53: 負荷軸応答分布 Proposal(CW)

表 3.11: 補償効果比較 (CW)

	NoComp	SyncOnly	HysOnly	Proposal	
3 σ	82.9	53.2	47.9	28.0	[arc-sec]
	100.0	64.3	57.8	33.9	[%]
mean	18.1	22.2	4.9	9.5	[arc-sec]
	100.0	122.5	27.2	52.4	[%]

3.6.4 CCW 方向

次に、CCW 方向に連続一方向位置決め動作を行なったときの、モータ軸応答、負荷軸応答、負荷軸応答分布を図 3.54 から図 3.65 に示す。CCW 方向の応答は CW 方向の結果とほぼ同等であるが、負荷軸定常偏差の平均値は CW 方向とは比して大幅な改善となっている。これは、CCW 方向の位置決め時における補償無しの定常偏差平均値が大幅に目標値からずれていたために、補償効果がより顕著に現れたと考えられる。図 3.62 から図 3.65 に示す負荷軸応答分布は、青線が実機分布を、赤線が正規分布に近似した際の分布をそれぞれ示している。図から、明らかに非線形弾性変形成分補償と相対回転同期成分補償を組み合わせた補償により、ばらつきが低減していることが分かる。表 3.12 は、CW 方向と同様先に述べた定常偏差平均値、定常偏差 3σ を用いて定量評価を行なったものである。表から、非線形弾性変形成分補償と相対回転同期成分補償の組み合わせによって 3σ 値を段階的に改善でき、補償無しの場合の評価値を 100 % として、相対回転同期成分補償のみで 68.9 %、非線形弾性変形成分補償のみで 77.0 %、相対回転同期成分補償と非線形弾性変形成分補償との組み合わせで 40.8 % に、それぞれ低減できている。また、定常偏差平均値の補償に対しては、非線形弾性変形成分補償が有効であることも分かる。

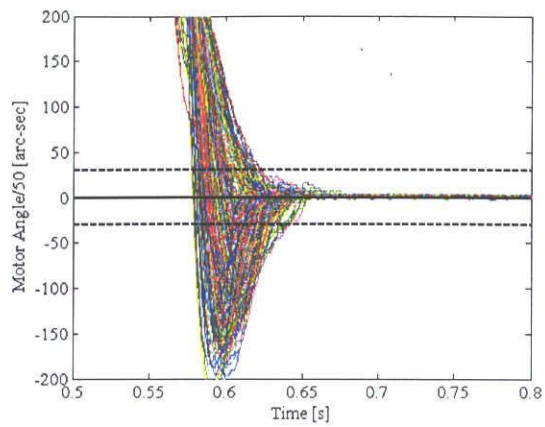


図 3.54: モータ軸応答 NoComp(CCW)

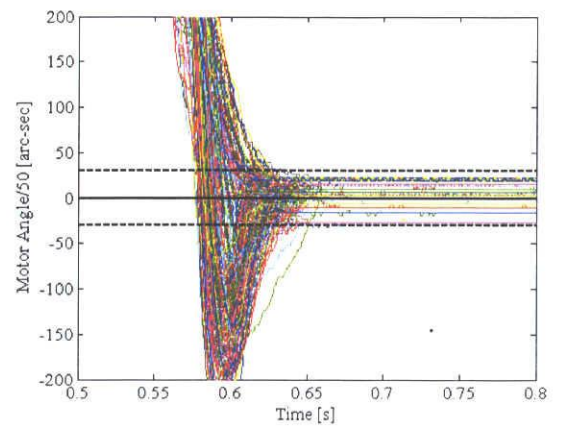


図 3.55: モータ軸応答 SyncOnly(CCW)

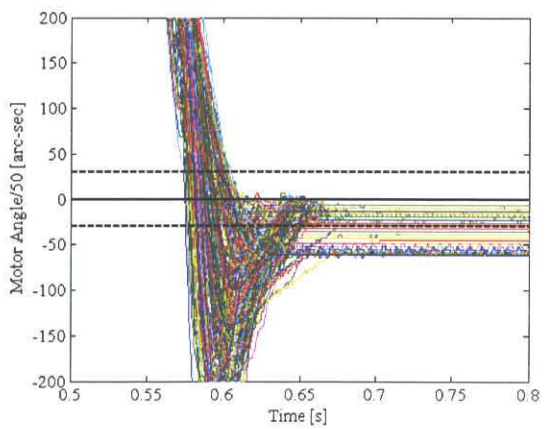


図 3.56: モータ軸応答 HysOnly(CCW)

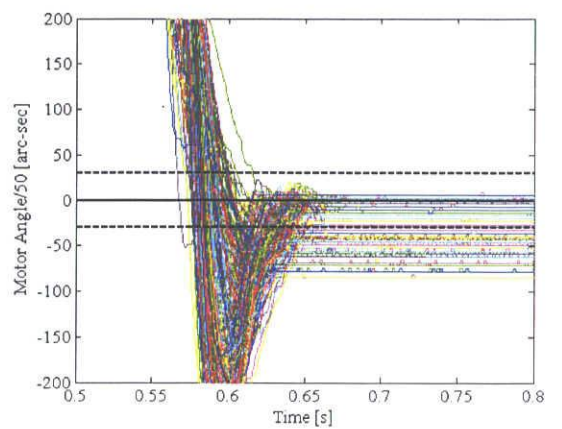


図 3.57: モータ軸応答 Proposal(CCW)

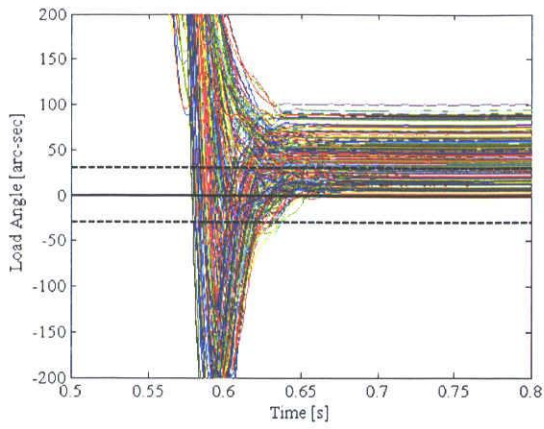


図 3.58: 負荷軸応答 NoComp(CCW)

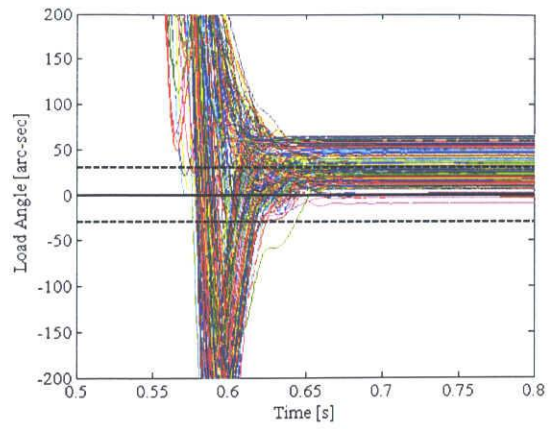


図 3.59: 負荷軸応答 SyncOnly(CCW)

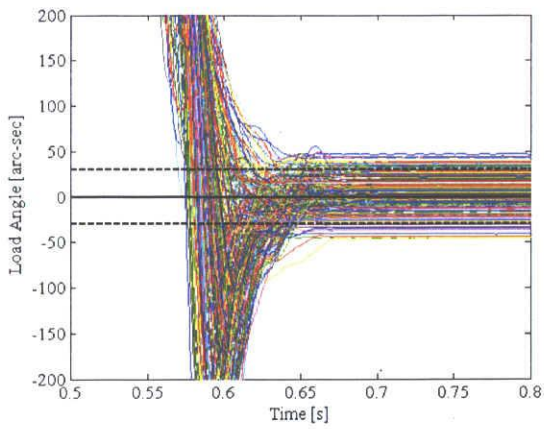


図 3.60: 負荷軸応答 HysOnly(CCW)

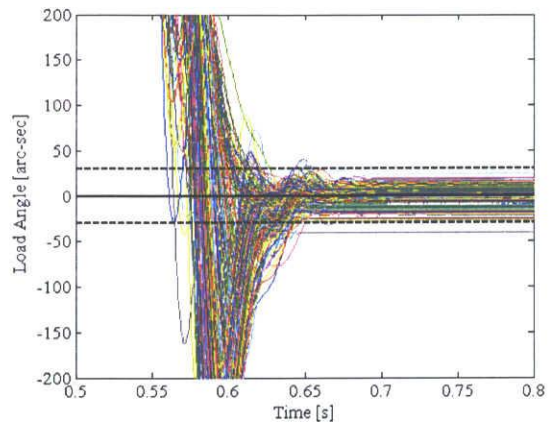


図 3.61: 負荷軸応答 Proposal(CCW)

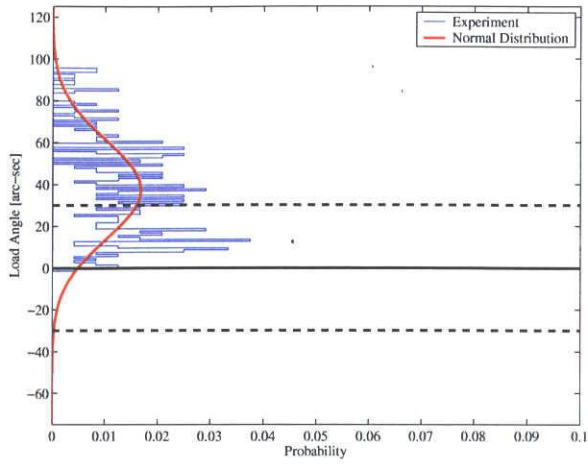


図 3.62: 負荷軸応答分布 NoComp(CCW)

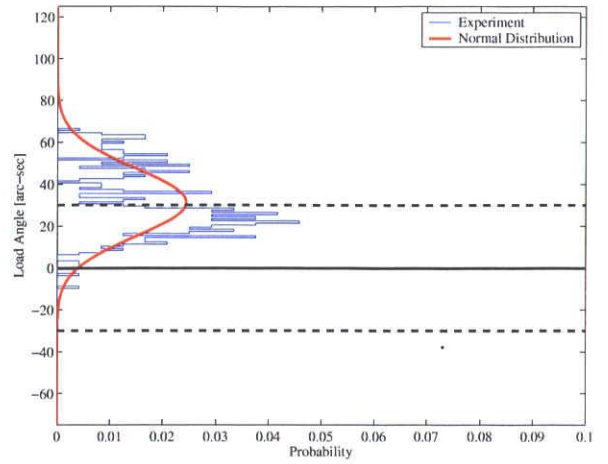


図 3.63: 負荷軸応答分布 SyncOnly(CCW)

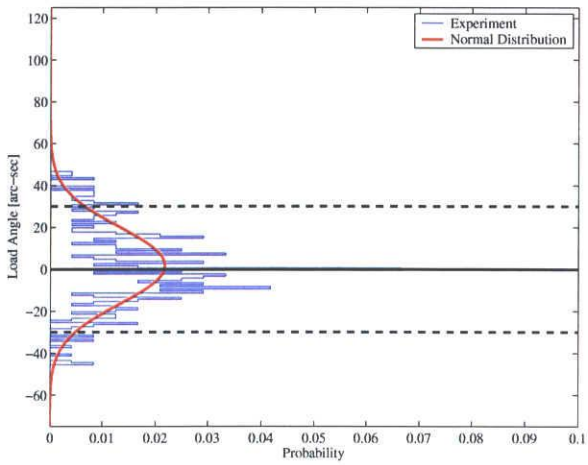


図 3.64: 負荷軸応答分布 HysOnly(CCW)

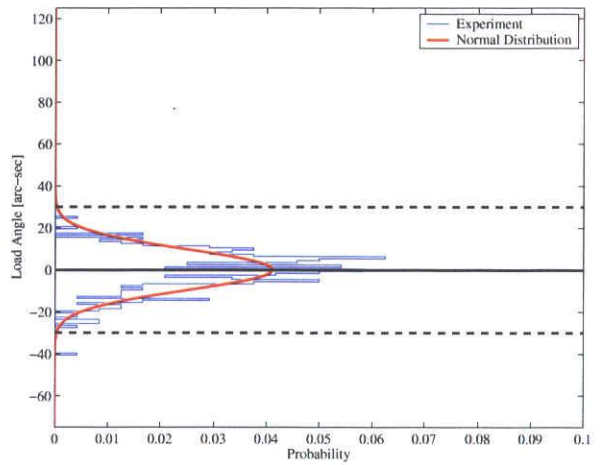


図 3.65: 負荷軸応答分布 Proposal(CCW)

表 3.12: 補償効果比較 (CCW)

	NoComp	SyncOnly	HysOnly	Proposal	
3 σ	71.3	49.1	54.9	29.1	[arc-sec]
	100.0	68.9	77.0	40.8	[%]
mean	37.5	31.6	1.9	0.4	[arc-sec]
	100.0	84.2	4.9	1.0	[%]

第 4 章

外乱オブザーバを併用した 2 自由度ロボストフィードバック補償器設計

4.1 まえがき

2 章で述べたボールねじ駆動テーブル装置に対する機械特性変動の位置決め応答への影響解析より、位置決め精度向上には 30 Hz 付近までの低周波数帯での外乱抑圧が必須であることが明らかとなった。そこで本章では、2 章の解析結果を基に外乱オブザーバを併用したロボストフィードバック補償器の導入によってその実現を目指す。なお、2 章で述べたように、制御対象には制御帯域外に振動モードが存在することが分かっており、これを考慮しないまま制御系を設計すればシステムの不安定化に繋がる。そこで、高次振動モードに対するロボスト安定性を考慮した上での外乱オブザーバの設計法について述べる。本フィードバック補償器の性能評価は、2.7.1 項で行ったサーボモータ内部温度上昇前後での位置決め応答に対して、応答ばらつき低減度を定量的に検証する。

4.2 外乱オブザーバを併用したロボストフィードバック位置決め制御系

図 4.1 は、本章で構築する外乱オブザーバを併用した 2 自由度ロボスト位置決め制御系のブロック線図である。図中、 $P(s)$: 対象実プラント、 $N(s)$, $D(s)$: FF 補償器、 $F_N(s)$: ノッチフィルタ、 $C_p(s)$: 位置補償器、 $C_s(s)$: 速度補償器、 r : 位置指令、 θ_M^* : 制振位置指令、 θ_M : モータ位置、 τ_{ff} : FF トルク指令値、 τ_M : トルク指令値、 DOB : 外乱オブザーバである。以降では、外乱オブザーバの概要及び具体的な制御系設計について述べる。

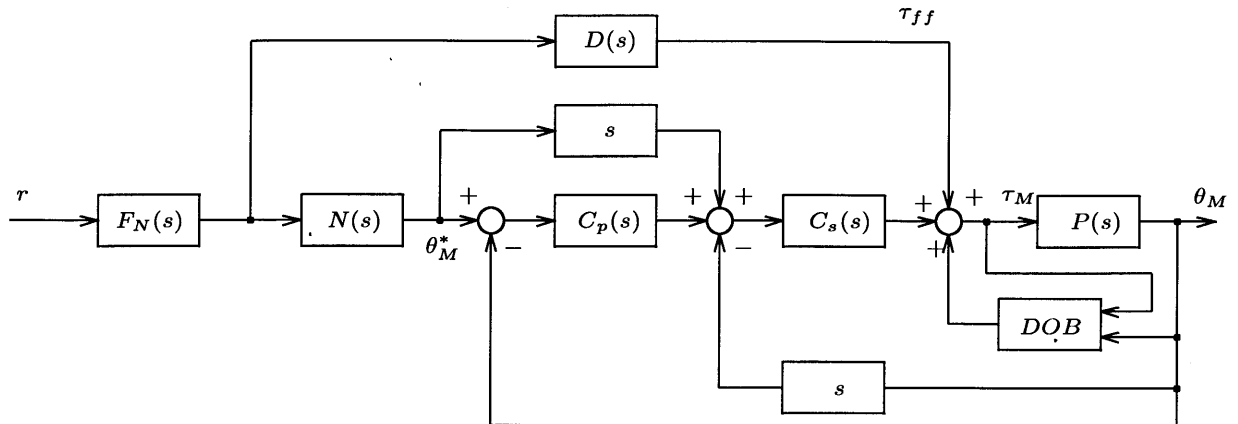


図 4.1: 外乱オブザーバ併用型 2 自由度位置決め制御系ブロック線図

4.2.1 外乱オブザーバの概要

外乱オブザーバは、制御対象のパラメータ変動や非線形摩擦等の外乱を一括して推定しフィードフォワード補償することで外乱を相殺し、ロバストな制御系を設計する一手法である。外乱オブザーバはその構造が明確であるため物理的理解が容易であり、プロパー化フィルタの帯域内ではその入出力特性をノミナルモデルと見なせるといった特徴を持っている [78–81]。

外乱オブザーバは、図 4.2 のブロック線図のように表される。図中、 r : 指令値、 d : 外乱、 u : 操作量、 y : 出力、 \hat{d} : 推定外乱、 $P(s)$: 制御対象、 $P_n^{-1}(s)$: ノミナルプラント、 $F_d(s)$: プロパー化フィルタである。

この時の出力 y は、

$$y = \frac{P(s)}{1 - F_d(s) + P(s)P_n^{-1}(s)F_d(s)} r + \frac{P(s)(1 - F_d(s))}{1 - F_d(s) + P(s)P_n^{-1}(s)F_d(s)} d \quad (4.1)$$

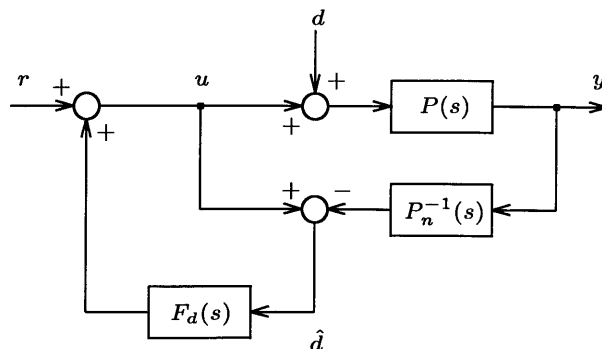


図 4.2: 外乱オブザーバブロック線図

で与えられる。ここで、

$$F_d(s) = 1 \quad (4.2)$$

となる周波数帯域においては、

$$y = P_n(s) \cdot r + 0 \cdot d \quad (4.3)$$

となる。つまり、指令値 r から出力 y までの伝達関数はノミナルモデル $P_n(s)$ となり、外乱 d から出力 y までの伝達関数は零となる。従って、ノミナル化性能と外乱抑圧性能はプロパー化フィルタ $F_d(s)$ の帯域により決定されることから、プロパー化フィルタが外乱オブザーバを構成する上で重要なパラメータとなり、外乱オブザーバの性能は $F_d(s)$ の帯域により決定されると言えよう。

4.2.2 ロバスト安定性を考慮した外乱オブザーバの設計法

ロバスト安定性を考慮した外乱オブザーバを設計すべく、図 4.3 に示す外乱オブザーバのブロック線図を考える。図中、 i_τ : トルク入力、 θ_M : 出力、 d : 入力端外乱、 w : 出力端外乱、 $P(s)$: 制御対象、 $P_n(s)$: 制御対象に対するノミナルモデル、 $F_d(s)$: プロパー化フィルタである。

図 4.3 に示す外乱オブザーバのブロック線図において、入力 i_τ から出力 θ_M までの伝達関数は以下で与えられる。

$$\begin{aligned} \frac{\theta_M}{i_\tau} &= \frac{P(s)}{1 - F_d(s) + P_n^{-1}(s)P(s)F_d(s)} \\ &= \frac{\frac{1}{1 - F_d(s)}P(s)}{1 + \frac{F_d(s)}{1 - F_d(s)}P_n^{-1}(s)P(s)} \end{aligned} \quad (4.4)$$

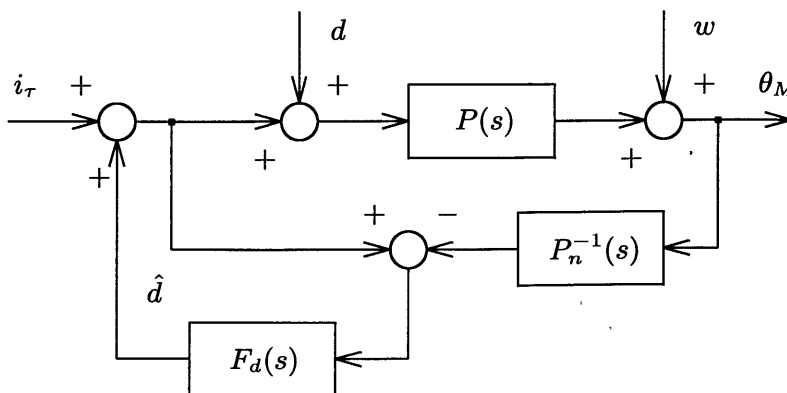


図 4.3: 外乱オブザーバのブロック線図

ここで,

$$C_{dob}(s) = \frac{F_d(s)}{1 - F_d(s)} P_n^{-1}(s) \quad (4.5)$$

とすると, (4.4) 式は

$$\frac{\theta_M}{i_\tau} = F_d^{-1}(s) P_n(s) \cdot \frac{C_{dob}(s) P(s)}{1 + C_{dob}(s) P(s)} \quad (4.6)$$

となる。従って, 図 4.3 は図 4.4 のように加速度マイナーループとして表現可能である。

ここで, (4.6) 式中の分母特性方程式から, 一巡伝達関数 $C_{dob}(s)P(s)$ により外乱オブザーバマイナーループの安定性を評価する。なお, $F_d^{-1}(s)P_n(s)$ については, ノミナルモデル $P_n(s)$ が安定なモデルで, かつ $F_d(s)$ が不安定零点を持たないならば安定であるので, 外乱オブザーバに対するマイナーループの安定性評価には加えないものとする。

今, 図 4.5(a) に示すようにプロパー化フィルタ $F_d(s)$ の入力を b , 出力を a とすれば, その伝達特性は

$$\frac{b}{a} = 1 - P_n^{-1}(s)P(s) \quad (4.7)$$

となる。また, 図 4.5(a) を図 4.5(b) のように等価変換し, スモールゲイン定理を用いる

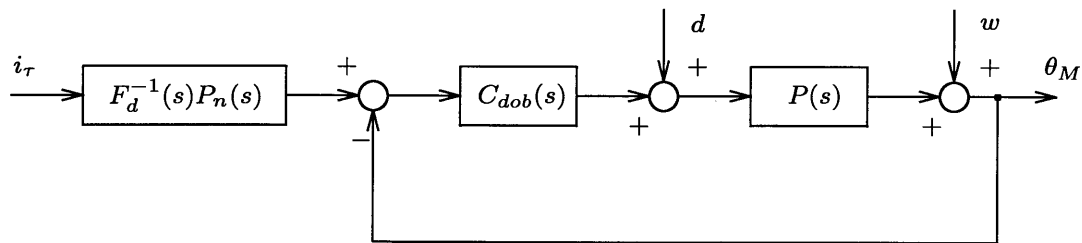


図 4.4: マイナーループ表現による外乱オブザーバ

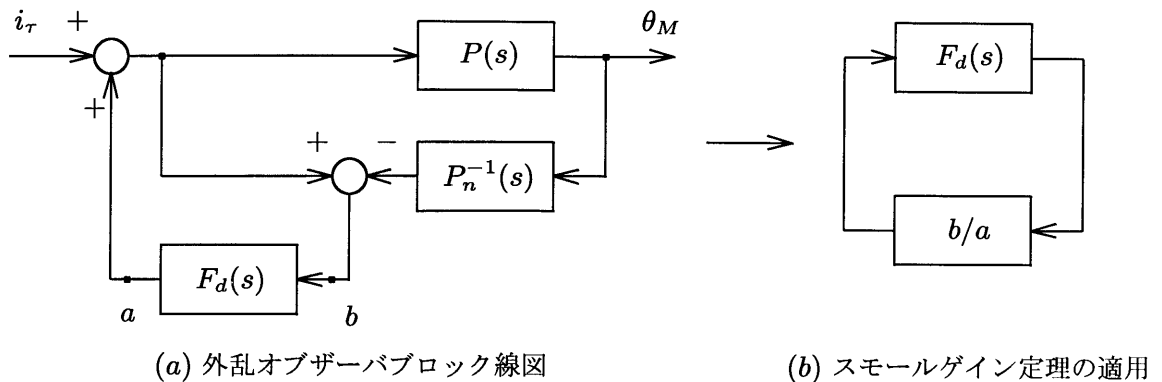


図 4.5: 外乱オブザーバのロバスト安定性解析

と、以下のロバスト安定条件が導かれる。

$$\left\| \frac{b}{a} \cdot F_d(s) \right\|_{\infty} < 1 \quad (4.8)$$

$$\|F_d(s)\|_{\infty} < \left\| \frac{1}{\frac{b}{a}} \right\|_{\infty} \quad (4.9)$$

なお、(4.7) 式は乗法的不確かさ $\Delta_m(s)$ と等価であり、(4.9) 式は

$$\|F_d(s)\|_{\infty} < \|\Delta_m^{-1}(s)\|_{\infty} \quad (4.10)$$

となり、(4.10) 式を満足すれば外乱オブザーバはロバスト安定となる。すなわち、乗法的不確かさ $\Delta_m(s)$ の逆特性に対してプロパー化フィルタ $F_d(s)$ のゲインが大きくなるように設計すればよく、(4.10) 式はプロパー化フィルタの明確な設計指針を与えるものとなる。しかし、スモールゲイン定理は「一巡伝達関数が単位円に含まれていれば少なくとも安定」という位相条件を無視した言わゆる“保守的な十分条件”であるため [82]、ここでは(4.10) 式を満足しなくとも、位相特性をも考慮したナイキストの安定判別法より安定性を確保することで保守的な設計とならないよう注意し設計する。

一方、図 4.3 において、出力端外乱 w から出力 θ_M の伝達関数は(4.5) 式を用いて

$$\begin{aligned} \frac{\theta_M}{w} &= \frac{1 - F_d(s)}{1 - F_d(s) + P_n^{-1}(s)P(s)F_d(s)} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{F_d(s)}{1 - F_d(s)}P_n^{-1}(s)P(s)} = \frac{1}{1 + C_{dob}(s)P(s)} \end{aligned} \quad (4.11)$$

となる。これは外乱オブザーバでの感度特性を意味しており、外乱抑圧特性とも等価であるため非常に重要な特性である。同時に、高周波数領域での安定性、センサノイズの影響特性を示す相補感度特性も重要な特性となる。なお、一般的なフィードバック制御系と同様に外乱オブザーバでの感度特性 $S_{dob}(s)$ と相補感度特性 $T_{dob}(s)$ はトレードオフの関係であり、その両者を考慮して設計することが重要であるため、混合感度問題としてプロパー化フィルタを設計すべきである。

$$S_{dob}(s) = \frac{\theta_M}{w} = \frac{1}{1 + C_{dob}(s)P(s)} \quad (4.12)$$

$$T_{dob}(s) = 1 - S_{dob}(s) \quad (4.13)$$

以上の検討から、高次振動モードに対する安定性やセンサノイズの影響を考慮した外乱オブザーバの設計を、以下の手順で行う。

1. ノミナルモデル $P_n(s)$ を制御対象 $P(s)$ との乗法的不確かさ $\Delta_m(s)$ が小さくなるよう設計する。

2. プロパー化フィルタ $F_d(s)$ を乗法的な不確かさ $\Delta_m(s)$ の逆特性より大きくなるように設計する。
3. 位相条件を含めた外乱オブザーバマイナーループでの安定性解析, 感度特性, および相補感度特性のトレードオフを考慮し調整を行う。

4.3 外乱オブザーバを併用したフィードバック補償器設計

外乱オブザーバを併用したFB制御系の外乱抑圧性能向上には, オブザーバのフリーパラメータである $F_d(s)$ の帯域を拡大することが本質的である。2章の解析に対応して40~50 Hz程度までの十分な外乱抑圧を実現しようとするれば, $F_d(s)$ の帯域はそれ以上を確保すべきである。しかし, 本システムの場合, 2.3.2項で示したようにプラントシステムには1次(35 Hz)と2次(55 Hz), 3次(205 Hz)の振動モードやむだ時間が存在し, それらはオブザーバの安定性を低下させるため, 単純に $F_d(s)$ の帯域拡大を行うことは不可能である。そこで, 外乱オブザーバを構成するノミナルプラント $P_n(s)$ には, 2自由度制御系の設計理念及び外乱オブザーバのノミナル化性能を踏まえ, 2.3.3項のFF補償器設計に用いた2慣性モデル $P_{m2}(s)$ を, $F_d(s)$ には次式のフィルタを導入し, ロバスト安定性の確保と帯域拡大を同時に目指した。

$$F_d(s) = \frac{\omega_{fdd1}^2}{s^2 + 2\zeta_{fdd1}\omega_{fdd1}s + \omega_{fdd1}^2} \cdot \frac{\omega_{fdd2}^2}{\omega_{fdn2}^2} \frac{s^2 + 2\zeta_{fdn2}\omega_{fdn2}s + \omega_{fdn2}^2}{s^2 + 2\zeta_{fdd2}\omega_{fdd2}s + \omega_{fdd2}^2} \quad (4.14)$$

ここでは, 図4.4の外乱オブザーバの加速度マイナーループ表現に対して, 一巡伝達特性 $C_{dob}(s)P(s)$ に対するナイキストの安定判別によって, モデル化誤差を含むロバスト安定性を評価する。 $F_d(s)$ の設計に当たっては, ナイキスト線図により安定性を評価しつつ, 外乱オブザーバでの感度特性 $S_{dob}(s)$ 及び相補感度特性 $T_{dob}(s)$ での最大ゲインが3 dBを超えない範囲で, 最大限帯域が拡大されるように各パラメータを決定した。表4.1に $F_d(s)$ の各パラメータを, 図4.6に(4.10)式に対応してロバスト安定化条件を評価するために $F_d(s)$ 及び $\Delta_m^{-1}(s)$ の比較図を, 図4.8にロバスト安定性を評価するナイキスト線図をそれぞれ示す。図4.6から, (4.10)式を満足していることが確認できる。また, 図4.7中, 鎖線は $-1 + j0$ を中心とする大きさ $10^{-3/20}$ の円であり, ナイキスト軌跡が鎖線円内に存在しなければ, 全周波数帯で感度特性は -3 dB以下となる [83]。

一方, 位置・速度FB制御ループを構成する図4.1中の $C_p(s)$, $C_s(s)$ は, 次式のように比例補償器, 積分補償器, 安定化フィルタの組み合わせとした。

$$C_p(s) = K_{pp} \quad (4.15)$$

$$C_s(s) = K_{sp} \cdot \frac{\omega_{sd1}^2}{s^2 + 2\zeta_{sd1}\omega_{sd1}s + \omega_{sd1}^2} \cdot \frac{\omega_{sd2}^2}{\omega_{sn2}^2} \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_{sn2}\omega_{sn2}s + \omega_{sn2}^2}{s^2 + 2\zeta_{sd2}\omega_{sd2}s + \omega_{sd2}^2} \quad (4.16)$$

表 4.1: FB 制御系各パラメータ (提案法)

ω_{fdd1}	$2\pi \times 100$	[rad/s]	ζ_{fdd1}	0.85
ω_{fdn2}	$2\pi \times 205$	[rad/s]	ζ_{fdn2}	0.07
ω_{fdd2}	$2\pi \times 230$	[rad/s]	ζ_{fdd2}	0.8
K_{pp}	63.5	[rad/s]	K_{sp}	0.094 [Nm/(rad/s)]
			K_{si}	0 [Nm/s/(rad/s)]
ω_{sd1}	$2\pi \times 800$	[rad/s]	ζ_{sd1}	0.70
ω_{sn2}	$2\pi \times 205$	[rad/s]	ζ_{sn2}	0.03
ω_{sd2}	$2\pi \times 280$	[rad/s]	ζ_{sd2}	0.9

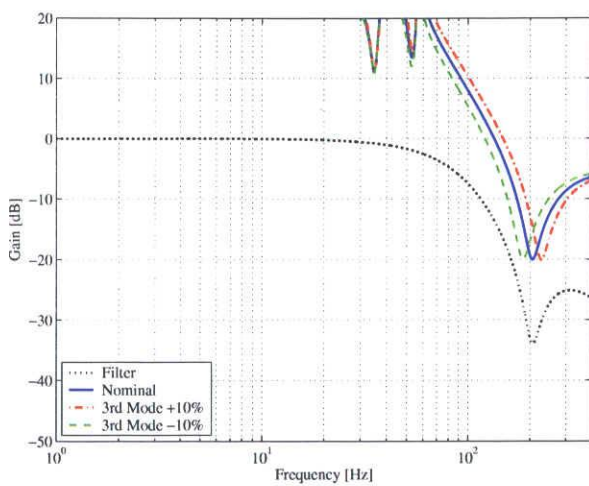


図 4.6: $F_d(s)$ と $\Delta_m^{-1}(s)$ の比較図

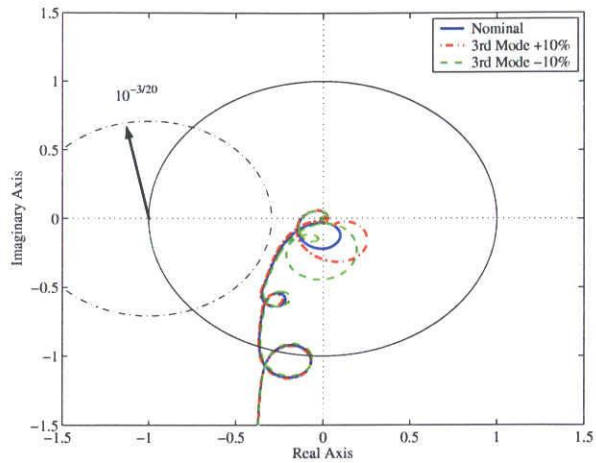


図 4.7: 外乱オブザーバマイナー ループナイキスト線図

各パラメータは、FB 制御系の感度関数と相補感度関数に対して最大ゲインが 5 dB を超えない条件下で、最大限外乱抑圧性能向上を考慮し、各パラメータを表 4.1 のように決定した。なお、外乱オブザーバによって図 4.1 の FB 制御系は I 型が保証されるため、 $C_s(s)$ には積分器を持たせる必要はない。

図 4.8 から図 4.11 に、従来法 (2.3.3 項で設計した制御系) と提案法それぞれのフィードバック制御系ナイキスト線図、感度関数、外乱抑圧特性、相補感度関数を示す。各図中、実線でノミナル状態、鎖線で 3 次振動モードが +10 % 変動した状態、破線で 3 次振動モードが -10 % 変動した状態での特性を示している。

図 4.8 に示す FB 制御系ナイキスト線図及び表 4.2 の安定余有の評価から、両制御系は同程度の安定余有が確保され、また、図 4.7 と同様、黒鎖線は $-1+j0$ を中心とする大きさ $10^{-5/20}$ の円であり、図 4.9 と併せて感度関数が両制御系共に -5 dB 以下となることが分かる。一方、図 4.10 に示す外乱抑圧特性から、提案手法では 30 Hz 付近から低域の周波数帯での特性改善が明らかであり、特に 10 Hz 以下で従来法に比して 6 dB 以上の圧縮率向上が実現できている。また、図 4.11 に示す相補感度関数より、高周波数領

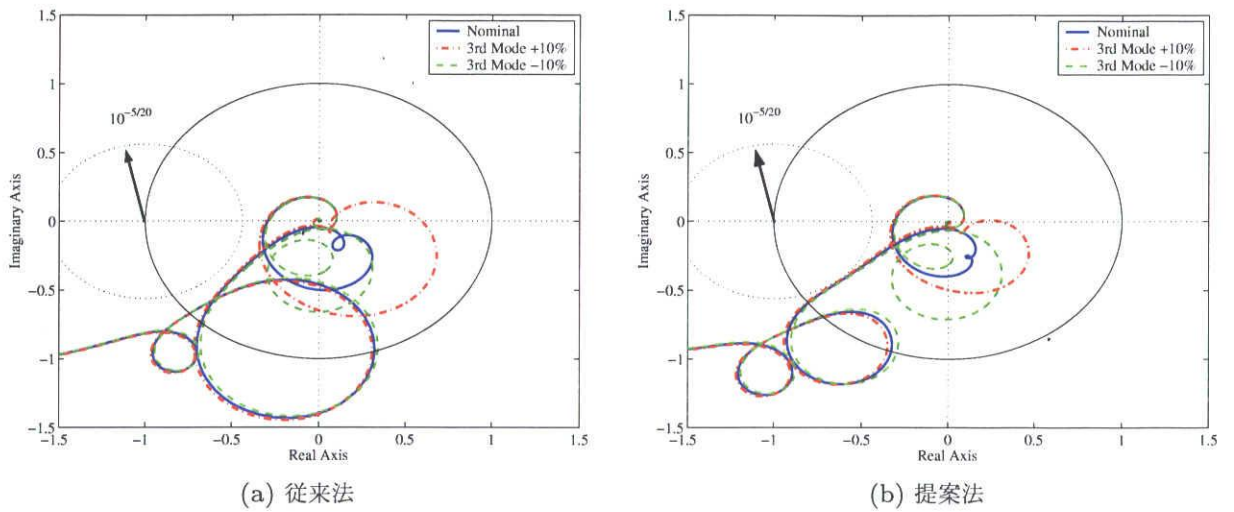


図 4.8: フィードバック制御系ナイキスト線図

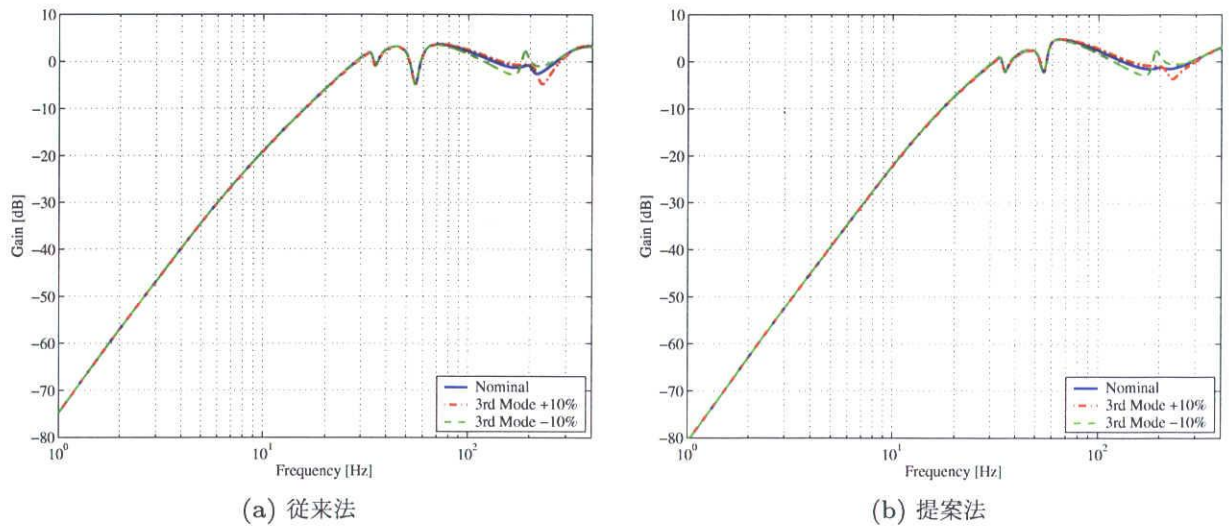


図 4.9: フィードバック制御系感度関数

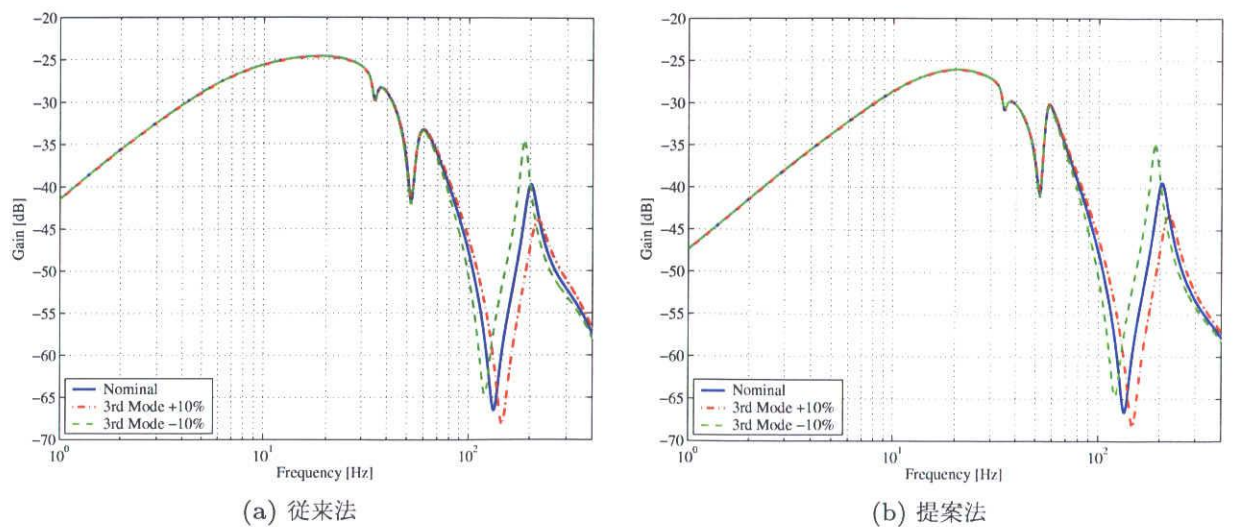


図 4.10: フィードバック制御系外乱抑圧特性

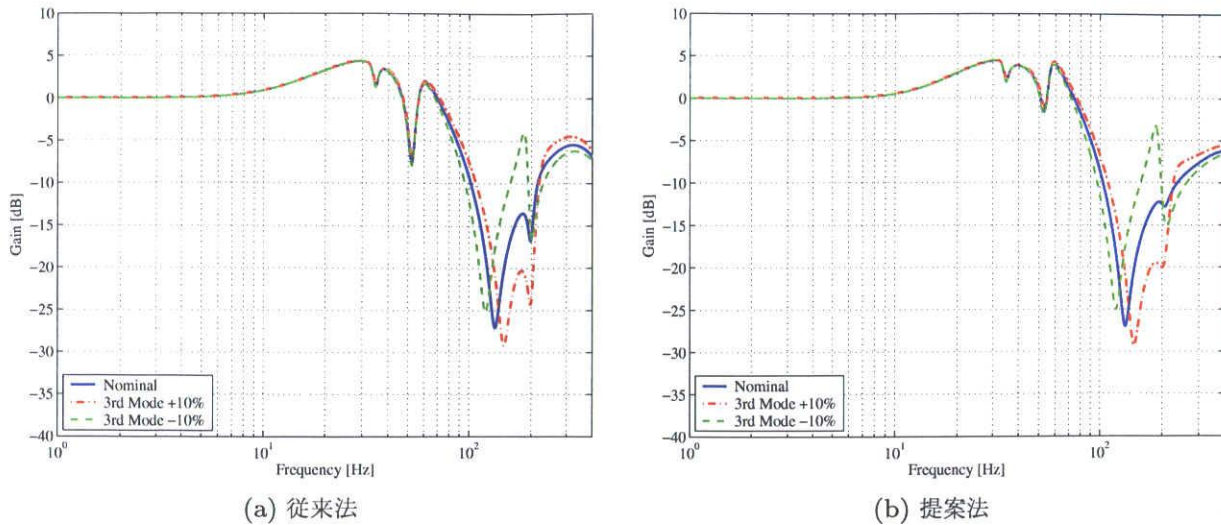


図 4.11: フィードバック制御系相補感度関数

表 4.2: 安定余有

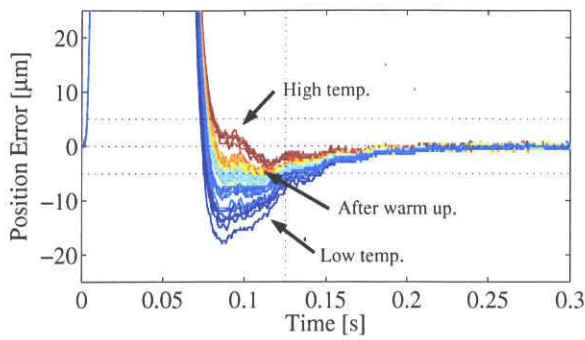
制御系構成	従来法	提案法
最小ゲイン余有 [dB]	10.3 (427.2 Hz)	9.9(466.2 Hz)
最小位相余有 [deg]	42.2 (41.1 Hz)	35.8(60.0 Hz)

域で相補感度関数の劣化は見られず、従来法同様十分なロバスト安定性が確保されていることが確認できる。

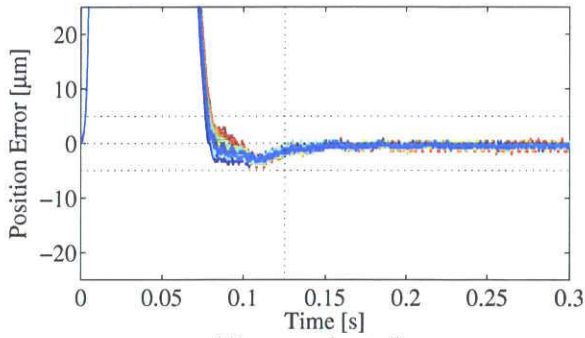
4.4 実機検証

4.3 節までで設計した制御系の有効性を確認するため、供試テーブルシステムを用いて位置決め制御実験を行った。実験条件としては、位置決めストロークを 5 mm とした上で、1)2.7.1 項と同様に最大負荷を与えサーボモータ内部の温度を上昇させた場合、2) 暖機運転前後、3) 実験日の違いなど計 8 条件による機械特性変動模擬に対して、5 回の同一位置決め動作による計 40 回の波形を評価した。

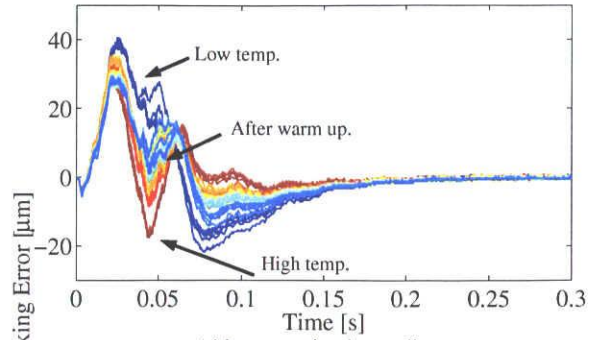
図 4.12 に位置偏差応答波形を、図 4.13 に軌跡追従誤差波形を、温度条件の低から高を寒色から暖色に対応させ、40 回の試行を重ねて示す。図 4.12(a) から、従来法では特に温度上昇前で大きくオーバーシュートを生じて制御仕様を満足できず、整定付近では最大で 20 μm 程度のばらつきが見られる。一方、同図 (b) から、提案法では実験条件に依らず制御仕様を全て満足しており、ばらつきも約 6 μm に抑制できている。また、図 4.13 に示す軌跡追従誤差からも、提案法によって過渡応答中の応答ばらつきの低減が実現できている。定量的なばらつきの評価を行うため、図 4.14 に図 4.13 に対する各時刻のばらつき標準偏差の 3σ を示す。図から、過渡応答中の全時間帯でばらつきが低減されており、提案



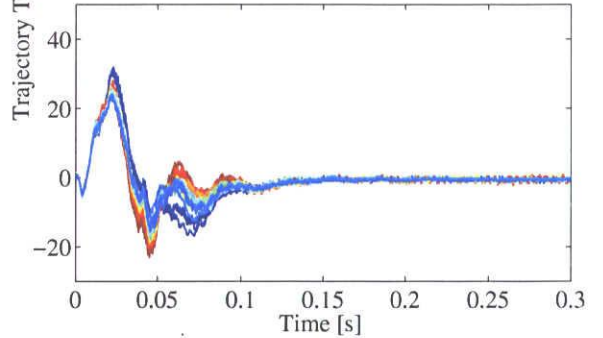
(a) by conventional controller.



(b) by proposed controller.



(a) by conventional controller.



(b) by proposed controller.

図 4.12: 温度特性変化時の位置偏差応答波形

図 4.13: 温度特性変化時の軌跡追従誤差

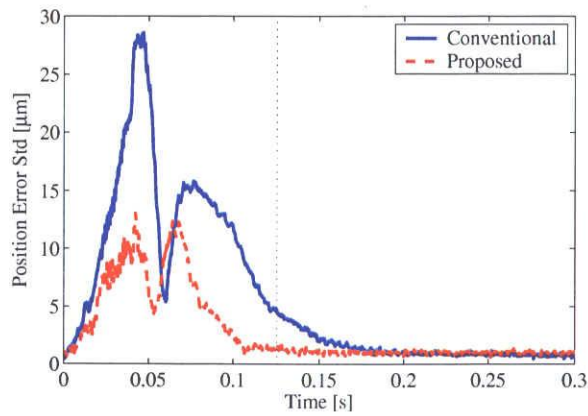


図 4.14: 位置決め応答ばらつき評価

法では従来法に対して目標整定時刻にて約 80 %のばらつき圧縮が実現されている。

第5章

外乱フィードフォワード補償による高精度位置決め制御

5.1 まえがき

前章では、制御対象であるボールねじ駆動テーブル装置の機械特性変動が位置決め応答に与える影響解析に基づき、その影響による位置決め応答ばらつき抑圧を目的としたフィードバック補償器の設計及び実機評価を行うことで、フィードバック制御系による外乱抑圧によって位置決め応答ばらつき低減を実現した。一方で、フィードバック制御系による外乱抑圧では、機構共振振動やむだ時間等の影響により安定性の観点から外乱補償性能には限界があり、過渡応答中の外乱を完全に補償することは不可能であることも周知である。そこで、本章では2章で述べた非線形特性に対するモデル化及び解析結果を基に、外乱要素に対する数学モデルに基づく外乱フィードフォワード補償を提案する。なお、2章で検証した通り1 mm以上の粗動領域(以下、大ストローク動作)と1 mm以下の微動領域(以下、微小ストローク動作)で非線形摩擦の振る舞いが大きく異なることから、それぞれの領域に対応した外乱数学モデルを構築して補償を行う。

5.2 大ストローク動作に対する外乱フィードフォワード補償

5.2.1 反復学習による外乱推定と補償

外乱推定の概要

外乱モデルの構築に際しては、過渡応答中の軌跡追従精度向上を目指すため、位置決め応答全域での実外乱に対する外乱データの獲得が不可欠である。この場合、前述のように外乱オブザーバでは応答帯域の制限を受けるため、遅れのない高精度な外乱データを採取することは不可能である。そこで、2.5節同様、オフライン演算を前提とする反復学習ア

ルゴリズム [56] を用いて、実外乱に対する時系列データの構築を図る。

2.5 節で述べた反復学習による外乱推定は、ある線形モデル (既知特性を含む) に対して実機入出力応答を再現可能とする外乱要素を推定するものであった。一方、本節で述べる外乱推定とは、所望の応答を実現するために、外乱が制御系へ与える影響を補償するために必要な補償入力を推定し、その推定結果を推定外乱として扱うものである。すなわち、前者はモデル化のための外乱推定、後者は補償のための外乱推定と位置づけられる。

反復学習を用いた外乱時系列データの獲得

前述の様に本制御対象に対して構築した 2 自由度位置決め制御系は、軌跡追従誤差を過渡応答中を含めてできるだけ零に保つことが重要である。そこでここでは、ある一定の位置決め制御の条件下で、軌跡追従誤差が零となるよう反復学習則に従い外乱補償トルクを繰り返し更新する。この外乱補償トルク指令の時系列データが、実外乱の推定値に相当する。図 4.1 に示した制御系に対して、反復学習を用いた外乱推定機構のブロック線図を図 5.1 に示す。図中、 τ_{fbk} : FB 補償器出力トルク, τ_{ilk} , u_{ilk} : 反復学習に用いる状態変数, u_k : 反復学習出力トルク, P_m : 反復学習に用いるノミナルモデル, *Filter* : オフラインでのフィルタ演算, *Memory* : 次試行に用いる入力を一時保存するメモリであり、各変数に付された添字 k は繰り返し試行回数を表す。ここで、 P_m としては 2.3.3 項の FF 補償器設計に用いた 2 慣性モデル $P_{m2}(s)$ を、*Filter* には次式のフィルタを用いた。

$$Filter = \frac{\omega_f^2}{s^2 + 2\zeta_f\omega_f s + \omega_f^2} \quad (5.1)$$

ここで、 $\omega_f = 2 \times 80 \text{ rad/s}$, $\zeta_f = 1.0$ としている。以下に、反復学習による外乱推定の

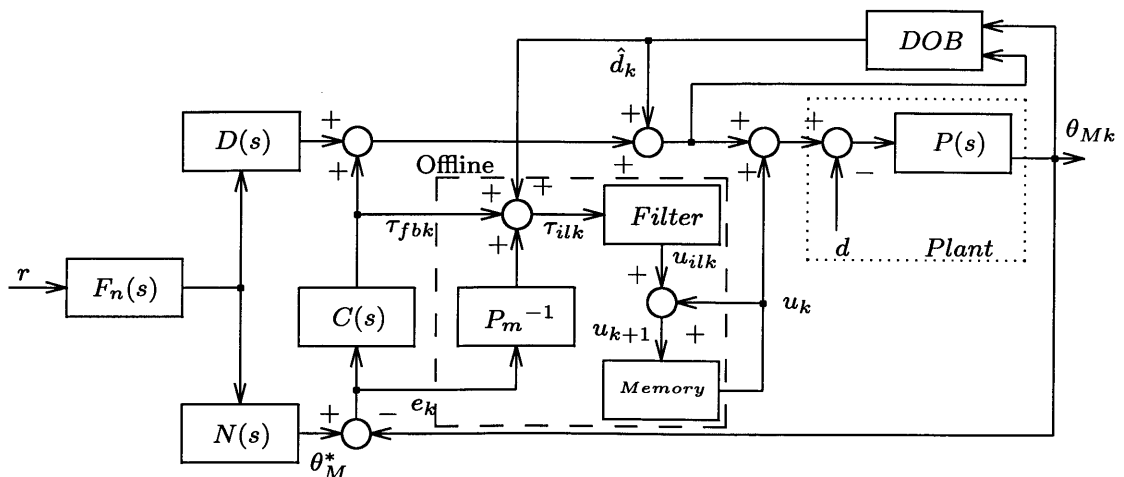


図 5.1: 反復学習を用いた外乱推定

一連の処理を示す。

- 1) ある位置決め動作の試行において、軌跡追従誤差 e_k 、FB 補償器出力 τ_{fbk} 、外乱オブザーバ出力 \hat{d}_k から次式で τ_{ilk} を計算する。

$$\tau_{ilk} = P_m^{-1} e_k + \tau_{fbk} + \hat{d}_k \quad (5.2)$$

- 2) τ_{ilk} に対して、 P_m^{-1} のハイパス特性による高周波ノイズの抑制を目的に、零位ローパスフィルタ *Filter* をかけて u_{ilk} を計算する。
- 3) u_{ilk} に前試行での反復学習出力 u_k を加え、次試行における u_{k+1} としてメモリに保存する。
- 4) u_{k+1} を用いて次回の位置決めを行い、各試行における軌跡追従誤差面積 A_k が予め指定した基準 A_{th} 以下になるまで、1)~3) の処理を繰り返す。

ここで得られた u_k は、モデル化誤差によって生ずる軌跡追従誤差を等価的な外乱に換算した外乱成分と、非線形摩擦の和からなる総外乱 d に相当する。

反復学習を用いて 20 mm ストロークに対し外乱推定実験を行った際の結果を、図 5.2 に示す。図中、上段はモータ位置偏差、中段は軌跡追従誤差、下段は試行回数 5 回の学習によって得られた外乱時系列データである。中段の軌跡追従誤差から、点線で示す学習前(外乱未補償時)に比べ、実線で示す学習後では軌跡追従誤差が十分に抑圧されている。図 5.3 に、図 5.2 と同条件下の外乱オブザーバ出力 \hat{d} と反復学習による外乱推定値 u_k の比較波形を示す。位置指令開始時の摩擦の急峻な変化に対し、 \hat{d} は推定遅れが顕著に現れていることが明らかである。

外乱の主成分と考えられる非線形摩擦は、位置や速度等に依存して変動するため、ストロークが異なれば外乱力も外乱も変動する。そのため、様々なストロークに対応可能な汎用性のある外乱モデルを構築するには、複数のストロークに対する推定外乱データが必要となる。そこで、5, 100 mm ストロークに対して同様の反復学習を行った場合の推定外乱を図 5.4 に 20 mm と併せて示す。図より、ストロークの違いにより明らかに異なる外乱が作用しており、また、目標値整定以後に定常的な外乱力が作用し続けている様子も確認できる。なお、この定常的な外乱力は、2 章で述べたようにボールねじやリニアガイド部に内在する転がり要素による非線形ばね特性によるものであることがわかっている。

5.2.2 外乱モデルによるフィードフォワード補償

推定外乱の特性と外乱数学モデル構造

外乱数学モデル構造決定に際しては、反復学習により得られた推定外乱の特性を検討する必要がある。非線形摩擦は、位置、速度等の駆動条件によって変化することから、ここ

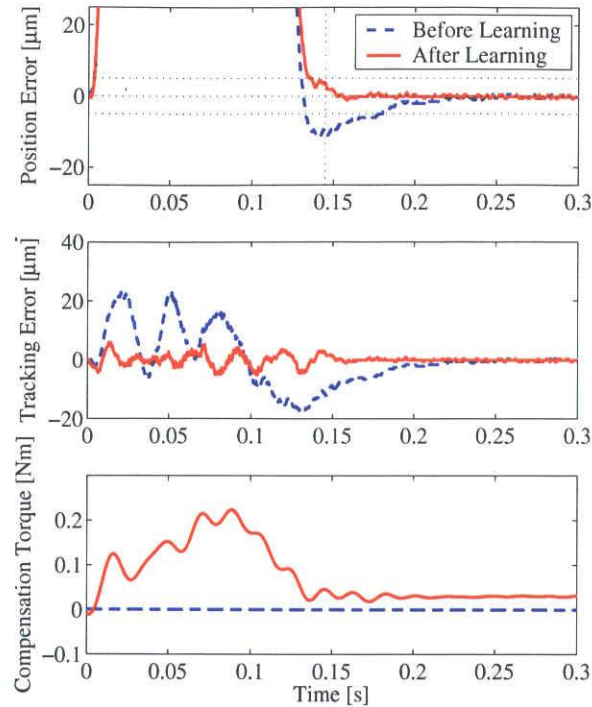


図 5.2: 位置偏差, 軌跡追従誤差, 反復学習による推定外乱応答

では, 推定外乱の位置, 速度, 加速度, 加加速度特性に着目する。

推定外乱の各特性を確認後, 本論文では以下の手順にて外乱数学モデル構造を決定した。

- 1) 位置特性として, 非線形ばね特性に起因する定常バイアス成分を位置モデルとする。
- 2) 速度特性として, 位置モデルに粘性摩擦に相当する速度モデルを加える。
- 3) 加速度特性として, トルク定数, 慣性値のモデル化誤差成分に相当する成分を考慮し, 位置モデル+速度モデルに更に加速度モデルを加える。
- 4) 加加速度特性については明確な物理的現象は明らかでないが, 加加速度に比例したモデルを加えることで, モデル精度の向上を目指す。

以上のように, 各モデルの積み上げ (足し合わせ) により, 最終的な外乱数学モデル構造を決定する。以下では, 具体的な各特性のモデル構造とパラメータの最適化について述べる。なお, 反復学習を用いた外乱推定結果から, モータ位置 θ_M と制振位置指令 θ_M^* はほぼ一致していると見なせること, フィードフォワード補償に用いる外乱モデルを構築すべく, 以降では, θ_M^* に対する特性評価を行う。

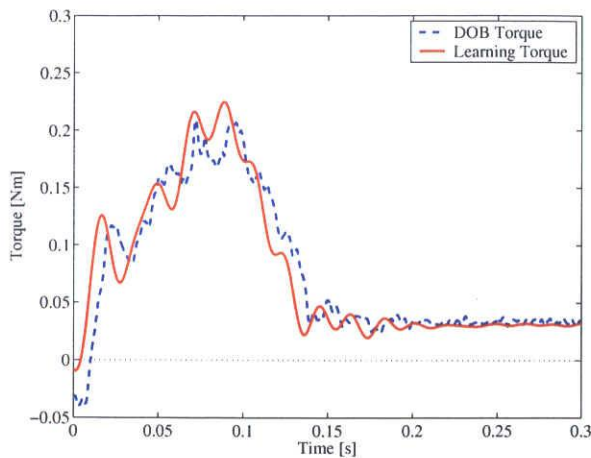


図 5.3: 外乱オブザーバ出力と反復学習トルクの比較図

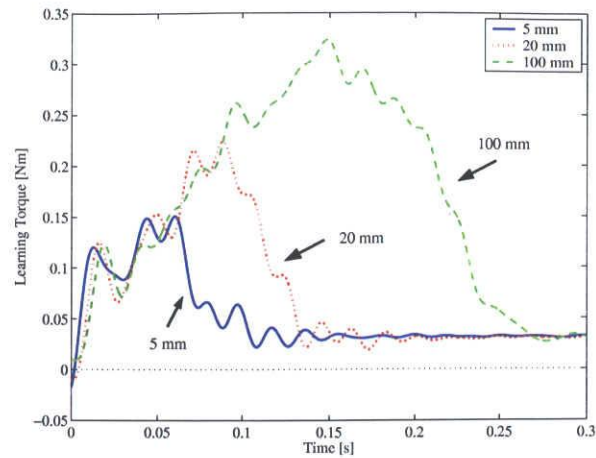


図 5.4: 反復学習によって得られた推定外乱応答 (5,20,100 mm)

(a) 位置特性

図 5.5 に、モータ位置に対する推定外乱の特性を青線で示す。図中、各ストローク共に目標位置へ整定した後も作用する一定値は非線形ばね要素によるものであり、過渡応答時には位置に依存した複雑な特性を示している。ここでは、青線の定常バイアス成分 (図 5.5 中 \circ 印に相当) に着目し、モータ位置指令 θ_M^* に対する外乱成分 $Dis_p(\theta_M^*)$ として次式に示す 1 次遅れ系により近似する。

$$Dis_p(\theta_M^*) = K_{p1}(1 - e^{-\frac{\theta_M^*}{\theta_0}}) - K_{p2} \quad (5.3)$$

ここで、 K_{p1} , K_{p2} : 位置摩擦係数, θ_0 : 原点付近の立ち上がりを規定する定数である。

(b) 速度特性

図 5.6 に、モータ速度に対する推定外乱の特性を青線で示す。図より、速度に比例した外乱 (粘性摩擦力に相当) が作用していることが分かる。ここで、2.4.2 項の摩擦静的特性でも言及したように完全な比例特性とはなっていないため、 θ_M^* を 1 階微分した速度 v^* に対する速度モデル $Dis_v(v^*)$ として、次式の指数関数によって速度成分を表現する。

$$Dis_v(v^*) = K_v \cdot v^{*\frac{1}{K_i}} \quad (5.4)$$

ここで、 K_v : 粘性摩擦係数, K_i : 定数である。

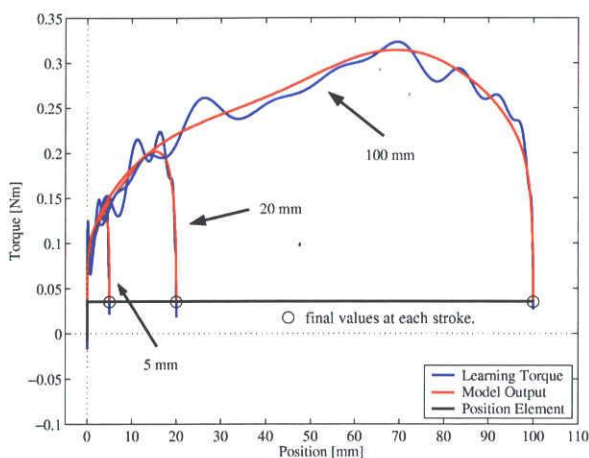


図 5.5: 推定外乱の位置特性

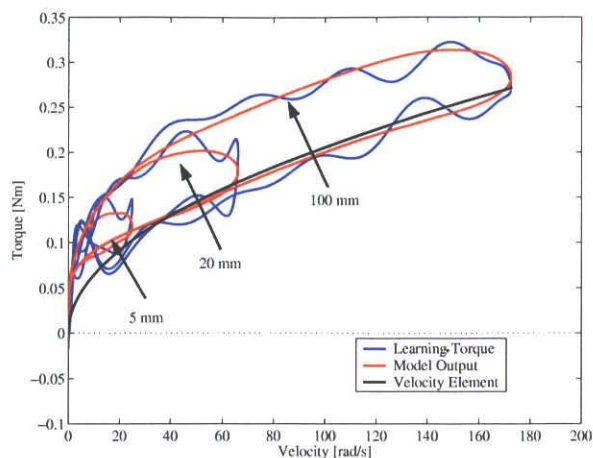


図 5.6: 推定外乱の速度特性

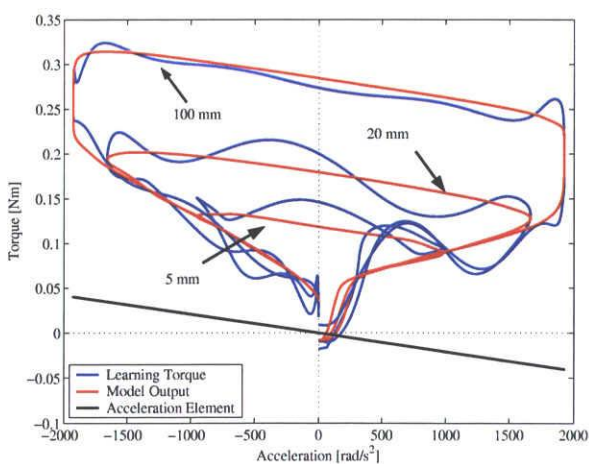


図 5.7: 推定外乱の加速度特性

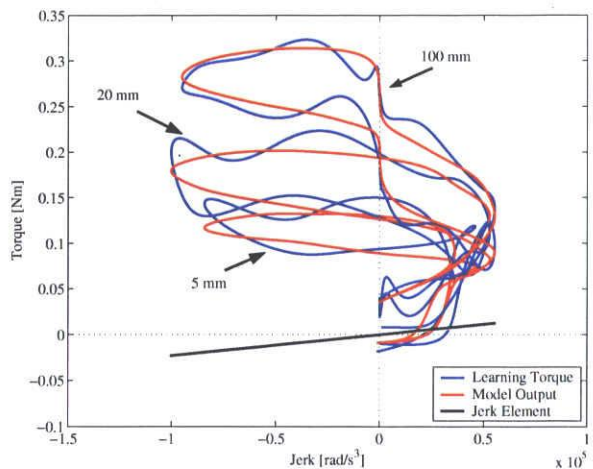


図 5.8: 推定外乱の加加速度特性

(c) 加速度特性

図 5.7 に、モータ加速度に対する推定外乱の特性を青線で示す。図より、加速度が負の領域から正の領域に向けて、推定外乱は右肩下がり傾いていることが分かる。この加速度に比例した外乱成分は、制御対象と FF 補償器設計モデル間のトルク定数及び慣性値のモデル化誤差に起因する等価外乱と考えられる。そこで、 θ_M^* を 2 階微分した加速度 a^* に対する加速度モデル $Dis_a(a^*)$ として、次式を加速度に対する外乱モデル構造とする。

$$Dis_a(a^*) = K_a \cdot a^* \quad (5.5)$$

ここで、 K_a : 加速度係数である。

(d) 加加速度特性

図 5.8 に、モータ加加速度に対する推定外乱の特性を青線で示す。前述のように加加速度特性については明確な物理現象は明らかではないが、図から分かるように多少の傾きを持っている。そこで、加速度特性と同様に、 θ_M^* を 3 階微分した加加速度 $\frac{da^*}{dt}$ に比例する加加速度モデル $Dis_j \left(\frac{da^*}{dt} \right)$ として、次式のモデル構造を導入する。

$$Dis_j \left(\frac{da^*}{dt} \right) = K_j \cdot \frac{da^*}{dt} \quad (5.6)$$

ここで、 K_j : 加加速度係数である。

以上より、外乱数学モデルを次式とする。

$$Dis = K_{p1} \left(1 - e^{-\frac{\theta_M^*}{\theta_0}} \right) - K_{p2} + K_v \cdot v^{*\frac{1}{K_i}} + K_a \cdot a^* + K_j \cdot \frac{da^*}{dt} \quad (5.7)$$

5.2.3 外乱数学モデルのパラメータ同定

5.2.2 項で構築した外乱モデルのパラメータを、その出力が図 5.4 の反復学習によって得られた 3 ストロークの推定外乱時系列データと精度良く一致するように同定する。ここでは、推定外乱と外乱モデル出力との誤差面積を評価関数に選び、(5.7) 式中の K_{p1} , K_{p2} , θ_0 , K_v , K_i , K_a , K_j を表 5.1 の諸元下で遺伝的アルゴリズム [84] によって最適化することで、パラメータ同定とした。同定結果を表 5.2 に示す。ここで、例えば加速度係数 K_a はノミナルモデルの慣性値に対して -3.9% の補正を等価外乱補償として行うことに相当している。このときの (5.7) 式の外乱モデル出力の位置、速度、加速度、加加速度特

表 5.1: GA 処理諸元

population size	100
generations	100
multi-point crossover	(rate of 0.8)
bit mutation	(rate of 0.02)

表 5.2: 外乱モデルパラメータ同定結果

K_{p1}	0.075	[Nm]	K_{p2}	0.043	[Nm]
θ_0	10.8	[μm]	K_v	0.02	[Nms]
K_i	1.98		K_a	-2.09×10^{-5}	[Nms ²]
K_j	2.29×10^{-7}	[Nms ³]			

性を図 5.5 から図 5.8 に赤線で併記すると共に, (5.3)~(5.6) 式に対応する各成分を黒線で示す。また, 外乱モデル出力の時間応答を図 5.9 に実線で示す。各図から, 破線で示す推定外乱を精度良く再現する外乱モデルが得られていることが確認できる。

以上までに構築した外乱モデルに基づき, 駆動中に θ_M^* から (5.7) 式に従って外乱補償トルク τ_c を計算し, 図 5.10 に示すように FF 補償する。

実機検証

提案する外乱補償法の有効性を確認するために, 供試システムを用いて実験を行った。外乱モデル構築に用いた 5, 20, 100 mm ストロークに加え, 汎用性能検証のために新たに 10, 65 mm ストロークを用意し, これら 5 ストロークに対する実験を実施した。図 5.11 に 20 mm ストローク, 図 5.12 に 65 mm ストロークにおける各応答を示す。両図中, 実線は外乱モデルを併用した補償, 点線は未補償時の応答を示す。両図から, 下段に

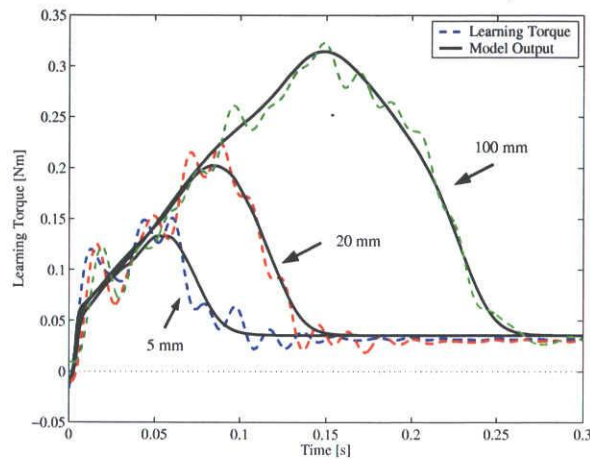


図 5.9: 推定外乱と外乱モデル出力の比較図

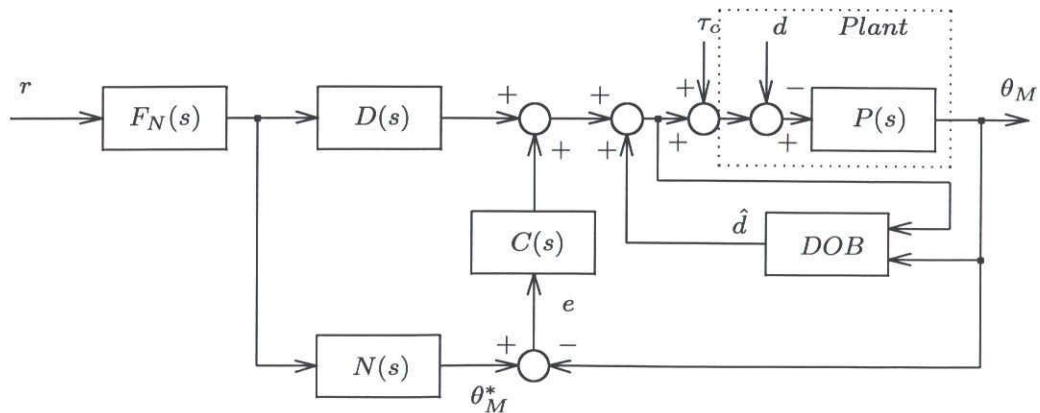


図 5.10: 外乱オブザーバ併用型 2 自由度位置決め制御系ブロック線図

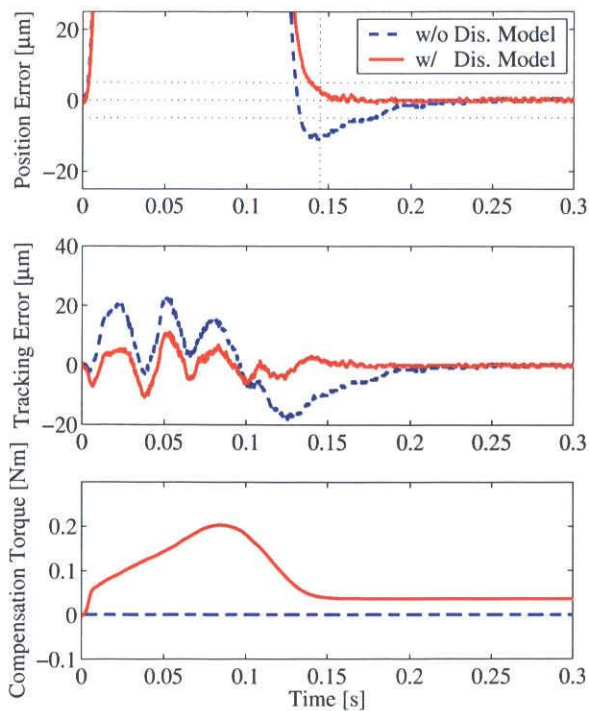


図 5.11: 外乱モデルを用いた位置
決め実験結果 (20 mm)

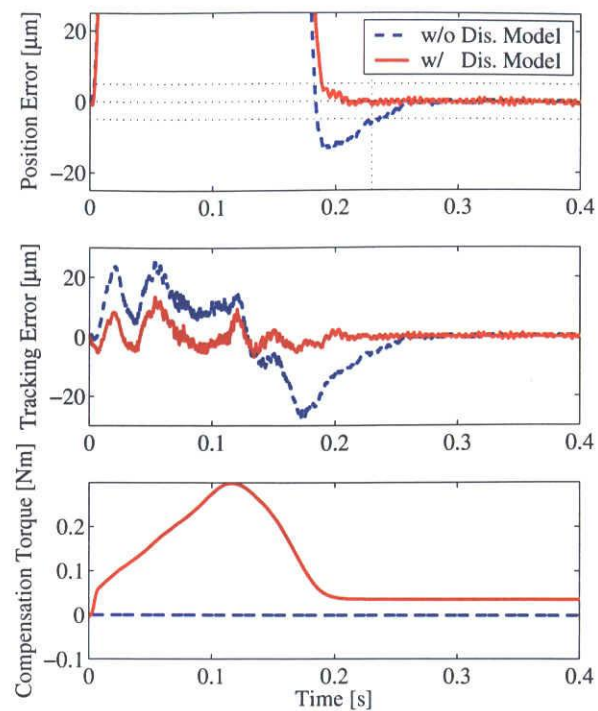


図 5.12: 外乱モデルを用いた位置
決め実験結果 (65 mm)

表 5.3: 軌跡追従誤差面積の評価

Stroke	[mm]	5	20	100	10	65	Ave.
w/o Dis. Model	[%]	100	100	100	100	100	100
w/ Dis. Model	[%]	30	32	28	21	25	27

示す外乱補償トルクによって軌跡追従精度が向上し、モータ位置偏差波形から整定付近における位置決め精度も向上していることが確認できる。また、各ストロークに対する定量的評価を行うべく、未補償時を基準に規格化した軌跡追従誤差面積を表 5.3 に示す。表 5.3 より、提案手法により、軌跡追従誤差面積を約 73 % 圧縮しており、ランダムな位置指令に対しても軌跡追従精度の向上が確認できる。

5.2.4 適応型外乱フィードフォワード補償

適応型外乱フィードフォワード補償の概要

5.2.3 項までで様々なストロークに対応可能な汎用性を有する外乱フィードフォワード補償を構築した。しかし、構築した補償器は単一のフィードフォワード補償器でしかなく、ストローク変化に対する汎化性能を具備したものであるものの、2.7.1 項で見たような温度変化等の駆動条件変化に対応することはできない。そこで本項では、動作中に外乱

特性の変化によって応答性能が低下した場合に、適応的处理を施すことでストローク変化のみならず外乱変動に対するロバスト性能の確保を目指す。

更新パラメータの選択

外乱変動に対するロバスト性の獲得を考えた場合、どの外乱モデルパラメータを更新するかが最も重要となる。本制御対象においては、連続運転による各機械要素の温度変化が特性変動の大きな一因となっているため、暖機運転前後での推定外乱特性の比較を通して、更新パラメータの選択を行う。

図 5.13 は、100 mm ストローク時の暖機運転前後における推定外乱比較図である。図中、青線で示す暖機運転前の特性から赤線で示す暖機運転後の特性には差が見られ、緑線で変動分を示している。図から、変動分の特性は概形として加減速(台形波形状)に沿った波形となっており、温度変化に伴うトルク定数変動が等価外乱として推定されているものと考えられる。また、速度(三角波状)に沿った波形が足し合わされ、正方向に大きく振れているものと推察でき、粘性摩擦の変動も確認できる。以上の時間応答波形の解析からいくつかの外乱特性変動が確認できたが、実際には全ての外乱特性が多少なりとも変化しているものと考えられる。そのため、外乱モデルにおける全てのパラメータを変更すべきではあるものの、適応則の簡略化を考慮し変動量の小さなものについては更新を行わないものとする。また、5.2.3 項までで構築した外乱モデルには非線形な要素が含まれることから、簡易な適応則の実現を目指し、線形要素のみの適応による補償法について検討する。

位置モデルの時定数項 θ_0 に関しては、大きな変動が確認できず、その影響が十分小さいと考えられることから更新は不要と判断した。次に、速度モデルの累乗根項 K_i の更新については、主にクーロン摩擦、粘性摩擦特性を示す一定速度駆動試験結果から、その必要性を判断する。図 5.14 は、2 章で測定した様々な条件における一定速度駆動試験結果に併せて、5.2.3 項で構築した速度モデル出力をプロットしたものである。図中、各色点で示す試験結果に対し、黒実線で 5.2.3 項で構築した速度モデル出力を、その他点線で示すものは速度モデル出力を定数倍したものである。図より速度モデル出力を定数倍することで、変動する粘性摩擦力を再現可能であることが確認できる。

以上より、更新パラメータを K_{p1} , K_{p2} , K_v , K_a , K_j の 5 つとし、以降で具体的な適応手法について述べる。

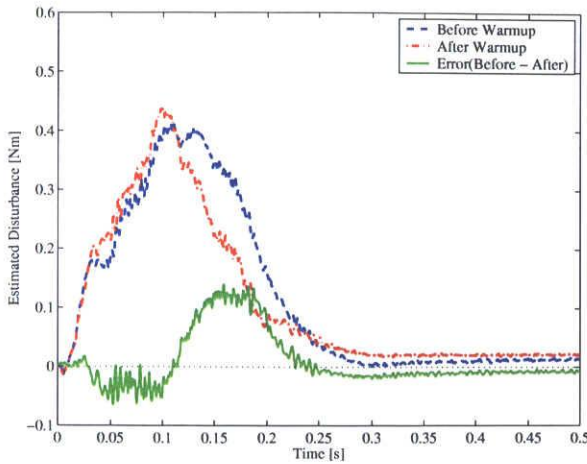


図 5.13: 暖機運転前後の推定外乱波形

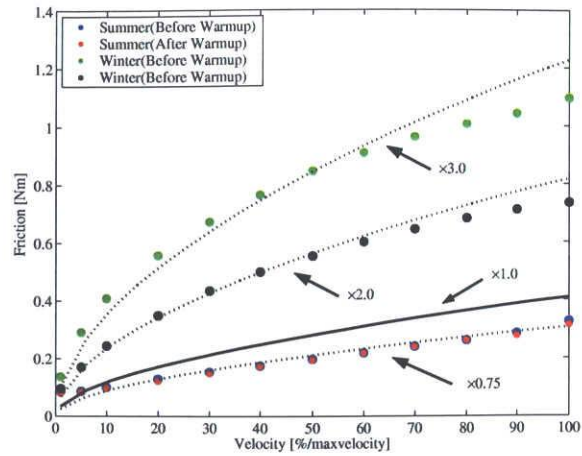


図 5.14: 一定速度駆動試験結果と速度モデル定数倍出力比較図

適応型外乱フィードフォワード補償構成

ここでは、外乱変動に対するロバスト性獲得を目的とした適応型外乱フィードフォワード補償器について述べる。図 5.15 に提案する適応型外乱フィードフォワード補償ブロック線図を示す。図中、 $Dis. Model$: 外乱モデル、 DOB_{ad} : 外乱推定器、 OLS : 最小二乗法 (Ordinary Least Squares : OLS) 実行ブロック、 ξ' : 外乱モデル内の物理量、 \hat{K} : 更新パラメータ、 τ_{ad} : 外乱推定用指令値、 \hat{d}_{ad} : 外乱変動量である。

提案する適応手法は、外乱推定器によって動作中の応答より計算される推定外乱 \hat{d}_{ad} と次式で計算される \tilde{d} との二乗誤差が最小となるような \hat{K} を算出し、その結果を外乱モデルパラメータへ反映させるというものである。

$$\tilde{d} = \hat{K} \cdot \xi \quad (5.8)$$

ここで、 ξ は後述するむだ時間、フィルタ遅れを考慮した外乱モデル内の物理量である。本適応手法は、一般的な最小二乗法に基づく適応則であり、詳細は付録に示す。図 5.15 中、外乱推定器を含む適応システムの詳細を図 5.16 に示す。図中、 P_{ad} は外乱推定用のノミナルモデル、 F_{ad} は外乱推定器用プロパー化フィルタである。 P_{ad} は、2.3.3 項で定義した P_{m2} とし、 F_{ad} はオープンループでの外乱推定であるため安定性を考慮する必要はないため、ここでは次式で示すものを用いた。

$$F_{ad}(s) = \left(\frac{\omega_{ad}^2}{s^2 + 2\zeta_{ad}\omega_{ad}s + \omega_{ad}^2} \right)^2 \quad (5.9)$$

ここで、 $\omega_{ad} = 2\pi \times 100 \text{ rad/s}$ 、 $\zeta_{ad} = 1.0$ とした。

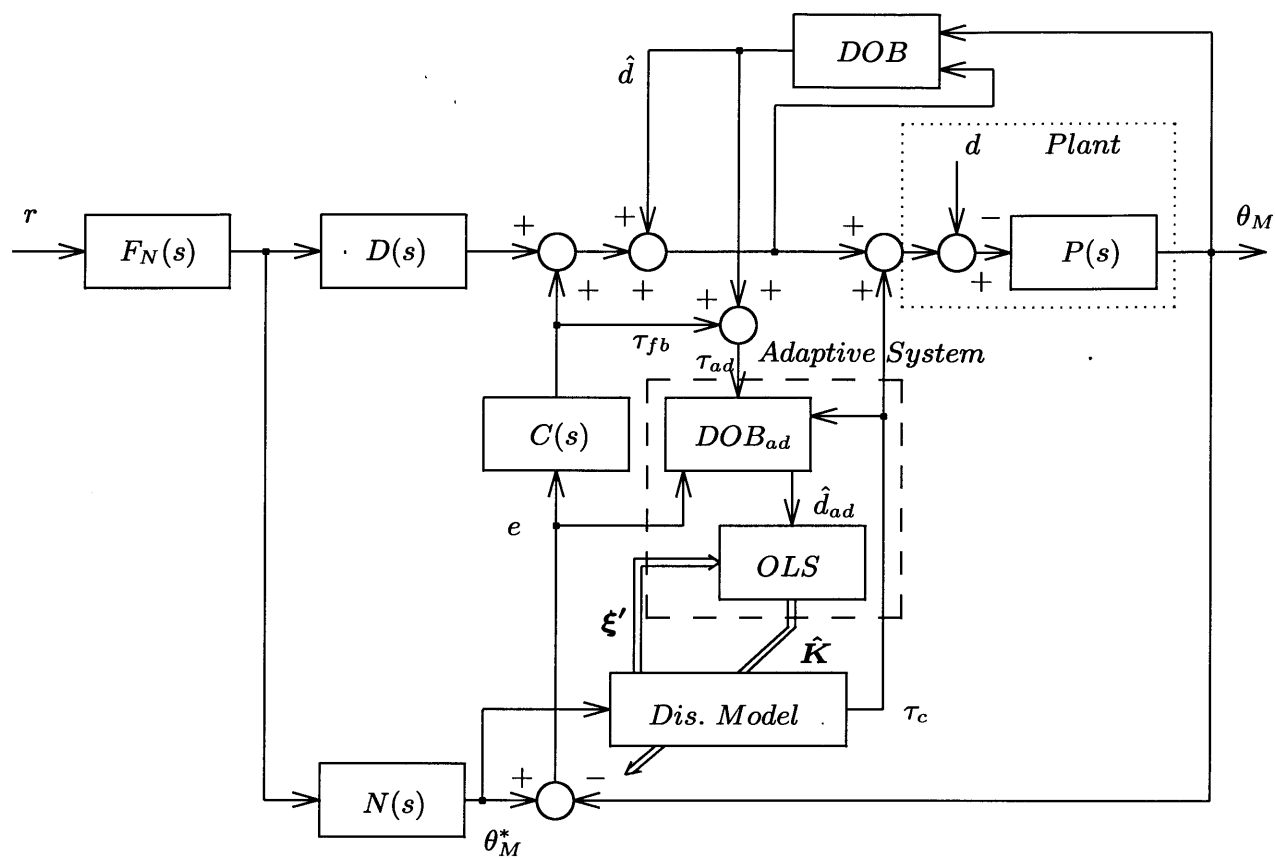


図 5.15: 適応型外乱フィードフォワード補償

この場合の外乱推定器 DOB_{ad} は、一般的な外乱オブザーバと同様であり、リアルタイムでの外乱推定となることからプロパー化フィルタが必要不可欠であり、推定外乱にはフィルタ遅れが伴う。そのため、最小二乗法によって外乱モデルパラメータを決定する際には、入力となる ξ にもむだ時間、フィルタ遅れを考慮する必要がある。以上より、 \hat{K} 、 ξ' 、 ξ を以下のように定義し、最小二乗法による適応システムを構築した。

$$\hat{K} = [K_{p1} \quad K_{p2} \quad K_v \quad K_a \quad K_j] \quad (5.10)$$

$$\xi' = \left[(1 - e^{-\frac{\theta_M^*}{\theta_0}}) \quad 1 \quad v^* \frac{1}{K_i} \quad a^* \quad \frac{da^*}{dt} \right]^T \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} \xi &= \xi' \cdot e^{-T_d s} \cdot F_{ad} \\ &= \left[(1 - e^{-\frac{\theta_M^*}{\theta_0}}) \quad 1 \quad v^* \frac{1}{K_i} \quad a^* \quad \frac{da^*}{dt} \right]^T \cdot e^{-T_d s} \cdot F_{ad} \end{aligned} \quad (5.12)$$

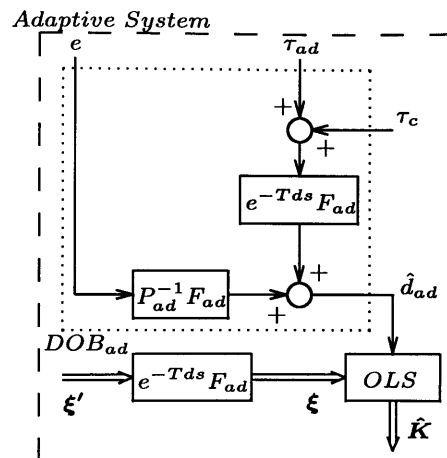


図 5.16: 外乱推定器を含めた適応システム

実機検証

提案する適応型外乱フィードフォワード補償の有効性を確認するために、供試システムを用いて実験を行った。駆動条件変化としては、2.7.1 項でも実施した最大負荷運転によるサーボモータ内部温度上昇前後とした。図 5.17 に 20 mm ストロークにおける各応答を示す。図中、青線は温度上昇前未補償時、赤線は温度上昇前外乱モデル補償時、緑線は温度上昇後外乱モデル補償、桃線は温度上昇後適応型外乱フィードフォワード補償時の各応答である。温度上昇前においては外乱モデル補償によって軌跡追従誤差を十分小さくした良好な応答が実現できているが、温度上昇後においては、外乱モデル補償ではその性能が劣化し、整定付近においてアンダーシュート気味な応答となっていることが分かる。それに対して、適応型外乱フィードフォワード補償時には軌跡追従誤差圧縮性能が温度上昇前と比べて遜色ないものとなっており、適応手法によって動的に外乱モデルの再構築を行うことでフィードフォワード補償が苦手とする特性変動に対するロバスト性を持つ補償法が実現できていると言える。また、他のストロークの対する定量的評価を行うべく、未補償時を基準に規格化した軌跡追従誤差面積を表 5.4 に示す。表 5.4 より、提案手法によってランダムな位置指令や駆動条件変化に対しても軌跡追従精度の向上が確認できる。

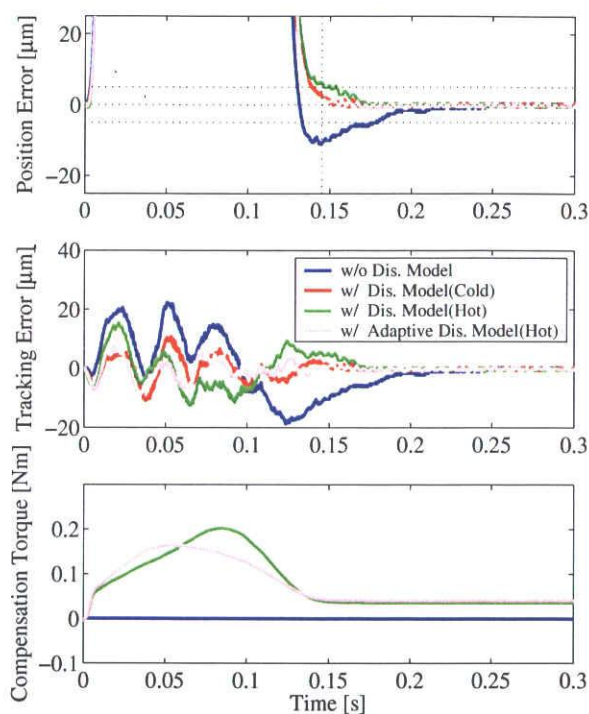


図 5.17: 適応型外乱フィードフォワード補償を用いた位置決め実験結果 (20 mm)

表 5.4: 軌跡追従誤差面積の評価 (適応型外乱 FF 補償)

Stroke	Condition	[mm]	5	20	100	Ave.
w/o Dis. Model	Cold	[%]	100	100	100	100
w/ Dis. Model	Cold	[%]	30	32	28	30
w/ Dis. Model	Hot	[%]	45	53	44	47
w/ Adaptive Dis. Model	Hot	[%]	25	27	29	27

5.3 微小ストローク動作に対する外乱フィードフォワード補償

5.3.1 非線形ばねモデル

2.4.2 項や 2.5 節で示した位置決め応答中の軌跡誤差の主原因となる外乱の非線形ばね挙動は、ボールねじやリニアガイド、軸受けなど複数箇所でのヒステリシス特性を伴う弾性変形力の和による特性であり、単一要素の物理モデルでは非線形ばね特性の忠実な再現は困難である。そこでここでは、簡易な数学モデルで表現する非線形ばねモデルを構築し、そのモデルを用いた FF 補償を提案する。

図 2.9 に対し、非線形ばね挙動を複数の弾性変形によるばね特性の和として表現し、さ

らに空隙によるヒステリシス特性を加えた、図 5.18 に示す非線形ばねモデルを仮定する [85]。なお、2.5.5 項のようにインチング・反転動作では動作開始時点での外乱初期値が異なるため、各動作に対応したシーケンスが必要となる。そこで、図 5.18 を直接数式展開するのではなく、ばね特性とヒステリシス特性を複数の 2 次標準伝達特性 (1 自由度系) とむだ時間要素の組み合わせで数式化し、さらに各動作を表現する関数を加える。次式は外乱モデル τ_c の数式表現であり、図 5.19 にその構成を示す。

$$\begin{aligned} \tau_c &= y_s + y_o \\ &= \sum_{i=1}^3 (e^{-T_{si}s} F_{si}(s) \cdot \text{IC}) + e^{-T_o s} F_o(s) \cdot \text{CD} \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$F_{si}(s) = K_{si} \cdot \frac{\omega_{si}^2}{s^2 + 2\zeta_{si}\omega_{si}s + \omega_{si}^2} \quad (5.14)$$

$$F_o(s) = K_o \cdot \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2\zeta_o\omega_o s + \omega_o^2} \quad (5.15)$$

ここで、 $F(s)$ は非線形ばね特性に対応した 2 次標準伝達特性、 e^{-Ts} はむだ時間要素である。さらに、IC はインチング回数 (inching count) : 正方向動作で +1, 負方向動作で -1 を

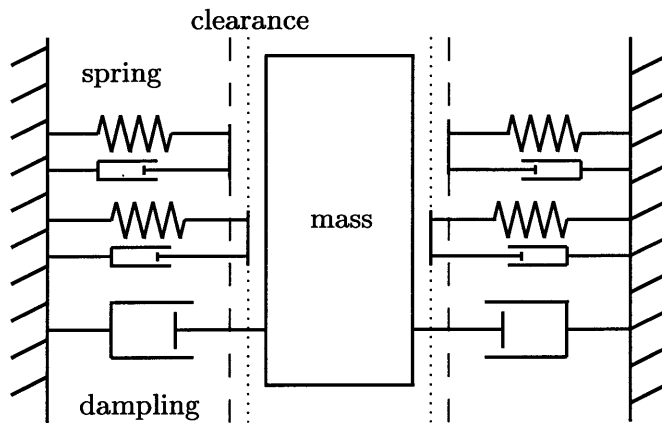


図 5.18: 非線形ばねモデル

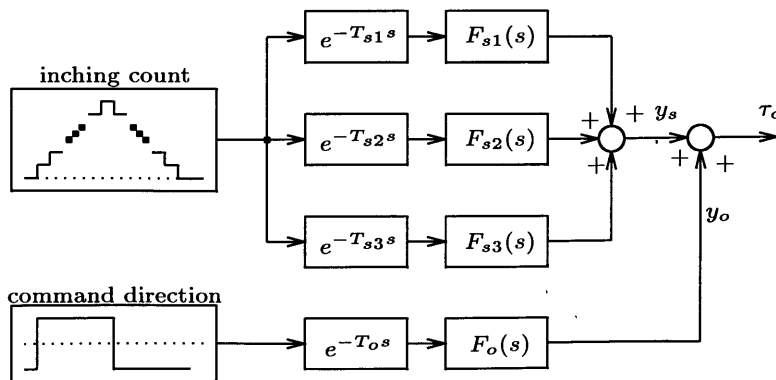


図 5.19: インチング・往復動作を考慮した外乱数学モデル

加えた回数, CD は動作方向フラグ (command direction) : 正方向で +1, 負方向で -1 となるフラグ, をそれぞれモデル入力に加えている。

(5.13) 式の外乱モデル τ_c は, y_s と y_o の 2 項からなる。 y_s はイン칭ング回数を入力に, 複数の $F(s)$ と e^{-Ts} によって加減速時のピークへの増加及び減衰する外乱挙動を表現する。一方, y_o は動作方向フラグを入力に, 反転動作時の非線形挙動と符号の変化を表現している。なお, モデルのパラメータ設定に際しては, 複数回のイン칭ング動作によっても定常的な外乱力 $\pm K_o$ を出力するために, 任意のイン칭ング回数に対して y_s の定常値を零とする以下の制約が存在する。

$$\sum_{i=1}^3 K_{si} = 0 \quad (5.16)$$

5.3.2 外乱モデルの動作例

図 5.20 は, 動作の一例として, 0.2 s ごとに正 → 正 → 負と位置決めする際の各波形を示したものである。図中, 上段に IC 及び CD を, 中段に y_s 及び y_o を, 下段に最終的な出力トルク τ_c を示す。なお, 外乱モデルのパラメータは, 図 2.16 下段及び図 2.17(c) の推定外乱を再現すべく, 試行錯誤によって表 5.5 に示すよう決定した。図より, イン칭ング動作時 (図中の 0 s 及び 0.2 s) には, y_s 及び定常的に一定値を出力する y_o の和によって非線形ばね特性が模擬されている。一方, 反転動作時 (図中の 0.4 s) では, 動作方向で異なる初期値からの外乱力を模擬できている。

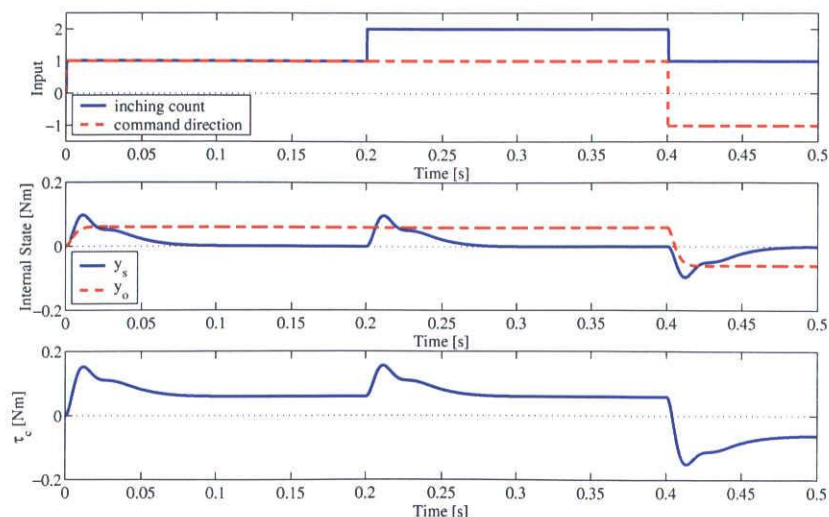


図 5.20: 外乱モデル動作例

表 5.5: 外乱モデルの各パラメータ

T_{s1}	0.0	T_{s2}	0.0	T_{s3}	0.025	T_o	0.0	[s]
K_{s1}	0.0135	K_{s2}	-0.045	K_{s3}	-0.090	K_o	0.06	[Nm]
ω_{s1}	$2\pi \cdot 12$	ω_{s2}	$2\pi \cdot 12$	ω_{s3}	$2\pi \cdot 16$	ω_o	$2\pi \cdot 16$	[rad/s]
ζ_{s1}	0.5	ζ_{s2}	1.0	ζ_{s3}	0.7	ζ_o	0.9	

5.3.3 実験結果

提案する外乱補償法の有効性を確認するために、2.5.5 項と同様の位置決め動作パターンにて供試システムにより実験を行った。図 5.21 に、(a) 外乱補償トルク τ_c 、(b) 位置偏差応答、(c) 軌跡追従誤差、(d) 位置決め応答ばらつきをそれぞれ示す。なお、各図中の上段と下段は、図 2.17 と同様正方向と負方向の結果を重ね書きしたもので、線色は水色でインチャング動作時を、赤で反転動作時を示している。

図 5.21(a) の、インチャング動作と反転動作時それぞれに対応した外乱補償トルクによって、図 5.21(b) のように図 2.17(a) に比してオーバーシュートを抑制した良好な整定特性が実現できている。また、図 5.21(c) に示す軌跡追従誤差から、図 2.17(b) に比してその最大誤差を両動作共に $10 \mu\text{m}$ 以下へと低減できており、軌跡追従誤差面積で評価すれば外乱補償を実施しない場合に比べ約 37 %に圧縮できている。図 5.21(d) は、位置決め応答のばらつきを統計的に評価したものであり、制振位置指令 θ_M^* に対する各サンプル点ごとの誤差標準偏差 σ の 3 倍である 3σ を示している。図中、青実線で示す補償なしに比べ、赤破線で示す提案法適用時には、過渡応答中のばらつきを約 50 %圧縮できている。なお、図 2.17(a) と図 5.21(b) の目標値整定特性を比較すると、制御精度は提案法の方が優れているものの、整定時間を比較すると外乱 FF 補償を行わない方が短い結果となっている。しかし、4 章で設計した 2 自由度制御系は、制振位置指令 θ_M^* 通りに位置応答させる、すなわち軌跡追従誤差 e を出来る限り零へと近づけることを目的とした制御系であるため、図 2.17(b) に対して図 5.21(c) の軌跡追従誤差の特性向上が提案法の有効性を示す結果と評価できる。

一方、本外乱補償のストローク変化に対する汎化性検証のため、同様の実験を 0.5, 1.0 mm ストロークとして実施した。なお、これらの場合にも外乱モデルには表 5.5 と同じパラメータを用いている。図 5.22, 5.23, 5.24 に、一例として 1.0 mm ストローク時の各応答波形を示す。各図中、(a) は FF 補償なし、(b) は FF 補償ありの波形であり、それぞれの線色及び上下段の区別は図 2.17, 5.21 と同様である。各図から、整定特性、軌跡追従誤差、誤差ばらつき共に、図 5.21 と同様に良好な補償が実現できていることが分かる。表 5.6 に、各ストロークに対する軌跡追従誤差面積の評価を示す。表は、FF 補償なしの場合

表 5.6: 軌跡追従誤差面積の評価 (微小ストローク)

Stroke	[mm]	0.25	0.5	1.0	Ave.
w/o proposed comp.	[%]	100	100	100	100
w/ proposed comp.	[%]	37	45	51	44

を基準に規格化したものであり、提案手法により平均で誤差面積を 44 % に圧縮できており、微小ストローク時の軌跡追従精度の向上が達成できていることが検証されている。

非線形摩擦を含む外乱力は、環境条件等の変動によって一般にその特性が変化するため、ストローク変化に対する汎化性検証に加え外乱補償のロバスト性に関する検証が実用上重要である。そこで、本位置決め装置で通常実施される暖機運転 (15 分間の連続最大定格運転: モータ表面温度が約 60 度上昇) 前後、すなわち温度条件が異なる場合で同様の実験を行い、外乱変化に対する影響を定量評価した。この場合、定格トルクの約 4 % のクーロン摩擦力変動、及び最大速度時に定格トルクの 20 % 程度の粘性摩擦力の変動が確認されている。なお、この変動に対しても、外乱モデルには表 5.5 と同じパラメータを用いている。図 5.25, 図 5.26 に一例として 0.25 mm ストローク時の各応答波形を示す。各図中、(a) は FF 補償なし、(b) は FF 補償ありの波形であり、上下段の区別は図 2.17 と同様である。各図から、整定特性及び軌跡追従誤差は、共に外乱変化の影響を抑圧して図 2.17 と図 5.21 と同等の特性を示している。これは、本論文で対象とする微小ストロークでは動作速度範囲が最大速度の約 1 % 程度に限定されたものであるため、粘性摩擦力変動の影響は大ストローク時に比べ十分小さいからである。また、クーロン摩擦力の変動も外乱の低周波数成分の変化と見なせることから、4 章で設計した外乱オブザーバを含む FB 制御系がその外乱変化を十分抑圧した結果、ロバスト性を具備しているものと考えられる。なお、他のストロークにおいても同様の結果が得られたことを、ここに付記しておく。

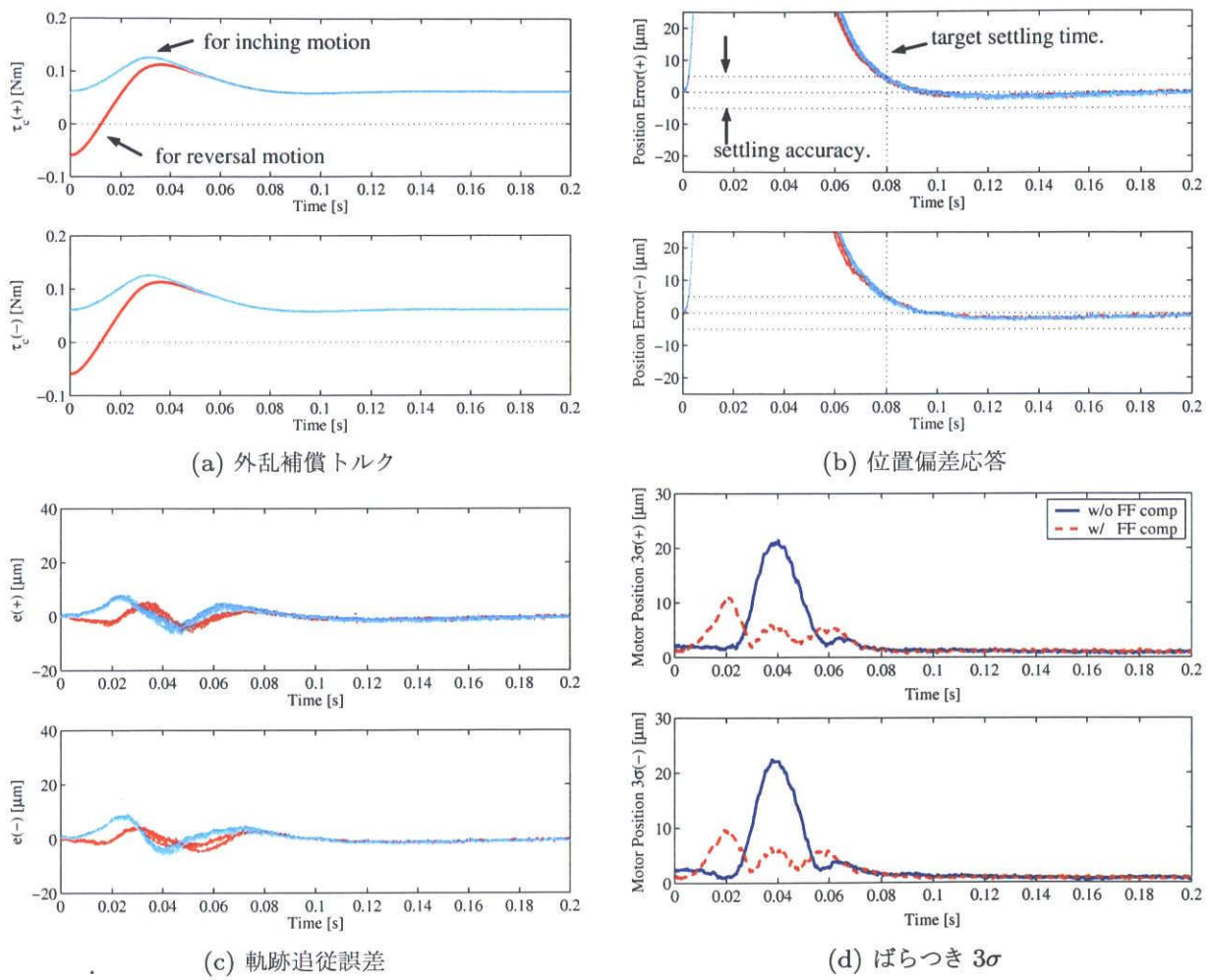


図 5.21: 提案手法を用いた 0.25 mm ストローク位置決め実験結果

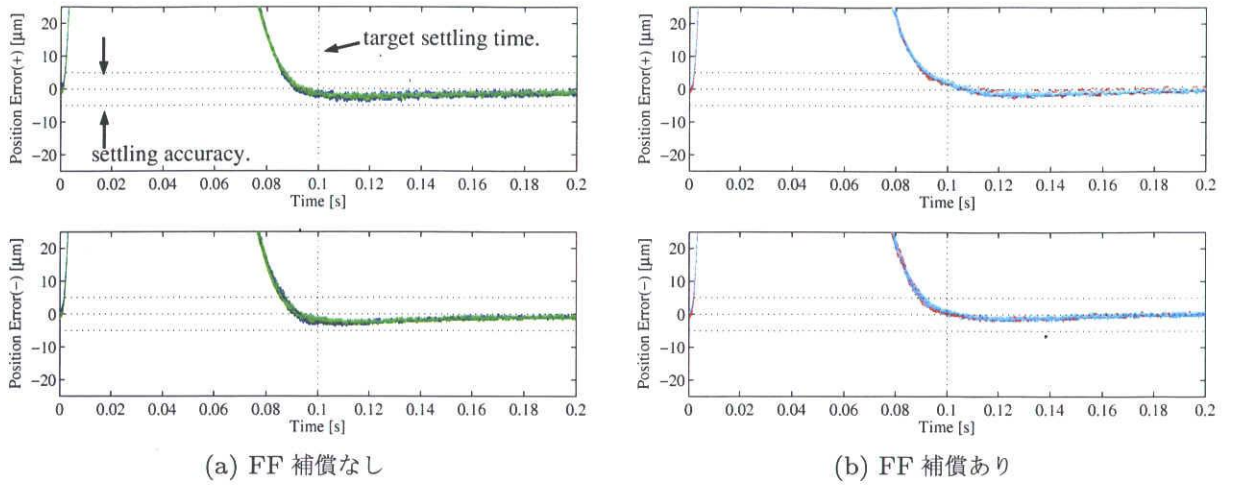


図 5.22: 提案手法を用いた 1.0 mm ストローク位置決め実験結果 (モータ位置偏差)

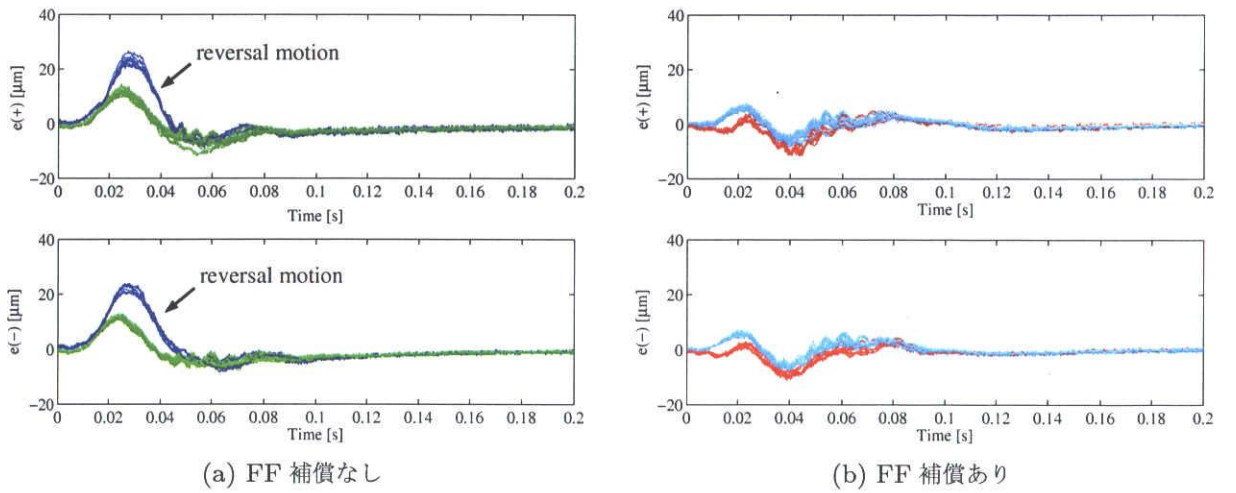


図 5.23: 提案手法を用いた 1.0 mm ストローク位置決め実験結果 (軌跡追従誤差)

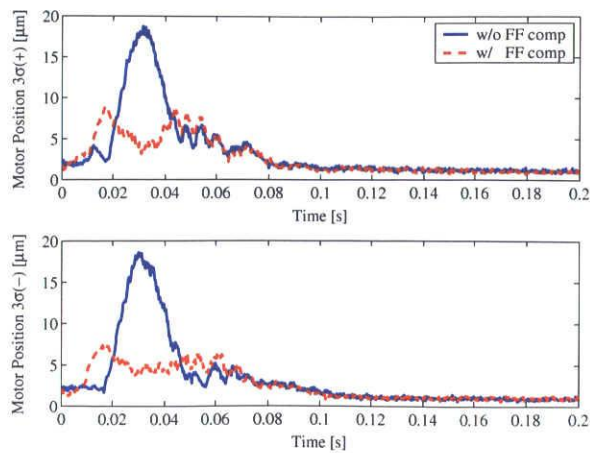


図 5.24: 1.0 mm ストローク時の位置決め応答ばらつき評価

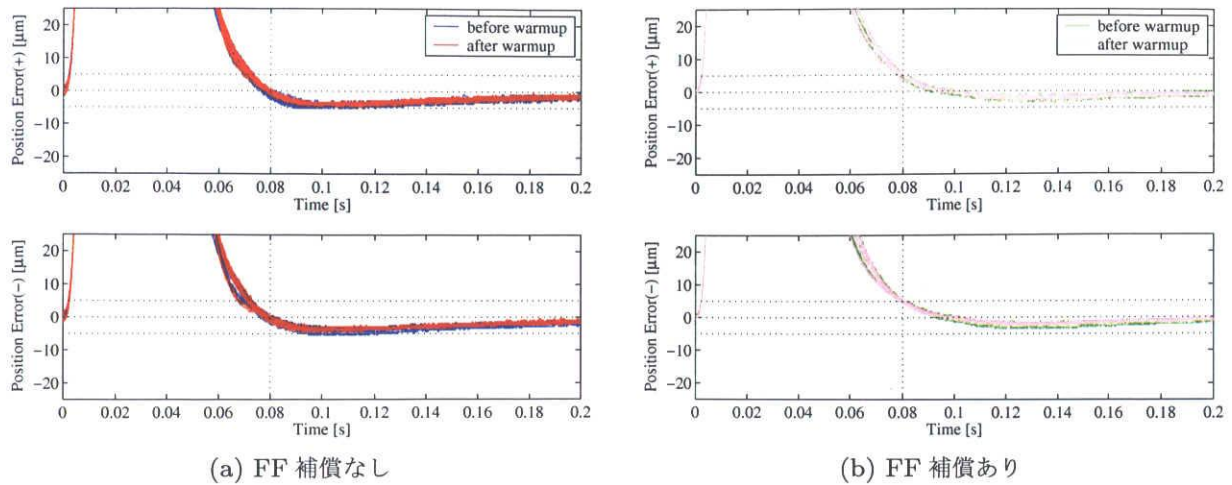


図 5.25: 温度特性変化前後での 0.25 mm ストローク位置決め実験結果 (モータ位置偏差)

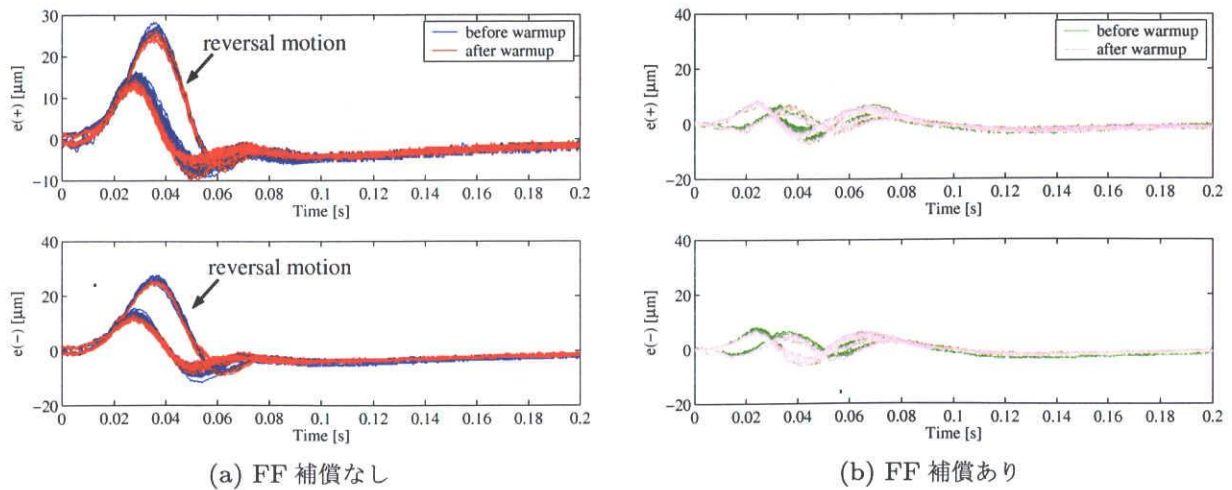


図 5.26: 温度特性変化前後での 0.25 mm ストローク位置決め実験結果 (軌跡追従誤差)

第6章

機構共振振動を考慮した2自由度位置決め制御系の位置指令生成

6.1 まえがき

5章までで、ボールねじ駆動テーブル装置に対する線形/非線形モデリング、特性解析を基に位置決め応答ばらつき低減を目的とした外乱オブザーバを併用したロバストフィードバック補償器設計、過渡応答中の外乱を積極的に抑圧可能なモデルベースの外乱フィードフォワード補償を実現した。そこでは、観測量であるモータ位置の制振制御や機台振動に対する制振性を考慮した制御系であった。その一方で、1) 更に複雑な機構共振特性に対する制振制御、2) 過渡応答中に指令の修正を必要とする制御系、3) 製品間個体差や設置状況変化に伴い制御対象の共振周波数が変動が大きな制御対象に対する制振制御など、より複雑な制振制御を必要とする場合には、本論文で適用してきた2自由度制御系の枠組みだけでなく、制御系の入力である指令値自体の設計自由度に着目し、指令生成による位置決め制御系の高性能化を図る必要がある。そこで本章では、上記2)、3)の課題に対するアプローチを提案する。

6.2 目標値修正を考慮した位置指令生成

制振制御系設計に際しては、各種制御理論の適用と共に、位置指令の設計自由度を積極的に活用したコマンドシェーピングの併用も有望である [6-13]。一方、メカトロニクス機器の高性能化や応用領域の拡大により、従来より標準的に使用されてきたエンコーダやリニアスケールなどの位置検出器と共に、CCDカメラに代表される視覚センサを併用するセンサフュージョン技術も実用に供されている。センサフュージョン技術を応用すれば、画像フィードバックによる協調動作や環境変化へのダイレクトな適応と言った新たな付加価値の創出も可能となろう [86]。しかしながら、一般にCCDカメラの応答速度や画像処

理に掛かる演算時間が位置決め応答速度に比べて遅いため、センサフュージョンに特有な課題が新たに提起されることもある。

そこで本節では、テーブル動作中に目標位置の修正が生ずるボールねじ駆動テーブル装置を対象に、機構振動を抑制して高速・高精度位置決めを実現する位置指令生成法を提案する。本節で取り扱う位置指令修正が生ずる動作の一例としては、CCD カメラで加工対象物を認識し、その形状・姿勢により目標位置に補正を動作中にリアルタイムで加えるものが挙げられる。その場合、カメラの応答速度や画像処理時間の影響で予め目標位置の修正量を決定する事が困難である。そのため、機構振動を励起しない位置指令が上位から与えられても、その補正分を加える段階で加速度や Jerk(加速度の微分：加加速度) 波形に不連続部分が生じて機構振動を励起し、位置決め性能を劣化する原因となる [11]。

6.2.1 目標値修正とその問題点

本節では、2 章で述べたボールねじ駆動テーブルシステムを対象に、100 mm の移動距離に対する位置決め性能を評価するが、本システムの仕様上、位置決め動作中に最終的な目標位置が修正されるため、この目標値修正が発生した場合においても目標整定時間である 260 ms の整定時間を満足する高速・高精度位置決めが必要となる。この場合、移動時間 T (位置指令が終了する時間で定義) よりも短い時点 T_{cr} ($120 \text{ ms} \leq T_{cr} \leq 190 \text{ ms}$) で目標値修正量(最大 $\pm 3 \text{ mm}$) が決定されることから、修正量が決定した時点で修正位置指令を本来の位置指令に加算して位置指令の軌道を変更する必要がある。しかし、修正位置指令を加算した時点で Jerk 波形の連続性が損なわれると、位置指令に含まれる高周波成分が増大し、機構振動を励振して位置決め性能を低下させる、機構系から異音が生ずる、などの問題が発生する。そのため、従来は図 6.1(a) でその速度指令プロファイルを示すように、本来設定された目標位置へ到達した後、修正位置指令を与えて再度移動するという動作パターンを与えていたため、修正量が微小であったとしても位置決め時間が長大化した。一方、 T_{cr} の時点で Jerk 波形の連続性を保証する修正位置指令を本来の位置指令に加算することができれば、位置指令の高周波成分を増大させることなく目標位置の修正が可能となることから、図 6.1(b) で示すように目標位置の修正如何に拘わらず同程度の位置決め時間で目標位置に整定させることができる。

なお、前述のように、 T_{cr} は CCD カメラの応答時間や画像処理時間によって変化するが、 T_{cr} によって修正位置指令の移動時間が変化することで修正位置指令の含有周波数成分が異なってくる。具体的には、 T_{cr} が長大化して修正位置指令の移動時間が減少すると、含有周波数成分は高域にシフトすると共に、その振幅も増大する。その場合、高次の機構振動を励起して位置決め応答に影響を与えることから、でき得るだけ T_{cr} を短時間化することが求められる。本節で取り扱う制御対象の場合、 T_{cr} は 120 ms から 190 ms の範囲

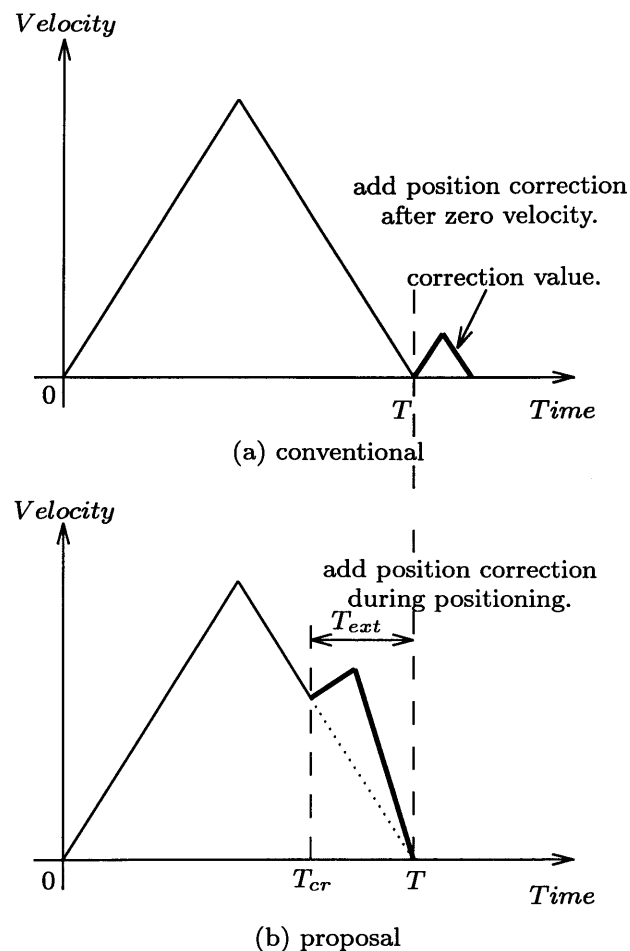


図 6.1: 目標値修正時の速度指令波形

で変化する。そこで、提案手法の有効性を明らかにするため、修正位置指令の含有周波数成分が最も高域にシフトする最悪条件である $T_{cr}=190$ ms で検討を行う。

6.2.2 制振位置指令生成

従来から提案されている機構振動抑制を考慮した目標軌道生成手法としては、加速度の急激な変化を抑制することで高周波数成分が小さく高次振動モードを励起しにくい“SMART [11]”，デジタル制御を前提に、最適制御理論に基づき評価関数を最小とする“終端状態制御 [12]”などが挙げられる。しかし、SMART では積極的に特定の振動モードの周波数成分を除去して制振制御を実現することは困難であり、終端状態制御はストロークに応じて軌道生成の演算量が増加するため、実装の際に長ストロークに対応することが困難である。そこで、本節では、任意の周波数成分の除去を可能とし、ストロークに依存せず一定の演算量で軌道生成可能な、“特定周波数成分を抑制した Jerk 最小軌道法”を導入する。

特定周波数成分を抑制した Jerk 最小軌道 [13]

特定周波数成分を抑制した Jerk 最小軌道に基づく位置指令生成法とは、任意周波数の共振モデルに対して弾性変位を零とする周波数領域での制約条件と、Jerk 値を最小とする時間領域での制約条件を同時に満足させるよう、加速度指令の時間関数を求める数学的手法である。

制御対象を、剛体系と振動抑制対象となる特定次数の n 個の振動モードから成る、次式の数学モデル $G(s)$ で表現する。

$$G(s) = \frac{1}{s^2} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2} \quad (6.1)$$

ここで、 ζ_i は減衰係数、 ω_i は共振角周波数であり、これらが抑制したい特定振動モードのパラメータに対応する。

(6.1) 式のモデルに対して、残留振動を発生させないための加速度指令 $u(t)$ の制約条件を、ラプラス領域の $U(s)$ に対する制約条件として与える。振動モードの弾性変位と運動エネルギーを零とするための制約条件に基づき、(6.1) 式をジョルダン標準形へと変換して零状態応答を求めると、次式の抑制したい i 次振動モードに対する制約条件が求まる。

$$\begin{cases} \left. \frac{dU(s)}{ds} \right|_{s=0} = L, & U(s)|_{s=0} = 0 \\ U(s)|_{s=p_i} = 0, & U(s)|_{s=p_i^*} = 0 \end{cases} \quad (6.2)$$

ここで、 L は移動距離、 $p_i, p_i^* (= a_i \pm jb_i)$ は n 個の振動モードに対する複素極である。

ここで、(6.2) 式の制約を満足する $u(t)$ は無限に存在するため、高周波数成分の抑制を目的として次式の評価関数 I による Jerk 値が最小となる制約条件を加えて、ラグランジュの未定乗数法を用いて $u(t)$ を求める。

$$I = \int_0^T \left| \frac{du(\tau)}{d\tau} \right|^2 d\tau + \lambda^T \cdot \left[e^{-\mathbf{J}T} \mathbf{x}(T) - \int_0^T e^{-\mathbf{J}\tau} \mathbf{B}u(\tau) d\tau \right] \quad (6.3)$$

ここで、 λ : ラグランジュの未定乗数、 \mathbf{J} : ジョルダンブロック、 \mathbf{B} : ジョルダン標準形時の入力行列、 $\mathbf{x}(t)$: ジョルダン標準形時の状態変数である。また、評価関数 I の右辺第1項は Jerk 波形の2乗積分値であり、右辺第2項の大括弧内は移動時間 T で目標位置 $e^{-\mathbf{J}T} \mathbf{x}(T)$ に到達することを規定した移動時間に対する制約条件 (大括弧内は常に零) である。従って、評価関数 I は下に凸の2次形式となることから、任意の $u(t)$ に対して

(6.3) 式を最小とするためには、次式を満足する必要がある。

$$\frac{d^2 u(\tau)}{d\tau^2} = -\frac{1}{2} \lambda^T e^{-J\tau} B \quad (6.4)$$

この際、制御入力 $u(t)$ の開始時点と終了時点での連続性を保証するために、次式の初期、終端条件を与える。

$$\dot{u}(0) = 0, \quad \dot{u}(T) = 0 \quad (6.5)$$

(6.4) 式から得られる $u(t)$ を一般的に表現すると、次式を得る。

$$u(t) = \sum_{i=0}^{2n+3} \lambda_i \phi_i(t) \quad (6.6)$$

ここで、 $\phi_0 = 1$, $\phi_1 = t$, $\phi_2 = t^2$, $\phi_3 = t^3$, $\phi_4 = e^{a_1 t} \sin b_1 t$, $\phi_5 = e^{a_1 t} \cos b_1 t$, \dots , $\phi_{2n+2} = e^{a_n t} \sin b_n t$, $\phi_{2n+3} = e^{a_n t} \cos b_n t$ である。なお、 λ は (6.2) 式, (6.6) 式を基に導出できる。

拡張 Jerk 最小軌道

特定周波数成分を抑制した Jerk 最小軌道では、Jerk 値の最小化は実現できるものの、目標値端点や目標値修正点での Jerk 波形の連続性を保証できない。本節で扱う目標軌道に修正目標値を加えることを考えると、その時点での Jerk 波形の不連続性が機構振動を励起する原因となる。そこで、加速度波形が滑らかとなるような (6.3) 式の評価関数 I に対して、次式の Jerk 波形が滑らかとなるような評価関数 I_{ext} へ拡張することで Jerk 波形の連続性を保証する“拡張 Jerk 最小軌道”とする。

$$I_{ext} = \int_0^T \left| \frac{d^2 u_{ext}(\tau)}{d\tau^2} \right|^2 d\tau + \lambda^T \cdot \left[e^{-J^T} \mathbf{x}(T) - \int_0^T e^{-J\tau} B u_{ext}(\tau) d\tau \right] \quad (6.7)$$

ここで、 $u_{ext}(t)$ は拡張 Jerk 最小軌道における加速度指令である。この場合、(6.8) 式で示す Jerk 波形の微分に対する関係式に対し、(6.9) 式の制約条件を与えて求めた $u_{ext}(t)$ が (6.10) 式である。

$$\frac{d^3 u_{ext}(\tau)}{d\tau^3} = -\frac{1}{2} \lambda^T e^{-J\tau} B \quad (6.8)$$

$$\begin{cases} \dot{u}_{ext}(0) = 0, & \dot{u}_{ext}(T) = 0 \\ \ddot{u}_{ext}(0) = 0, & \ddot{u}_{ext}(T) = 0 \end{cases} \quad (6.9)$$

$$u_{ext}(t) = \sum_{i=0}^{2n+5} \lambda_i \phi_i(t) \quad (6.10)$$

ここで、 n は振動抑制したい振動モード数、 $\phi_0 = 1$, $\phi_1 = t$, $\phi_2 = t^2$, $\phi_3 = t^3$, $\phi_4 = t^4$, $\phi_5 = t^5$, $\phi_6 = e^{a_1 t} \sin b_1 t$, $\phi_7 = e^{a_1 t} \cos b_1 t$, \dots , $\phi_{2n+4} = e^{a_n t} \sin b_n t$, $\phi_{2n+5} = e^{a_n t} \cos b_n t$ である。得られた加速度指令 u_{ext} は時間関数であることから、これを予め解析的に2階積分して位置指令を生成する。すなわち、生成された位置指令には、積分遅れと言った影響は存在しない。

Jerk 最小軌道を用いた位置指令生成

ここでは、基本となる移動距離 100 mm に対して、 $P_k(s)$ の1次、2次振動モードの周波数成分を抑制した位置指令生成を実施する。その際的设计パラメータを、表 6.1 の上段に示す。この場合、移動距離 L と (6.1) 式に含まれる抑制角周波数 ω_i ($i=1, 2$) は予め与えられるため、移動時間 T と減衰係数 ζ_i には設計自由度がある。 ζ_i については、十分な周波数抑制効果を得るために 0 と設定した。また、目標値修正時の位置決め時間が従来に比べて短縮できることを確認する目的で、後述の実機検証で比較対象に用いる従来法である台形波状加速度指令での位置決め時間と同程度となるよう、移動時間 T を試行錯誤的に 241.75 ms と決定した。

修正目標波形の生成

位置決めの基本となる移動距離 100 mm の位置指令に対して、 $T_{cr}=190$ ms の時点で重畳する ± 3 mm の修正目標波形を、拡張 Jerk 最小軌道により設計する。すなわち、図 6.1(b) の T_{cr} 後の太線部に対応する加速度指令を拡張 Jerk 最小軌道により生成し、その前

表 6.1: 制振位置指令生成用パラメータ

target position	L	[mm]	100
moving time	T	[ms]	241.75
number of target vib. mode	n		2
target freq. of 1st mode	ω_1	[rad/s]	$2\pi \times 32$
target freq. of 2nd mode	ω_2	[rad/s]	$2\pi \times 50$
damping coeff.s	ζ_1, ζ_2		0
correction of target position	L_{ext}	[mm]	± 3
correction time in command	T_{ext}	[ms]	51.75

後で Jerk 波形の連続性を実現する指令を生成する。なお、移動時間を $T = 241.75 \text{ ms}$ と設定したので、修正波形設計パラメータは、表 6.1 下段に示すように移動距離 $L_{ext} = \pm 3 \text{ mm}$ 、移動時間 $T_{ext} = 51.75 (= T - T_{cr}) \text{ ms}$ となる。なお、この場合も抑制角周波数 ω_i と減衰係数 ζ_i は表 6.1 上段と同等とした。

重畳する修正目標値の Jerk 波形の連続性を評価する目的で、表 6.1 の L_{ext} 、 T_{ext} 、 ω_i 、 ζ_i を用いて Jerk 最小軌道及び拡張 Jerk 最小軌道それぞれによる設計結果を比較した。修正目標波形とその加速度波形を図 6.2 に、Jerk 波形を図 6.3 に、Jerk 波形の振幅スペクトルを図 6.4 に示す。

図 6.2 より、Jerk 最小軌道 (実線) 及び拡張 Jerk 最小軌道 (点線) 共にほぼ同等の修正波形が生成されていることが分かる。しかし、図 6.3 の Jerk 波形を比較すれば、点線の拡張 Jerk 最小軌道によって波形端点での連続性が実現できており、かつ端点での Jerk 波形ピーク値も抑えられている。さらに、図 6.4 の Jerk 波形振幅スペクトルでは、抑制周波数である 32、50 Hz のみならず、 $P_m(s)$ の 3 次モードである 200 Hz 近傍超の高域スペクトルを拡張 Jerk 最小軌道法によって大幅に抑制できていることが分かる。ただし、そ

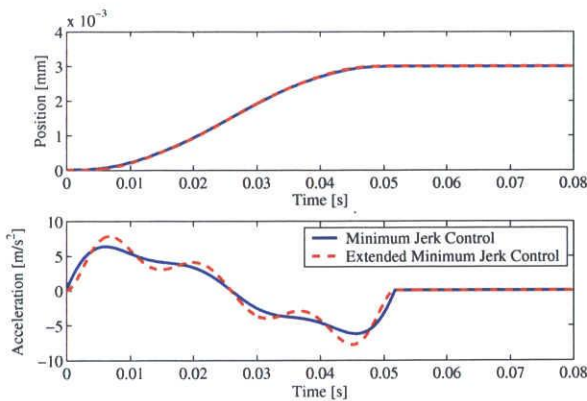


図 6.2: 修正目標波形とその加速度波形

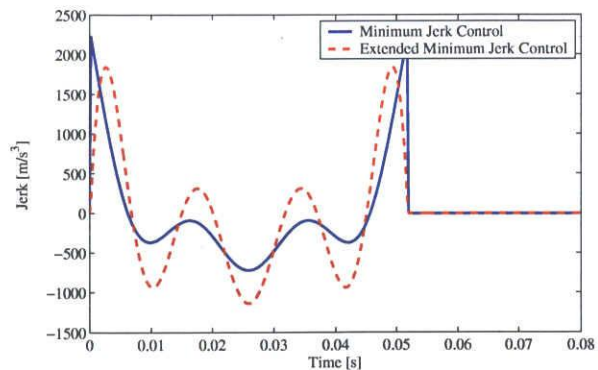


図 6.3: 修正目標波形の Jerk 波形

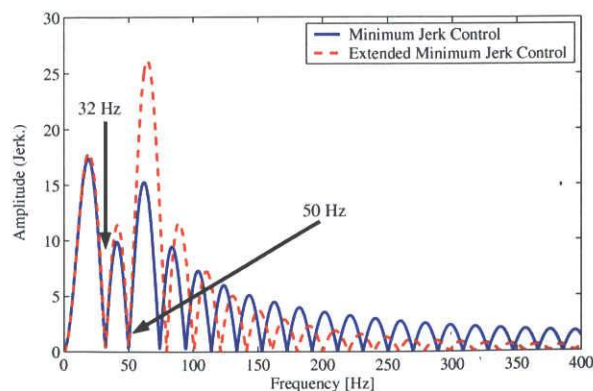


図 6.4: 修正目標波形の Jerk 波形振幅スペクトル

の高域のスペクトル抑圧の代償として移動速度を確保するエネルギーを補うために、50～80 Hz 帯の成分が増加していることに留意されたい。

6.2.3 従来法と提案法の位置指令比較

提案の修正目標波形生成法の有効性を検証するため、図 6.1(a) にその概念を示す従来法との比較を行った。それぞれの波形生成法を纏めれば、次のようになる。

1. 従来法：移動距離 100 mm の基本位置指令を台形波状の加速度指令を 2 階積分して生成する。また、 ± 3 mm の修正位置指令も同様に台形加速波形の 2 階積分によって生成する。そして、修正位置指令を T_{cr} で加える。ただし、これら基本位置指令と修正位置指令は機構振動に対する制振効果を付加していないので、生成された位置指令には、 $P_m(s)$ 及び $P_k(s)$ の 1 次振動モードである 32 Hz を減衰周波数とするノッチフィルタを通過させる。
2. 提案法：6.2.2 項の基本位置指令に対し、6.2.2 項の修正位置指令を T_{cr} の時点で加算する。

図 6.5, 6.6 に従来法と提案法による位置指令とその加速度波形を、図 6.7, 6.8 にそれぞれの方法に対する Jerk 波形の振幅スペクトルとして示す。ここで、図 6.5 と図 6.6 の垂直点線は、修正位置指令を加算する T_{cr} に相当する。図 6.7, 6.8 の対応する振幅スペクトルの比較から、1 次、2 次振動モードの制振と、200 Hz 超での高域スペクトルの低減が達成できている。

6.2.4 実験結果

提案法による位置決め性能を確認するため、供試ボールねじ駆動テーブル装置を用いて実験を行った。図 6.9 は従来法、図 6.10 は提案法による位置偏差応答波形実験結果であり、図中の一点鎖線は基本位置指令の場合、破線は修正量 +3 mm の場合、実線は修正量 -3 mm の場合の目標位置との位置偏差応答波形である。ここで、水平点線は目標位置と $\pm 5 \mu\text{m}$ の要求位置決め精度、垂直点線は 260 ms の要求整定時間をそれぞれ示す。

図 6.9 から、従来法で目標値修正を行わない場合には要求仕様を満足する位置決めを実現できているものの、修正位置指令を加算した場合には要求仕様を満足しない結果となっている。特に、-3 mm の修正動作においては、修正開始時間 T_{cr} での Jerk 波形の不連続性から高次振動モードが励起された結果、残留振動が発生して位置決め性能を著しく劣化している。一方、図 14 の提案法においては、修正位置指令を加算した場合も Jerk 波形の連続性を保証した結果、高次振動モードを励起することなく、本来の位置決め応答時に比べて 4 ms 程度の遅れが生ずるものの要求整定時間を満足する結果となっている。な

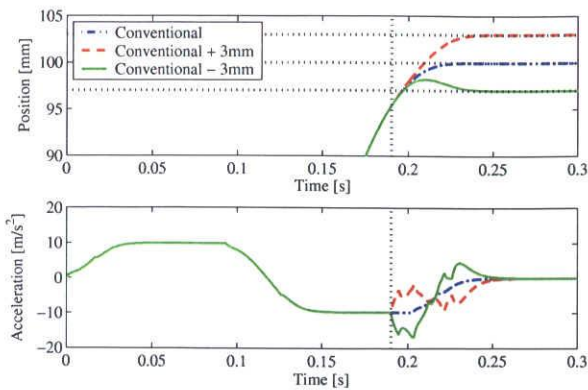


図 6.5: 従来法による位置指令とその加速度波形

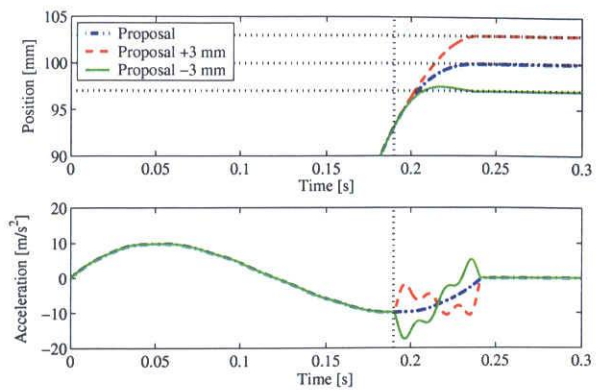


図 6.6: 提案法による位置指令とその加速度波形

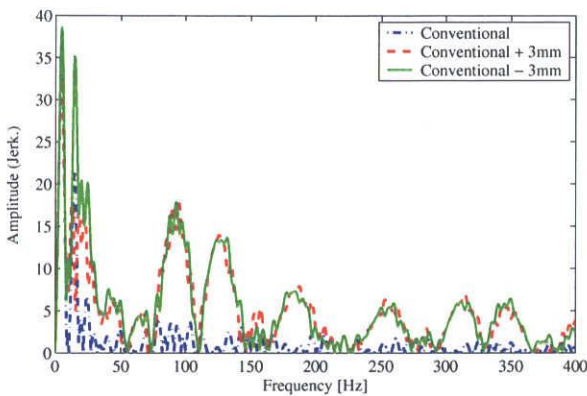


図 6.7: 従来法による Jerk 波形振幅スペクトル

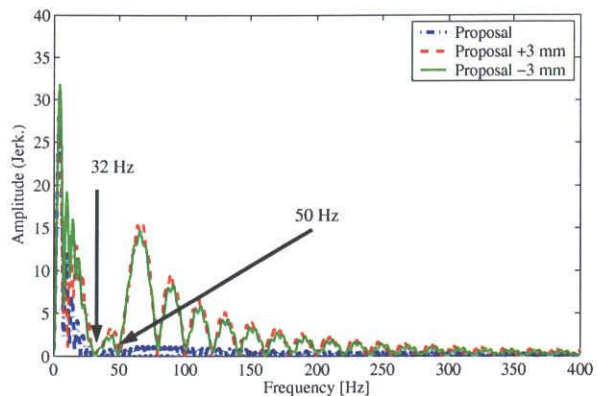


図 6.8: 提案法による Jerk 波形振幅スペクトル

お、修正量 +3 mm の場合は、提案法は従来法に比べて $2 \mu\text{m}$ 程度のオーバーシュート量の増加が見受けられるものの、要求位置決め精度を満足する範囲内で位置決め応答が実現できており、問題とならない。

一方、装置自身の位置決め性能に加えて機台振動に対する特性評価を実施した。図 6.9 に従来法、図 6.10 に提案法に対する機台加速度波形を示す。この場合、従来法と提案法を比較した場合、過渡応答中の機台加速度は同程度であるものの、 $T_{cr} = 190 \text{ ms}$ の修正位置指令加算時点以降においては、提案法では位置指令の高周波成分を抑制できた結果、提案法の機台加速度は従来法のそれに比べて、ピーク値で 30 % 程度の抑制が実現できている。

以上の結果、高次振動モードが励起されることなく要求整定時間を満足する応答を実現できることを、供試ボールねじ駆動テーブル装置を用いた実験により検証した。

6.3 プラント変動にロバストな位置指令生成

各種メカトロニクス機器の位置決め機構に対しては、生産能力や加工・組立精度向上の観点から、更なる高速・高精度な制御技術が要求されていることは周知であり、そこには

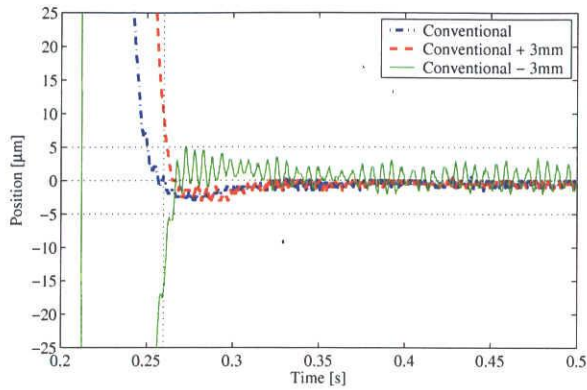


図 6.9: 従来法による位置偏差応答波形

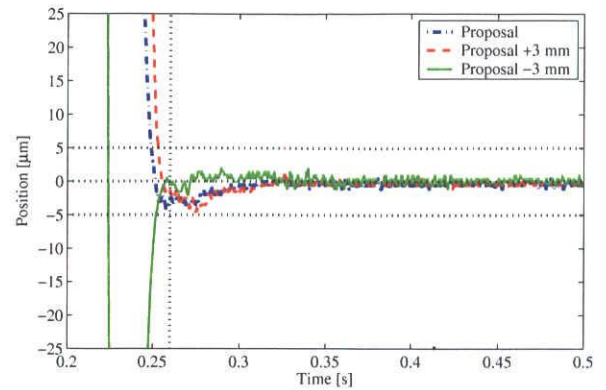


図 6.10: 提案法による位置偏差応答波形

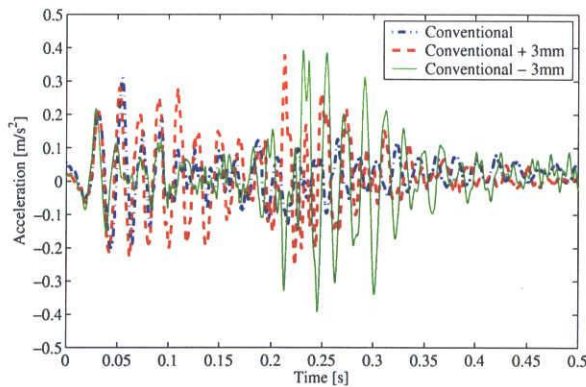


図 6.11: 従来法による機台振動

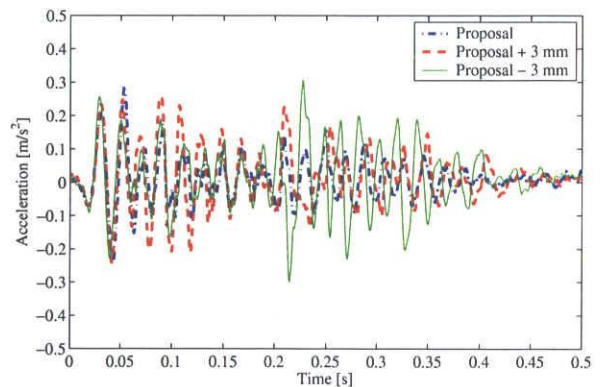


図 6.12: 提案法による機台振動

様々な問題が提起されている [87]。付帯設備を伴うテーブル駆動装置を例に挙げれば、高速性を追求するためにテーブルを高加減速度で駆動した場合、駆動系が設置されている機台はその反力を受け、機台全体が大きな共振振動（以下、機台振動）を励起してテーブル位置決め精度を劣化させる [8]。機台振動は設置床面を通して周辺機器へ悪影響を及ぼすことから、高速化や駆動力の増大に伴う諸問題の解決が必須となる。そこでは更に、制御入力飽和を始めとする状態量の制約や、経年・経時変化や個体差に起因する摩擦外乱や振動モード周波数の変動に対するロバスト性を考慮した制御系設計も望まれる。フィードフォワード補償を併用した2自由度制御系は、これら諸問題に対して極めて有効なアプローチの一つである。その場合、プラント変動に対する影響をフィードバック系の制御帯域拡大によって低減可能ではあるが、システムのむだ時間や振動モードによる安定性劣化により、十分な帯域を確保できない場合も少なくない。従って、実用的観点からも、フィードフォワード系のプラント変動に対するロバスト性向上も設計自由度の一つとなる。

各種状態量の制約や振動モード周波数変動に対するロバスト性を考慮したフィードフォワード制御入力生成に関する研究は、様々な制御対象・仕様に対して既に報告がなされて

いる。参考文献 [30] では、モード周波数近傍に仮想の振動モードを想定することで、周波数変動に対するロバスト性の確保を可能としている。しかし、速応性の自由度や状態量の制約については言及されていない。参考文献 [31] では、1 自由度振動系を対象に、振動周波数変動が生じた場合に残留振動を最小化するロバスト制御フィードフォワード制御入力を導出しているが、多自由度振動系への拡張は困難であり、状態量の制約も考慮していない。一方、参考文献 [32] では、制御入力飽和を状態量の制約と捉え、評価関数に振動モード周波数に対する重みを与えて、LMI(Linear Matrix Inequality: 線形行列不等式) 最小化問題へ帰着させて制御入力生成を実現している。その場合、周波数重みの設計によって周波数変動に対するロバスト性を確保可能であるが、定量的な変動に対する重みの決定には多大な試行錯誤が必要となる。

そこで、本節では、想定されるプラント変動をノミナルモデルに付加した設計モデルを扱うことで、状態量制約を課した LMI の枠組みでプラント変動を定量的に考慮したロバスト制御入力生成を提案する [88]。提案の手法は、時間領域で与えられる制御目標仕様及びモード周波数の変動幅を直接制約として指定することが出来るため、直感的かつ容易に設計者の意図を反映可能な特徴を有するものである。

6.3.1 実験装置の概要と位置決め制御系

本節で用いる供試リニアモータ駆動テーブル装置の概略図を図 6.13 に、その諸元を表 6.2 にそれぞれ示す。リニアモータの可動子は可動部であるテーブル背面に、固定子は機台上に設置されており、テーブルは 2 本のリニアガイドにより案内される。テーブル位置決め機構が設置される機台は 6 本のレベルングボルトにより設置床面に支持されており、

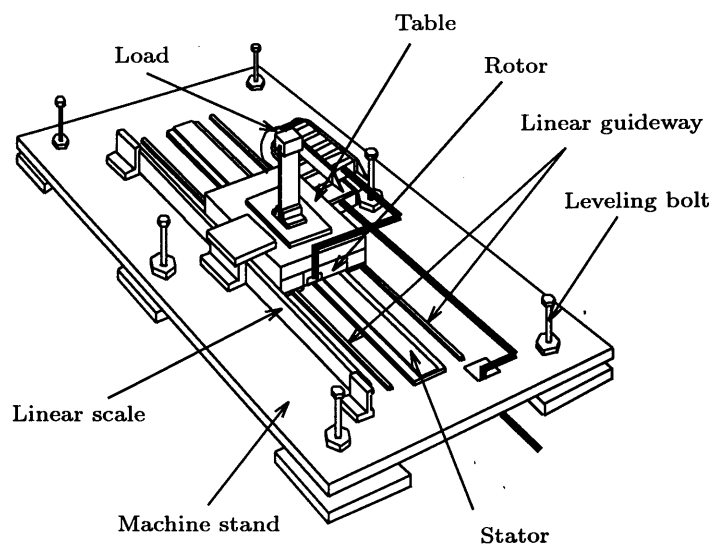


図 6.13: リニアモータ駆動テーブル装置概略図

表 6.2: 供試装置の諸元

rated output	880	[W]
rated force	140	[N]
table weight	7.3	[kg]
load weight	4.0	[kg]
scale resolution	0.5	[$\mu\text{m}/\text{pulse}$]

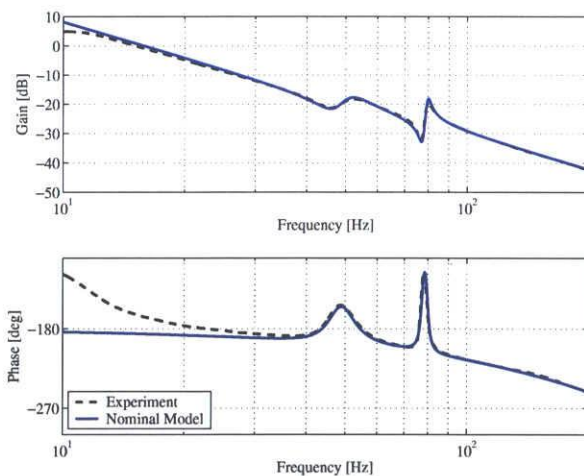


図 6.14: 推力指令値からテーブル・機台相対変位までの周波数特性

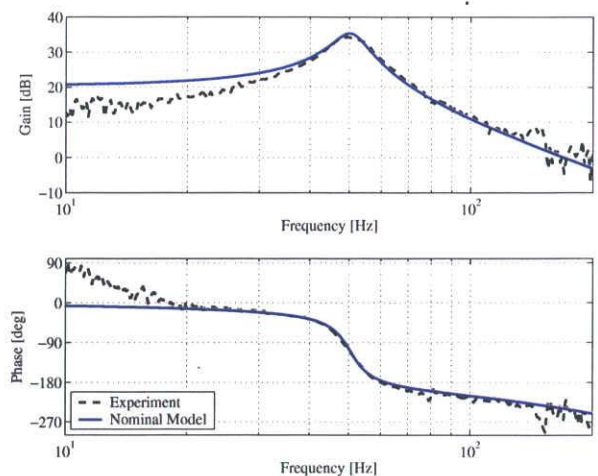


図 6.15: 推力指令値から機台変位までの周波数特性

テーブル駆動時にテーブルからの駆動反力により機台振動が励起される。また、実働する産業機械の負荷共振を模擬するために、テーブルには共振特性を示すアームと重りによる付帯設備が設置されている。テーブル位置検出用のリニアスケールは機台に取り付けられており、そこから得られるテーブル・機台相対変位をフィードバックすることで、フルクロード位置制御系を構成する。また、機台変位の検証用に、床面にレーザ変位計を設置して機台絶対変位を観測する。

制御入力である推力指令からテーブル・機台相対変位まで及び機台変位までの周波数特性を、図 6.14 と図 6.15 の破線でそれぞれ示す。両図より、供試装置は 51.0 Hz に機台振動である 1 次振動モードと、80.2 Hz に付帯設備による 2 次振動モードを有していることが分かる。

図 6.14 と図 6.15 に対して、制御入力 $u(t)$ からテーブル・機台相対変位 $y_t(t)$ 、機台変位 $y_s(t)$ までのノミナルモデルを、剛体モードと 1 次及び 2 次振動モードの和である $P_t(s)$ 、1 次振動モードのみの $P_s(s)$ として (6.11)、(6.12) 式でそれぞれ表現する。

$$P_t(s) = K_t \left(\frac{K_0}{s^2} + \sum_{i=1}^2 \frac{K_i}{s^2 + 2\zeta_i \omega_i s + \omega_i^2} \right) e^{-Ls} \quad (6.11)$$

表 6.3: ノミナルモデルパラメータ

K_t	70.0	[N/V]	K_0	142.5	[mm/Ns ²]
K_1	18.0	[mm/Ns ²]	K_2	8.9	[mm/Ns ²]
ω_1	$2\pi \times 51.0$	[rad/s]	ζ_1	0.083	
ω_2	$2\pi \times 80.2$	[rad/s]	ζ_2	0.011	
K_s	16.0	[mm/Ns ²]	L	870.0	[μ s]

$$P_s(s) = K_t \frac{K_s}{s^2 + 2\omega_1\zeta_1s + \omega_1^2} e^{-Ls} \quad (6.12)$$

ここで、 K_t は推力定数、 K_0 、 K_i 、 K_s はモード係数、 ω_i はモード固有角周波数、 ζ_i はモード減衰係数、 L は電流制御系を含むシステム全体のむだ時間である。表 6.3 に各パラメータを、図 6.14 と図 6.15 の実線でその周波数特性を示す。さらに、後述の制御系設計に用いるため、(6.11)、(6.12) 式を (6.13) 式のように状態空間で表現し、制御対象モデル $P_c(s)$ とする。

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}(t) \\ \mathbf{y}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_c & \mathbf{B}_c \\ \mathbf{C}_c & \mathbf{D}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ u(t-L) \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

$$\mathbf{x}(t) = [x_0(t) \ \dot{x}_0(t) \ x_1(t) \ \dot{x}_1(t) \ x_2(t) \ \dot{x}_2(t)]^T \quad (6.14)$$

$$\mathbf{y}(t) = [y_t(t) \ y_s(t)]^T \quad (6.15)$$

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_1^2 & -2\zeta_1\omega_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_2^2 & -2\zeta_2\omega_2 \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

$$\mathbf{B}_c = K_t \cdot [0 \ K_0 \ 0 \ K_1 \ 0 \ K_2]^T \quad (6.17)$$

$$\mathbf{C}_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_s}{K_1} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

$$\mathbf{D}_c = [\mathbf{O}_{2 \times 1}] \quad (6.19)$$

ここで、 $x_0(t)$ は剛体モード変位、 $x_1(t)$ は 1 次振動モード変位、 $x_2(t)$ は 2 次振動モード変位である。

6.3.2 位置決め仕様と 2 自由度位置決め制御系

本節での図 6.13 の制御対象に対する位置決め仕様は、テーブル 2.0 mm ストロークの位置決め動作に対して、制御入力飽和 4.0 V の下で指令開始後 45 ms(サンプル時間 T_s)

= 500 μs で 90 サンプルに相当) 以内にテーブル・機台相対変位の制御偏差を $\pm 5 \mu\text{m}$ 以下に整定させると共に、機台の最大変位を 30 μm 以下、及び位置決め整定以後の機台変位の残留振動最大振幅を 2.5 μm 以下にすることである。また、設置床面の条件変化や付帯設備振動モード変化を考慮し、1次・2次振動モードの周波数がそれぞれ $\pm 10\%$ 、 $\pm 1\%$ 変動した場合に対しても、位置決め仕様を満足し得るロバストな制御性能の実現を目指す。

テーブル・機台相対変位の目標値追従性向上を目的に、図 6.16 の 2 自由度ロバスト制御 [78, 89] に基づく位置決め制御系を構成する。図中、 u^* は後述する LMI によって生成される推力フィードフォワード入力、 P_t は (6.11) 式の制御入力からテーブル・機台相対変位までのノミナルモデルであり、 $r = P_t u^*$ は y_t が追従すべき軌跡指令値である。さらに、 u はモータ推力指令値、 d は外乱である。 C_p 、 C_v はそれぞれ位置制御器、速度制御器、 $Dif.$ はサンプル時間 T_s による後退差分器である。 \hat{d} は外乱オブザーバ DOB の推定出力であり、参考文献 [39] と同様、スミス法によるむだ時間補償要素を含めて設計した。 C_v は、(6.20) 式の機台振動を考慮した 2 慣性モデルと (6.21) 式のローパスフィルタを用いて (6.22) 式で表され、 ω_{wv} が速度制御ループの制御帯域を決定する [78]。

$$P_{2M}(s) = K_t \left(\frac{K_0}{s^2} + \frac{K_1}{s^2 + 2\zeta_1 \omega_1 s + \omega_1^2} \right) \quad (6.20)$$

$$G_{wv}(s) = \frac{\omega_{wv}}{s + \omega_{wv}} \quad (6.21)$$

$$C_v(s) = \frac{G_{wv}(s)}{1 - G_{wv}(s)} \cdot \frac{1}{s P_{2M}(s)} \quad (6.22)$$

また、 C_p は次式の位置比例・微分補償器としている。

$$C_p(s) = K_p + K_d s \quad (6.23)$$

各制御器のフリーパラメータの決定に際しては、外乱オブザーバによるプラント特性のノミナル化を目指し、外乱オブザーバの帯域を速度ループの帯域 ω_{wv} より高く設計する。共振周波数変動が生じた場合においても、安定性を害さない範囲で最大限帯域を拡大するよう、 $\omega_{wv} = 2\pi \times 50 \text{ rad/s}$ 、 $K_p = 300$ 、 $K_d = 1.5$ 、外乱オブザーバの帯域を $2\pi \times 120 \text{ rad/s}$ と与えた。図 6.17 は、ノミナル状態及び 1 次振動モード周波数が $\pm 10\%$ 変動した

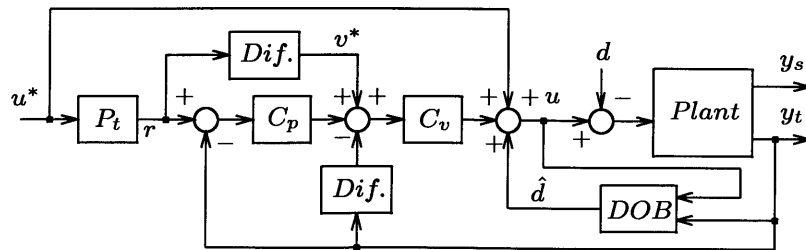


図 6.16: 2 自由度ロバスト制御系ブロック線図

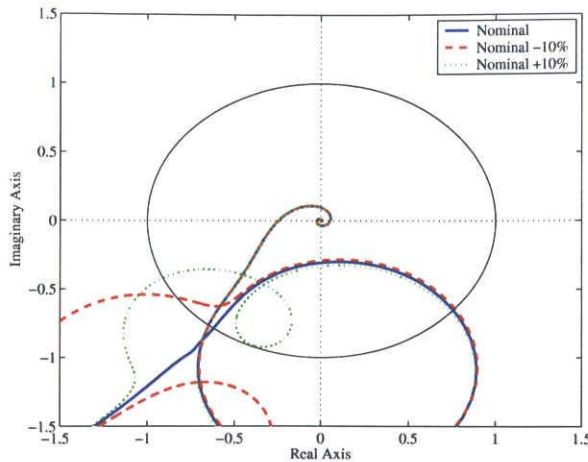


図 6.17: 2 自由度ロバスト制御系でのナイキスト線図

場合の位置制御系ナイキスト線図である。図より，共振周波数が変動した場合においても，十分な安定性を有する制御系となっていることが確認できる。

6.3.3 プラント変動を考慮した位置指令生成手法

以下では，先に示した制御仕様を満足可能な，機構振動を抑制した高速・高精度位置決めの実現を目的に，各種状態量の制約，モード周波数変動に対するロバスト性を考慮した位置指令生成を目指す。提案法では，以下の 4 点を考慮してフィードフォワード制御入力 u^* を設計する。

- 1) 速応性の規定：所望のステップ数 N (サンプル時間 T_s) による応答時間を指定する。
- 2) 制御状態量に対する制約：フィードフォワード制御入力 u^* の飽和及び機台変位 y_s の最大振幅に対する制約条件を与える。
- 3) 高周波数成分の抑制：高周波数領域でのモデル化誤差に起因した不要な振動励起の防止や騒音低減を考慮し，フィードフォワード制御入力 u^* の高周波数成分抑制を行う。この実現には， u^* の差分値二乗和の抑制を図る。
- 4) プラント変動に対するロバスト性：制御対象のノミナルモデル $P_c(s)$ に対して，1, 2 次振動モード周波数の変動を定量的に与えた変動モデル $P_{ce}(s)$ を付加した設計モデル $P'_c(s)$ を導入する。そして， $P'_c(s)$ の状態量に対して制約条件を課すことで，ロバスト性を確保する。

なお，参考文献 [89] は上記 1), 2), 3) を考慮した設計法となっており，以下ではそれを従来法と呼び，その具体的な解法を付録 B に示す。

6.3.4 プラント変動を考慮した指令生成

(6.13) 式の制御対象 $P_c(s)$ に対して、図 6.18 に示されるように積分器 $\frac{1}{z-1}$ を付加した拡大系離散値プラント $P(z)$ を設計モデルとする。ここで、 $P_c(z)$ はサンプル時間 T_s の零次ホールドによって $P_c(s)$ を離散化したノミナルモデルである。ここでは、 $P(z)$ を次式で状態表現する。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}[k+1] \\ u^*[k+1] \\ \mathbf{y}[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_d & \mathbf{B}_d & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & 1 & 1 \\ \mathbf{C}_d & \mathbf{D}_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}[k] \\ u^*[k] \\ u_d^*[k] \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

$$\mathbf{y}[k] = [u^*[k] \quad y_t[k] \quad y_s[k]]^T \quad (6.25)$$

ここで、 $u_d^*[k]$ は $u^*[k]$ の差分値であり、 $\mathbf{A}_d, \mathbf{B}_d, \mathbf{C}_d, \mathbf{D}_d$ は連続時間システムの係数行列 $\mathbf{A}_c, \mathbf{B}_c, \mathbf{C}_c, \mathbf{D}_c$ をサンプル時間 T_s の零次ホールドによって離散化したものである。なお、制御入力生成時はシステムのむだ時間を考慮する必要がないため、(6.24) 式にはむだ時間を含ませていないことに留意されたい。さらに、後述の $u^*[k]$ に対する評価を目的に、 $\mathbf{C}_c, \mathbf{D}_c$ を次式のように再定義する。

$$\mathbf{C}_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_s}{K_1} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

$$\mathbf{D}_c = [\mathbf{O}_{3 \times 1}] \quad (6.27)$$

提案法では、プラント変動に対するロバスト性を確保するために、想定される変動を与えた変動モデル $P_{ce}(s)$ をノミナルモデル $P_c(s)$ に付加した設計モデルに対して、状態量に制約を課して指令生成を行う。そこで、(6.28) ~ (6.33) 式に示す変動モデルを付加した拡大系プラント $P'_c(s)$ の状態表現に、従来法同様積分器を付加した拡大系プラント $P'(z)$ を図 6.19 に示す。

$$\mathbf{A}'_c = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_c & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{A}_{ce} \end{bmatrix} \quad (6.28)$$

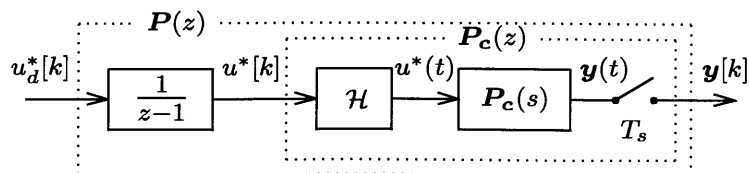


図 6.18: 拡大系プラント

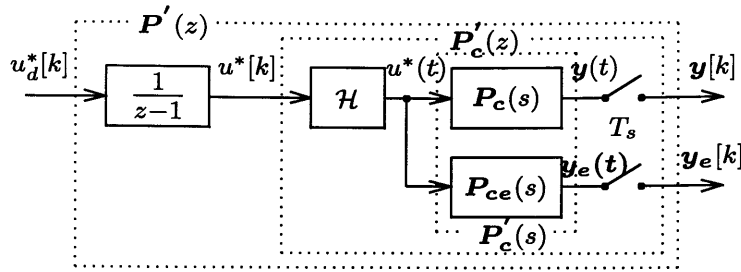


図 6.19: 変動モデルを含む拡大系プラント

$$\mathbf{B}'_c = \begin{bmatrix} \mathbf{B}'_c & \mathbf{B}'_{ce} \end{bmatrix}^T \quad (6.29)$$

$$\mathbf{C}'_c = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_c & \mathbf{C}_{ce} \end{bmatrix} \quad (6.30)$$

$$\mathbf{D}'_c = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_c + \mathbf{D}_{ce} \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

$$\mathbf{x}'(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}^T(t) & \mathbf{x}_e^T(t) \end{bmatrix}^T \quad (6.32)$$

$$\mathbf{y}'(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{y}^T(t) & \mathbf{y}_e^T(t) \end{bmatrix}^T \quad (6.33)$$

ここで、 \mathbf{A}_{ce} 、 \mathbf{B}_{ce} 、 \mathbf{C}_{ce} 、 \mathbf{D}_{ce} は変動モデル $P_{ce}(s)$ の各係数行列、 $\mathbf{x}_e(t)$ 、 $\mathbf{y}_e(t)$ は変動モデルの状態量と出力変数である。具体的な $P_{ce}(s)$ は、1次、2次振動モード周波数をそれぞれ変動させたものであり、後述の制約を課す $\mathbf{y}_e(t)$ に対応した \mathbf{C}_{ce} 、 \mathbf{D}_{ce} 行列を定義する。各変数、係数行列の定義は以下の通りである。

$$\mathbf{x}_{(i,w)}(t) = \begin{bmatrix} x_{(i,w)}(t) & \dot{x}_{(i,w)}(t) \end{bmatrix}^T \quad (6.34)$$

$$\mathbf{x}_e(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{(1,-w_{1e})}^T(t) & \mathbf{x}_{(1,+w_{1e})}^T(t) & \mathbf{x}_{(2,-w_{2e})}^T(t) & \mathbf{x}_{(2,+w_{2e})}^T(t) \end{bmatrix}^T \quad (6.35)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_e(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{se\pm}^T(t) & \mathbf{y}_{2te\pm}^T(t) \end{bmatrix}^T \\ &= \begin{bmatrix} y_{se-}(t) & y_{se+}(t) & y_{2te-}(t) & y_{2te+}(t) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (6.36)$$

$$\mathbf{A}_{(i,w)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -(\omega_i \cdot (1 + \frac{w}{100}))^2 & -2\zeta_1(\omega_i \cdot (1 + \frac{w}{100})) \end{bmatrix} \quad (6.37)$$

$$\mathbf{A}_{ce} = \text{diag} \left[\mathbf{A}_{(1,-w_{1e})} \quad \mathbf{A}_{(1,+w_{1e})} \quad \mathbf{A}_{(2,-w_{2e})} \quad \mathbf{A}_{(2,+w_{2e})} \right] \quad (6.38)$$

$$\mathbf{B}_{ce} = K_t \cdot \begin{bmatrix} 0 & K_1 & 0 & K_1 & 0 & K_2 & 0 & K_2 \end{bmatrix}^T \quad (6.39)$$

$$C_{ce} = \begin{bmatrix} \frac{K_s}{K_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{K_s}{K_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.40)$$

$$D_{ce} = [O_{4 \times 1}] \quad (6.41)$$

$$\mathbf{x}_e(t) \in \mathcal{R}^{8 \times 1}, \quad \mathbf{y}_e(t) \in \mathcal{R}^{4 \times 1}$$

$$A_{ce} \in \mathcal{R}^{8 \times 8}, \quad B_{ce} \in \mathcal{R}^{8 \times 1}, \quad C_{ce} \in \mathcal{R}^{4 \times 8}, \quad D_{ce} \in \mathcal{R}^{4 \times 1}$$

ここで、添え字 (i, w) は i 次モードを w %変動させた変動モデルの状態量、係数行列を示しており、 w_{1e} は1次振動モード周波数変動幅、 w_{2e} は2次振動モード周波数変動幅、 $\mathbf{y}_{se\pm}$ は変動モデルの機台変位、 $\mathbf{y}_{2te\pm}$ は変動モデルの2次振動モード変位である。

さらに、(6.24) 式同様、(6.28) ~ (6.33) 式を基に離散化した $\mathbf{P}'(z)$ の状態方程式を次式で表現する。

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}'[k+1] \\ u^*[k+1] \\ \mathbf{y}'[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}'_d & \mathbf{B}'_d & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & 1 & 1 \\ \mathbf{C}'_d & \mathbf{D}'_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}'[k] \\ u^*[k] \\ u^*_d[k] \end{bmatrix} \quad (6.42)$$

ここで、 $\mathbf{A}'_d, \mathbf{B}'_d, \mathbf{C}'_d, \mathbf{D}'_d$ は連続時間システムの係数行列 $\mathbf{A}'_c, \mathbf{B}'_c, \mathbf{C}'_c, \mathbf{D}'_c$ をサンプル時間 T_s の零次ホールドによって離散化したものである。

以上のシステムに対して、初期状態 $\mathbf{x}'[0] = \mathbf{O}$ から、 N ステップ後にテーブル位置が目標値 $X_r (= 2.0 \text{ mm})$ に到達し、かつ機構振動を抑制するために、ノミナルモデルの状態量に対して終端状態を

$$\mathbf{x}[N] = [X_r \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (6.43)$$

と与える。一方、フィードフォワード制御入力及び機台変位への制約条件を

$$-u_m < u^*[k] < u_m \quad (k = 1, \dots, N-1) \quad (6.44)$$

$$-y_{sm} < y_s[k] < y_{sm} \quad (k = 1, \dots, N-1) \quad (6.45)$$

とする。ここで、 u_m, y_{sm} はそれぞれフィードフォワード制御入力に対する飽和値、機台変位に対する最大振幅値である。

次に、プラント変動に対するロバスト性能を実現するために、変動モデルの状態量に対する制約条件を与える。この制約条件によって、変動が生じた際の各状態量を指令生成時に直接考慮することで、プラント変動に対するロバスト性能を定量的に指定できる。そこで、(6.44) 式、(6.45) 式の制約条件に加えて、変動モデルの機台変位 $\mathbf{y}_{se\pm}$ 及び2次振動

モード変位 $y_{2te\pm}$ に対して、指令生成区間 N 及び N ステップ以後 N_m ステップ間に以下の制約条件を与える。

$$-y_{sm} < y_{se\pm}[k] < y_{sm} \quad (k = 1, \dots, N-1) \quad (6.46)$$

$$-y_{sem} < y_{se\pm}[k] < y_{sem} \quad (k = N, \dots, N+N_m) \quad (6.47)$$

$$-y_{2tem} < y_{2te\pm}[k] < y_{2tem} \quad (k = N, \dots, N+N_m) \quad (6.48)$$

ここで、(6.47)、(6.48) 式は目標変位への整定以降の残留振動を扱っていることを意味する。以上のように N ステップ以降に対して制約条件を与えることで、変動モデルにおけるロバスト性を直接考慮した設計としていることから、(6.43) 式において変動プラントの状態量に対する終端条件を考慮する必要はない。なお、(6.46) 式～(6.48) 式の上下限値は本来ベクトルとして定義すべきものであるが、設計パラメータ増加による設計の煩雑さを考慮し、スカラーとして表現していることに注意されたい。

以上の制約を課した上で、(B.5) 式に対応して、次式の 2 次形式評価関数を LMI 最小化問題へ帰着させ、フィードフォワード制御入力ベクトル $U^* \in \mathcal{R}^{N \times 1}$ を生成する。

$$J = \sum_{k=0}^{N-1} u_d^*[k]^2 \quad (6.49)$$

本評価関数は、フィードフォワード制御入力の差分値の二乗和を最小化することで、高周波数成分を抑制した滑らかな制御入力を生成するものである [32, 89]。以上の結果、(6.42)～(6.48) 式より導出される LMI を連立させ、各種制約条件を満たした上で (6.49) 式で与えられる評価関数 J を最小とするフィードフォワード制御入力ベクトル U^* が付録 B と同様に計算できる。なお、提案法では (B.24) 式の導出過程において、(B.18) 式～(B.24) 式中の N を $N + N_m$ とすれば良い。

6.3.5 LMI 最小化問題の可解性と評価値

LMI 最小化問題はいかなる制約下でも可解となる保証はないため、具体的な設計フリーパラメータの設定に際しては、可解性を事前に検討することが必須である。6.3.4 項で示した提案法において、設計モデル及び制約条件を定義する設計フリーパラメータは、 N 、 u_m 、 y_{sm} 、 w_{1e} 、 w_{2e} 、 y_{sem} 、 y_{2tem} の計 7 つである。6.3.2 項で示した制御仕様によれば、 $N \leq 90$ 、 $u_m \leq 4 \text{ V}$ 、 $y_{sm} \leq 30 \text{ }\mu\text{m}$ 、 $y_{sem} \leq 2.5 \text{ }\mu\text{m}$ 、 $w_{1e} \leq 10 \%$ 、 $w_{2e} \leq 1 \%$ と与えられている。ここでは、摩擦等の外乱補償分を考慮して u_m は 3 V に、 y_{sm} は 30 μm 、 y_{2tem} はリニアスケール分解能にあたる 0.5 μm とそれぞれ固定する。一方、それ以外の 4 つの設計フリーパラメータは、LMI が可解な範囲内でより制約を厳しく課し、高速性、変動に対するロバスト性、高周波数成分の抑制のトレードオフを考慮した U^* の生成を目指す。そこで、以下ではそのトレードオフを考慮した具体的なフリーパラメータを決定す

るにあたり、LMIの可解性と評価値の関係を検討する。

図6.20は、 $w_{1e} = 10\%$ 、 $w_{2e} = 1\%$ の下でステップ数 N を変化させた際の、LMI最小化問題が可解となる最小の機台変位最大振幅 y_{sem} をプロットしたものである。図6.20は、 N が大きくなるほど y_{sem} を小さくしても可解であることを示しており、この場合は $N < 62$ では $y_{sem} \leq 2.5 \mu\text{m}$ を実現できないことを意味している。一方、 $N > 80$ では、プラント変動が生じて機台残留振動を励起しない指令生成が可能であることを示唆している。一方、図6.21は、図6.20に対応して、LMIが可解となる範囲内で各 N と y_{sem} に対して(6.49)式の評価関数 J を計算して3次元でプロットしたものである。図から、LMIが可解であったとしても、 N を小さくする又は y_{sem} を小さくすれば J が急激に増加する、すなわち制御入力の高周波数成分が増大することが分かる。従って、実際の設計では、高周波数成分の抑制を考慮した N 、 y_{sem} の選択が必要である。

図6.22は、 $N = 72$ 、 $y_{sem} = 2.5 \mu\text{m}$ の下で、1次、2次振動モード周波数変動(それぞれ $\pm 10\%$ 、 $\pm 5\%$)に対する評価値 J の関係をプロットしたものである。図より、1次振動モード周波数変動幅が $\pm 5\%$ を超えると急激に評価値が増加しており、それに伴ってフィードフォワード制御入力の高周波数成分も増大することが分かる。一方、2次振動モード周波数変動幅は1次のそれに比べ評価値に与える影響は小さく、2次は1次に対して従属的な関係に近いことが確認できる。これは、同振幅の正弦波で周波数が異なる場合、高周波数となればなるほどエネルギーが減少することから、2次振動モード周波数帯での成分の抑制は、1次のそれに比べて制御入力に対する影響が小さくなるためである。これらの図より、高速性(N)、ロバスト性(w_{1e} 、 w_{2e} 、 y_{sem})、高周波数成分の抑制(評価値 J)間のトレードオフが確認でき、設計フリーパラメータの決定に際しては、これらの優先度を明確にしておく必要がある。

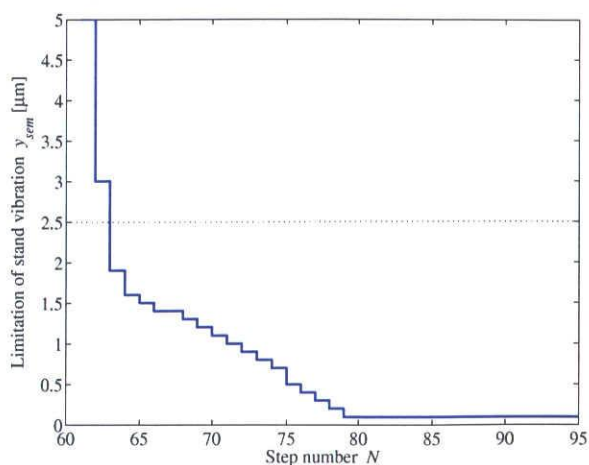


図 6.20: ステップ数に対する機台変位最大振幅

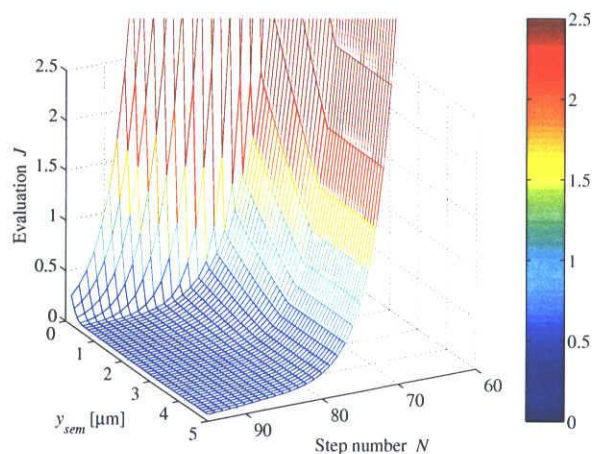


図 6.21: ステップ数、機台変位最大振幅と、評価値の関係

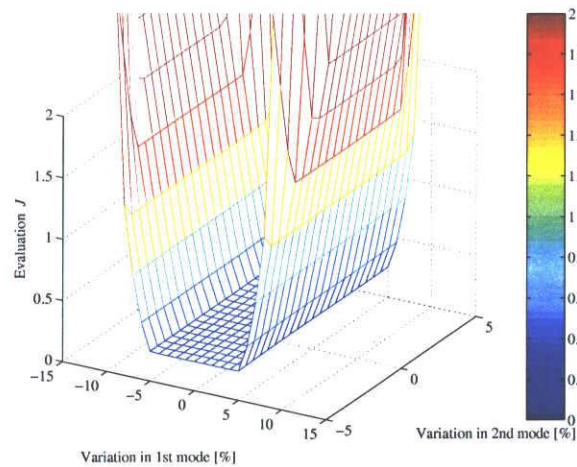


図 6.22: 1, 2 次次振動モード変動と評価値の関係

そこで次章にて、目標精度を害さない範囲内で、主に速応性及びプラント変動に対するロバスト性を重視した設計を行う。具体的には $w_{1e}=10\%$ 、 $w_{2e}=1\%$ の条件下で、 J が過度に大きくならない範囲内において制御精度及び速応性を N 、 y_{sem} によって調整するものとする。

6.3.6 シミュレーション及び実験による提案手法の有効性検証

6.3.5 項の考察を踏まえ、本論文では、速応性及びロバスト性を重視し、 $N = 75$ 、 $w_{1e}=10\%$ 、 $w_{2e}=1\%$ 、 $y_{sem}=1.0\ \mu\text{m}$ として指令生成を実施した。従来法 (プラント変動を考慮せず) 及び提案法によって生成された制御入力及びその周波数特性を、それぞれ破線及び実線で図 6.23 に示す。上段の制御入力波形には、水平点線で状態量制約である入力飽和 ($\pm 3\ \text{V}$) を、下段の制御入力周波数特性中には、1, 2 次振動モードのノミナル周波数を縦点線で併記している。図から、提案法は制御入力飽和内で所望の両振動モード周波数帯の成分を十分抑制できていることが分かる。特に 1 次モード付近では、 $\pm 10\%$ の周波数帯 (約 $45\sim 55\ \text{Hz}$) で従来法のゲインに比して $6\ \text{dB}$ 以上の抑制が実現できており、周波数変動に対するロバスト性が見込まれる。また、2 次モード付近では提案法に比べ従来法のゲインが小さく、制振効果が高いものと判断できるが、提案法においては、2 次モード変動下においてもその影響がエンコーダ分解能以下となるよう制約を課しているため、性能上特に問題ないことに留意されたい。しかし、これら振動モード周波数帯でのゲイン抑制の結果、 $100\ \text{Hz}$ 以降のゲインが大幅に増大し、上段の時間応答にも高周波数成分が顕著に表れている。すなわち、同等な速応性 (ステップ数) の条件下では、入力の高周波数成分抑制とモード周波数変動に対するロバスト能力がトレードオフの関係にあることに他なら

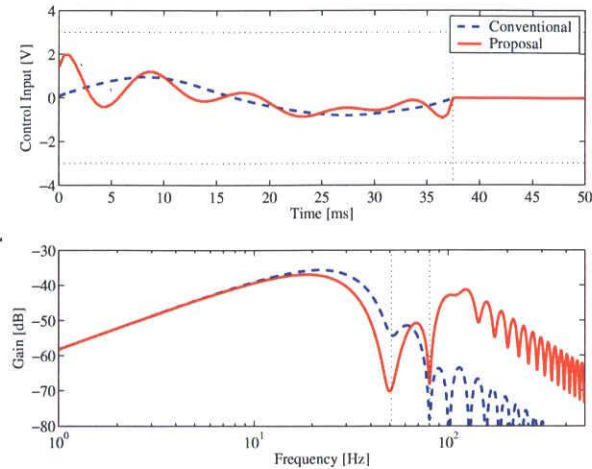


図 6.23: 制御入力及び制御入力周波数特性

ない。

6.3.7 位置決め応答シミュレーション

6.3.6 項で生成したフィードフォワード制御入力を用い、位置決めシミュレーションを行った。まず、ノミナル性能を比較するために、制御対象と設計モデルパラメータが同一の場合で位置決めを行った結果を、図 6.24、図 6.25 に青実線で示す。図中、上段に制御入力、中段にテーブル・機台相対変位の偏差応答 ($X_r - y_t$: X_r は目標値)、下段に機台変位応答である。なお、垂直点線は 45 ms の目標整定時間、中段水平点線は $\pm 5 \mu\text{m}$ の偏差目標値を、下段水平点線は $\pm 2.5 \mu\text{m}$ の機台残留振動目標値を、それぞれ示している。両図から、両手法共に設計時に指定した各制約条件を満足した残留振動のない応答を実現できており、ノミナル状態では両手法間に大きな違いはない。

次に、振動モード周波数変動に対するロバスト性能を検証する。制御対象の 1 次振動モード周波数を ± 10 及び ± 5 %、2 次振動モード周波数を -1 % それぞれ変動させて位置決めシミュレーションを行った結果を、図 6.24、図 6.25 に示す。両図中、赤破線で 1 次モードが $+10$ % 変動時、水色実線で $+5$ % 変動時、桃破線で -5 % 変動時、緑鎖線で -10 % 変動時の各応答を示す。プラント変動が生じた場合、従来法ではテーブル位置及び機台変位共に大きな残留振動が発生し、制御仕様を満足していない。一方、提案法では残留振動を抑制し、制御仕様をすべて満足する応答が実現されている。また、従来法において図 6.24 の比較より、 -10 % 変動時は $+10$ % 変動時に比して大きな機台変位に残留振動が生じていることが確認できる。この理由としては、両手法共に高周波数成分の抑制を考慮した上で制御入力を生成していることから、図 6.23 下段の制御入力周波数特性から確認できるように、共振周波数より低域側のゲインに比べ高域側のゲインの方が小さくなる

ため、+10 %変動時には大きく制御性能が劣化しない。そこで次章では、ノミナル性能、1次振動モード周波数が-10 %変動時の2通りについて実験検証を実施する。

6.3.8 実験による検証

6.3.7 項のシミュレーションによる検証に対応し、ここでは提案法の有効性を供試装置を用いた位置決め実験により検証する。まず、シミュレーションと同様ノミナル性能を評価すべく、ノミナル状態の制御対象に対して実験を行った結果を図 6.26 に示す。図の並びは図 6.24 と同等であり、破線で従来法、実線で提案法を比較し示してある。図より、シミュレーション同様ノミナル状態では両手法間に大きな違いは見られず、共に制御仕様を満足した応答が得られている。

一方、図 6.13 で説明した機台を支持するレベリングボルトを調整することで、1次振動モード周波数を 45.2 Hz と約 -10 % 低減し、ロバスト性能を検証した。図 6.27 に、破線で従来法、実線で提案法の応答をそれぞれ示す。図 6.24、図 6.25 のシミュレーション結果に比して、偏差波形と機台変位波形共に残留振動が若干増大しているものの、提案法は従来法に比べ残留振動を十分に抑制できており、テーブル・機台相対変位及び機台変位は所望の応答が実現され、ロバスト性能の具備が明らかである。なお、数値シミュレーションと実験波形の相違は、プラントモデルに対するモデル化誤差や、非線形摩擦の影響であると考えられるが、これらの不確定要素の影響を含めても制御仕様は満足できており、提案法の有効性が実機で検証されたと言えよう。

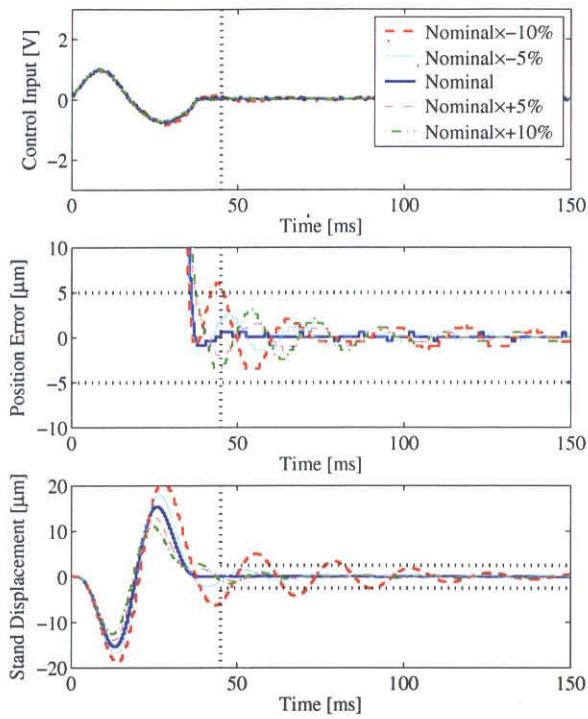


図 6.24: 従来法による位置決めシミュレーション結果

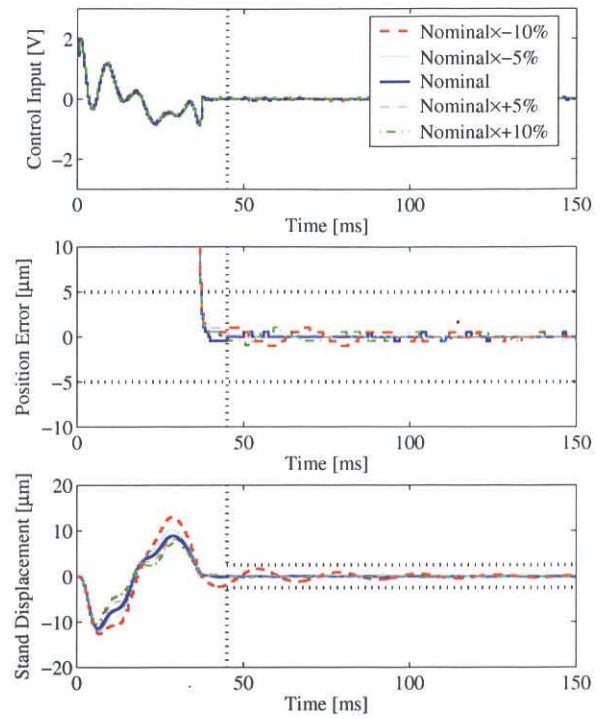


図 6.25: 提案法による位置決めシミュレーション結果

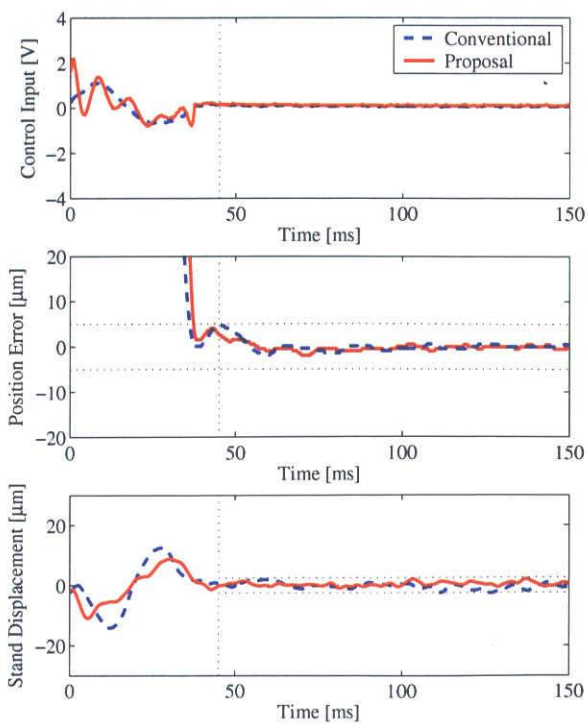


図 6.26: ノミナル時における位置決め実験結果

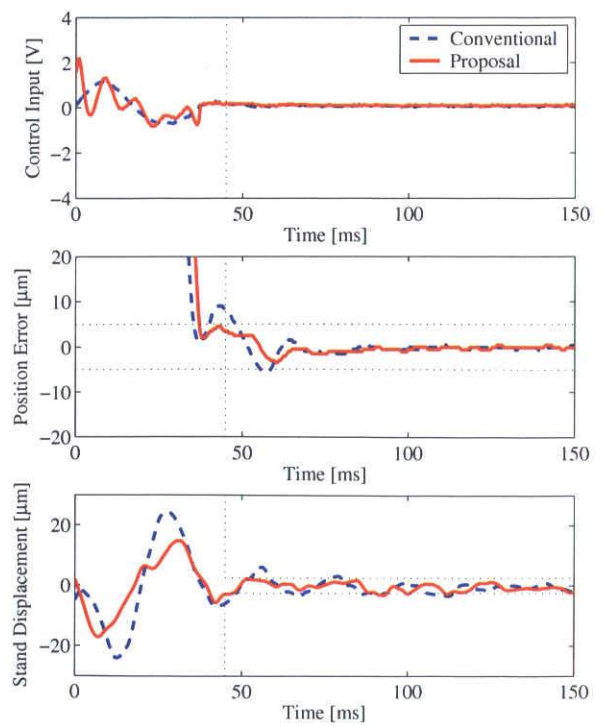


図 6.27: プラント特性変動時における位置決め実験結果

第7章

結論

7.1 本研究の成果

本研究では、1.1節で述べた課題を持つ各種メカトロニクス機器に対する高速かつ高精度な位置決め制御系実現を目的に、そのモデル化及び制御手法を提案した。本研究で得られた成果を纏めれば、以下のようなになる。

第2章 非線形摩擦を有するメカトロニクス機器に対するモデル化と特性解析

典型的な非線形特性である非線形摩擦が位置決め応答性能に大きく影響を与える一例として、ボールねじ駆動テーブル装置を対象に、機構振動特性のモデル化及び非線形摩擦特性のモデル化を行い、両者の特性を考慮することで実機応答を忠実に再現可能な数値シミュレータの構築を行った。更に、温度変化に伴う非線形摩擦特性及びトルク定数の変動を定量的に評価し、位置決め応答シミュレーションから、特性変動が位置決め応答に与える影響を定量的に評価した。その結果、30 Hz以下の周波数帯での外乱が支配的であり、機械特性変動は等価的にフィードバック制御系への外乱変動とみなすことができ、位置決め性能の向上のためには、低周波数領域での外乱抑圧特性の向上が必須であることを明らかとした。

第3章 波動歯車装置のモデリングと補償

制御対象特有の問題に対するモデル化及び制御系設計として、波動歯車装置を減速機として含むアクチュエータを対象に、独特な構造に起因して発生する角度伝達誤差のモデル化及び補償法について提案した。構成部品の相対回転に同期して発生する相対回転同期成分は、フーリエ変換の原理にて相対回転を入力とする正弦波の重ね合わせとして、回転方向反転時に見られる非線形弾性変形成分は、モータ回転に対してヒステリシスを有しており転がり摩擦モデルを参考に、それぞれモデル化した。そして、両モデルを用いた静的角度伝達誤差補償法を提案し、実機実験によりその有効性を検証した。

第4章 外乱オブザーバを併用した2自由度ロバストフィードバック補償器設計

第2章でモデル化した非線形摩擦及びトルク定数の特性を踏まえ、位置決め応答のばらつき原因となる非線形摩擦やトルク定数の特性変動、及び、特性変動が大きな周波数帯での外乱抑圧特性向上と、フィードバック制御系のロバスト安定性を考慮した外乱オブザーバ併用型2自由度ロバスト制御系の設計法を提案した。ここでは、制御帯域外に存在する振動モードに対するロバスト安定性を陽に考慮した外乱オブザーバを併用したロバストフィードフォワード補償器を設計することで、位置決め応答ばらつきを低減可能なことをサーボモータ内部温度上昇前後での位置決め応答実験により検証した。

第5章 外乱フィードフォワード補償による高精度位置決め制御

第4章でのフィードバック制御系による外乱抑圧では、機構共振やむだ時間等の影響により安定性の観点からその補償性能には限界があり、過渡応答中の外乱を完全に補償することは不可能であった。そこで、非線形摩擦の積極的な補償として外乱数学モデルに基づく外乱フィードフォワード補償を提案した。なお、1 mm以上の粗動領域と1 mm以下の微動領域では、非線形摩擦の振る舞いが大きく異なることから、それぞれ制御精度に大きく影響を与える特性を踏まえた外乱数学モデルを構築した。粗動領域においては、反復学習によって理想応答を実現するために必要となる外乱補償トルクを同定し、同定した外乱補償トルクの物理特性を考慮した外乱数学モデルを構築することで、単一のモデルにてストロークの違いを踏まえた補償を実現した。一方、微動領域においては、非線形ばね特性を主とする外乱成分をイン칭ング・反転動作を考慮した上で数学モデルを構築して補償を行う事で、位置決め制御性能向上を実現した。

第6章 機構共振振動を考慮した2自由度位置決め制御系の位置指令生成

位置決め動作中に目標位置の修正量が決定され、指令値に目標値補正分を加えた場合においても、機構振動を励起させず高速・高精度な位置決め応答を実現する位置指令生成法について提案した。ここでは、指令値のJerk波形の連続性を保証する評価関数を導入した手法によって補正信号を生成することで、機構振動モード周波数成分の除去と共に高周波数成分を抑制した位置指令を生成した。

一方、個体差や設置状況変化に伴い制御対象の共振周波数が変動した際にも、ロバストな位置決め応答を実現可能な位置指令生成法について提案した。提案法では、想定される変動プラント変動特性を予め設計モデルに付加することで、プラント変動に対するロバスト性を陽に指定可能という特徴を持つものである。なお、本手法はフィードバック制御系としてのロバスト性能ではなく、フィードフォワード制御系としてのロバスト性を考慮し設計されるものであり、指令生成の設計自由度を積極的に活用した手法である。

7.2 今後の課題

本研究では、非線形特性を有するメカトロニクス機器を対象に、そのモデル化と位置決め制御系設計について述べた。本研究で得られた成果を踏まえ、以下に今後の課題を述べる。

1. 本研究は、線形制御理論に則った制御系構成・設計を基本としているが、非線形性の強い制御対象に対しては非線形制御系の構築が制御性能向上に必要である。例えば、線形制御理論の枠組みでは不安定とされる制御系に対しても、制御対象に存在する非線形要素によって安定化が成されることが経験されるなど、非線形特性を活かした制御系設計手法の確立が望まれる。
2. 5章で述べた外乱フィードフォワード補償においては、粗動・微動領域で位置決め性能に与える特性が異なることから、それぞれの領域に対するモデル化と補償を提案したが、物理的に異なる部分での特性を補償するものではない。そのため、より詳細な物理現象のモデル化による動作領域に依らない補償法の確立や、駆動・案内要素が異なる対象に対する一般論の確立についての検討が切望される。
3. 加えて、本研究ではモデルパラメータ、制御系パラメータの多くは具体的な評価指標によって同定・設計されているものの、試行錯誤による所も残されており、その適切な調整には多大な時間・経験が必要である。一方で、実際には制御性能のみならずパラメータ調整に対する評価の確立も必要不可欠であり、自律化・知能化を意識した簡便かつ高性能な手法との親和性に着目した制御手法の評価も重要な要素となろう。

謝辞

本研究の遂行にあたり、卒研究生の頃より現在に至るまで常日頃より御指導、御討論、御助言を下さいました名古屋工業大学 情報工学専攻 岩崎誠准教授に深く感謝の意を表します。また、学位審査に携わって頂き、幾多の有益な御助言、御指摘を頂きました名古屋工業大学 情報工学専攻 平井洋武教授、同創成シミュレーション工学専攻 鵜飼裕之教授に心から御礼申し上げます。更に、松井信行学長には産学連携への積極的な参画の機会を与えて頂きましたことに心から御礼申し上げます。

また、本研究を進めて行く上で、幾多の御指導、御助言、援助頂いた川福基裕准教授に感謝致します。また、快適な研究環境を整えて頂いた島田美月技官に心から御礼申し上げます。

研究に対する取り組み方、姿勢を御指導して頂いた豊田工業高等専門学校 伊藤和晃講師に心から感謝を申し上げますと共に、日頃の研学生活や、適切な助言、時には厳しいご意見を頂いた日立ビアメカニクスモーションシステム研究所プロジェクト助教 関健太氏、廣瀬徳晃氏、前田佳弘氏に深く感謝致します。

名古屋工業大学 平井・岩崎研究室を御卒業された諸先輩方や、学生生活を共にした同級生、後輩の皆様に深く感謝すると共に厚く御礼申し上げます。

最後に、長きにわたり学業に専念できる環境を整えて頂き、心の支えとなって頂いた方々に御礼申し上げますと共に、何不自由なく学生生活を送らせて頂いた両親、家族に深く感謝致します。

平成 20 年 12 月

参考文献

- [1] 置田 肇, 黒澤 良一, 島田 明, 新 誠一, 津村 幸治, 真鍋 舜治, 山口 高司, 渡邊 亮, 平田 光男, 「実用から見たモーションコントロールの本音と期待」, 計測と制御, Vol.39, No.10, pp.667-676(2000).
- [2] 山口 高司: 「メカトロニクス制御の勘どころ」, 計測と制御, Vol.46, No.5, pp.362-369(2007).
- [3] マスストレージシステムのための超精密超高速サーボ技術調査専門委員会: 「マスストレージシステムのための超精密超高速サーボ技術」, 電気学会技術報告書, 第 956号 (2004).
- [4] 大塚 二郎: 「位置決め制御技術の現状と動向」, 計測と制御, 41, 11, pp.769-774(2002)
- [5] 山浦 弘: 「制振シーク制御」, 計測と制御, Vol.41, No.6, pp.421-427(2002).
- [6] 前田 肇, 杉江 俊治: 「アドバンス制御のためのシステム制御理論」, システム制御情報学会 (1990).
- [7] 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行: 「既約分解表現に基づく 2 自由度位置決め制御系の GA による自律設計」, 電気学会論文誌 D, Vol.124, No.1, pp.69-76(2004).
- [8] 山本 暁洋, 宮河 秀和, 浜松 弘, 後藤 聡, 中村 政俊: 「機台振動の抑制を図ったリニアモータ駆動テーブル装置の高速位置決め制御」, 精密工学会誌, Vol.70, No.5, pp.645-650(2004).
- [9] 藤本 博志, 堀 洋一, 河村 篤男: 「マルチレートフィードフォワード制御を用いた完全追従制御法」, 計測自動制御学会論文集, Vol.36, No.9, pp.766-772(2000).
- [10] Y. Mizoshita, S. Hasegawa, and K. Takaishi, "Vibration Minimized Access Control For Disk Drives", IEEE Trans. on Mag., Vol.32, No.3, pp.1793-1798(1996).
- [11] 張 炳勳・堀 洋一: 「高速高精度位置決め制御のための加速度変化率の微分値を考慮した目標軌道設計法」, 平成 14 年電気学会産業応用部門大会, Vol.3, No.318, pp.1583-1586(2002).
- [12] 平田 光男, 長谷川 辰紀, 野波 健蔵: 「終端状態制御によるハードディスクのショートシーク制御」, 電気学会論文誌 D, Vol.125, No.5, pp.524-529(2005).

- [13] Denny K.Miu, Sudarshan P.Bhat : “Minimum Power and Minimum Jerk Position Control and its Applications in Computer Disk Drives”, IEEE Trans. on Magnetics, **27**, 6, pp.4471–4475 (1991)
- [14] 足立 修一 : 「MATLAB による制御のためのシステム同定」, 東京電機大学出版局 (1996).
- [15] 足立 修一 : 「MATLAB による制御のための上級システム同定」, 東京電機大学出版局 (2004).
- [16] 堀 洋一 : 「PID 制御のみによる 2 慣性系の制御」, 電気学会論文誌 D, Vol.115, No.1, pp.86–87(1995).
- [17] 結城 和明, 村上 俊之, 大西 公平 : 「共振比制御による 2 慣性共振系の振動抑制制御」, 電気学会論文誌 D, Vol.113, No.10, pp.1162–1169(1993).
- [18] 堀 洋一 : 「共振比制御と真鍋多項式による 2 慣性系の制御」, 電気学会論文誌 D, Vol.114, No.10, pp.1038–1045(1994).
- [19] 堀 洋一, 澤田 栄行, 全 瑩煥 : 「遅い共振比制御における外乱オブザーバの最適推定速度について」, 電気学会論文誌 D, Vol.117, No.1, pp.50–56(1997).
- [20] 大内 茂人, 美多 勉, 矢野 浩司 : 「 H_∞ 制御理論に基づく電動機の制振制御」, 電気学会論文誌 D, Vol.113, No.3, pp.325–332(1993).
- [21] 森本 茂雄, 亀山 浩幸, 武田 洋次 : 「2 慣性系の速度制御における共振比制御と H_∞ 制御の特性比較」, 電気学会論文誌 D, Vol.116, No.6, pp.678–684(1996).
- [22] 真鍋 舜治 : 「古典制御, 最適制御, H_∞ 制御の統一的解釈」, 計測と制御, Vol.30, No.10, pp.941–946(1991).
- [23] 真鍋 舜治 : 「係数図法による 2 慣性共振系制御器の設計」, 電気学会論文誌 D, Vol.118, No.1, pp.58–66(1998).
- [24] 大西 公平 : 「外乱オブザーバによるロバスト・モーションコントロール」, 日本ロボット学会誌, Vol.11, No.4, pp.6–13(1993).
- [25] 岩崎 誠, 柴田 知宏, 松井 信行 : 「外乱オブザーバによる非線形摩擦補償とテーブル駆動系への適用」, 電気学会論文誌 D, Vol.118, No.1, pp.51–57(1998).
- [26] 宮崎 敏昌, 大石 潔 : 「外乱オブザーバと既約分解表現を用いたロバスト安定な 2 自由度制御系の一設計法」, 電気学会論文誌 D, Vol.117, No.5, pp.572–578(1997).
- [27] 二見 茂, 古谷 彰浩 : 「AC リニアモータと転がり案内を用いたナノメータ位置決め (第 1 報)-システムの構成と粗・微動制御-」, 精密工学会誌, Vol.57, No.3, pp.556–561, 1991.
- [28] 二見 茂, 古谷 彰浩 : 「AC リニアモータと転がり案内を用いたナノメータ位置決め (第 2 報)-転がり案内のトライボロジー-」, 精密工学会誌, Vol.57, No.10, pp.1808–1813, 1991.

- [29] 二見 茂：「精密位置サーボ系」，計測と制御，Vol.39，No.10，pp.659–662(2000).
- [30] 山浦 弘，小野 右京，長瀬 徹：「ロバスト性を有する制振アクセス制御」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.58，No.549，pp.1399–1405(1992)
- [31] 三好 孝典，寺嶋 一彦：「共振周波数の変動を考慮した最適ロバストフィードフォワード制御入力の導出とクレーンへの応用」，日本機械学会論文集 C 編，Vol.69，No.682，pp.1550–1555(2003)
- [32] 平田 光男，長谷川 辰紀，野波 健蔵：「入力の周波数成分と飽和を考慮した終端状態制御によるハードディスクのシーク制御」，計測自動制御学会第 30 回制御理論シンポジウム資料，pp.97–102 (2001)
- [33] 是田 規之，沖友 啓成，津村 憲治，竹内 克佳，江川 庸夫：「バンバン制御による工作機械送りの高精度化に関する研究」，精密工学会誌，Vol.60，No.3，pp.427–431(1994).
- [34] 橋本 誠司，大石 潔，小阪 光二，石川 赳夫，久保田 弘，大見 忠弘：「スティックスリップ補償と連続軌跡追従制御に基づく超音波アクチュエータ駆動精密ステージの一制御法」，電気学会論文誌 D，Vol.125，No.6，pp.582–589(2005).
- [35] 橋本 誠司，大石 潔，小阪 光二，石川 赳夫，久保田 弘，大見 忠弘：「非共振型超音波アクチュエータ駆動精密ステージの位置決め制御における摩擦補償法」，電気学会論文誌 D，Vol.126，No.6，pp.719–725(2006).
- [36] 山崎 敬則，瀬戸 将城，堤 正臣：「数値制御工作機械送り駆動系の摩擦補償器の設計」，精密工学会誌，Vol.66，No.11pp.1781–1785(2000).
- [37] 堤，大友，岡崎，酒井，山崎，葛：「摩擦を考慮した CNC 工作機械に送り駆動機構の数学モデル」，精密工学会誌，Vol.61，No.10，pp.1458–1462(1995).
- [38] 間下 知紀，大石 潔，百目鬼 英雄：「摩擦負荷トルクを考慮したサーボモータの高速位置決め制御系の一構成法」，電気学会論文誌 D，Vol.124，No.7，pp.663–673(2004).
- [39] 岩崎 誠，前田 佳弘，川福 基裕，平井 洋武：「非線形摩擦のモデル化と摩擦補償による位置決め制御系の高精度化」，電気学会論文誌 D，Vol.126，No.6，pp.732–740(2006).
- [40] 前田 佳弘，樋口 雄介，伊藤 和晃，川福 基裕，岩崎 誠，平井 洋武：「転がり摩擦モデルに基づく外乱オブザーバの初期値補償」，平成 18 年電気学会産業計測制御研究会，IIC-06-88(2006).
- [41] 長松 昭男：「モード解析入門」，コロナ社 (1993).
- [42] モード解析ハンドブック編集委員会：「モード解析ハンドブック」，コロナ社 (2000).
- [43] 小林 功，沼里 英彦：「超精密位置決め用高減衰ステージ機構の開発」，精密工学会誌，Vol.60，No.2，pp.201–205(1994).
- [44] 清水 茂夫，坂戸 啓一郎：「アンケート調査に見る超精密位置決め技術に関する現状と期待」，精密工学会誌，Vol.61，No.12，pp.1650–1655(1995).
- [45] 白石 昌武，楠井 直樹：「超精密位置決めにおける文献とアンケート調査」，精密工学

- 会誌, Vol.65, No.6, pp.799–804(1999).
- [46] 大岩 孝彰, 勝木 雅英:「超精密位置決めにおけるアンケート調査」, 精密工学会誌, Vol.69, No.8, pp.1077–1082(2003).
- [47] 大岩 孝彰, 勝木 雅英:「超精密位置決めにおけるアンケート調査」, 精密工学会誌, Vol.74, No.10, pp.1027–1032(2008).
- [48] 佐藤 海二:「精密位置決め制御の基礎」, 精密工学会誌, Vol.72, No.11, pp.1341–1344(2006).
- [49] 佐藤 隆太, 堤 正臣, 今木 大輔:「直動転がり案内における摩擦特性の実験的挙動解析」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.73, No.10, pp. 2811-2819(2007).
- [50] 大塚 二郎, 羽山 定治, 大橋 康二:「精密・超精密位置決め の現状と将来予想」, 精密工学会誌, Vol.67, No.2, pp.173–178(2001).
- [51] C. Canudas de Wit, H. Olsson, K.J. Åström, and P. Lischinsky: “A New Model for Control of System with Friction”, IEEE Transactions of Automatic Control, Vol.40, No.3, pp.419–425(1995).
- [52] 小泉 忠由, 黒田 修:「ころがり摩擦作用下の減衰振動の解析」, トライボロジスト, Vol.35, No.6, pp.435–439(1990).
- [53] 大塚 二郎, 青木 一平, 石川 智海:「転がり要素の非線形ばね特性の研究 (第 1 法)-簡易測定法-」, 精密工学会誌, Vol.66, No.6, pp.944–949(2000).
- [54] A.Kanai et al.:「Friction Characteristics of Linear Plain Bearing Guide Way and Motion Controllability of Numerically Controlled Slide」, 11th Ann.Meeting of ASPE(November 9-14, 1996), 614.
- [55] Y.Okazaki et al.:「Micro-Dynamics of Rolling and Sliding Guide/Drive Mechanism」, Proc. 5th Biennial Nanotechnology Symp.(September 3-5, 1997, Japan), 22.
- [56] 五十嵐 仁, 川福 基裕, 岩崎 誠, 平井 洋武:「反復学習制御を用いた高速・高精度位置決めに関する研究」, 平成 15 年電気学会産業計測制御研究会, IIC-03-48, pp.19–24(2003).
- [57] 株式会社 NEOMAX カタログ
- [58] C.W.Musser:「Strain wave gearing」, US Pat., 2906143, Sept.29(1959).
- [59] C.W.Musser:「The harmonic drive」, Machine Design, April 14(1960), 160
- [60] C.W.Musser, 「A new look at elastic-body mechanics」, Machine Design, April 13(1961), 150
- [61] 清沢 芳秀:「ロボット用小型高減速波動歯車装置の技術」, 機械学会誌, Vol.109, No.1046, pp.24–26(2006).
- [62] ハーモニック・ドライブ・システムズ:「製品ガイド」, (2005)

- [63] ハーモニック・ドライブ・システムズ：「ハーモニックドライブ」
- [64] ハーモニック・ドライブ・システムズ：「メカトロニクス製品総合カタログ」，(2004)
- [65] ハーモニック・ドライブ・システムズ：「ハーモニックドライブ®の原理」，
<http://www.hds.co.jp/principle/index.html>
- [66] ハーモニック・ドライブ・システムズ：「AC サーボアクチュエータ FHA-C mini シリーズ技術資料」
- [67] 清沢 芳秀，張 新月，浅輪 秀夫，加藤 正名，井上 克己：「波動歯車減速機の振動低減に関する研究 (第 1 報，波動歯車減速機の高精度角度伝達誤差の測定)」，機械学会論文集 C 編，Vol.64，No.625，pp.3596–3602(1998).
- [68] 清沢芳秀：「波動歯車減速機の振動低減に関する研究」，東北大学大学院博士課程論文，(1998).
- [69] 矢鍋 重夫，伊藤 明彦，岡本 淳，山口 利明，池田 正樹，藤田 洋：「ハーモニックドライブ装置の回転伝達誤差」，機械学会論文集 C 編，Vol.56，No.521，pp.148–153(1990).
- [70] 石田 武，黄 水平，日高 照晃，笹原 政勝，丸山 顕：「波動歯車装置の回転伝達誤差に関する研究 (実験による考察)」，機械学会論文集 C 編，Vol.61，No.592，pp.4776–4784(1995).
- [71] 宮崎 敏昌，大石 潔，橋本 敦実，中塚 隆：「ギアの角度伝達誤差を考慮したロボットアームのロバスト速度制御系の一構成法」，電気学会論文集 D，Vol.118，No.12，pp.1427–1433(1998).
- [72] 武居 直行，古荘 純次，岩越 邦男：「二慣性系の慣性比と振動制御に関する一考察—駆動伝達リプルの振動抑制効果—」，電気学会論文集 D，Vol.123，No.2，pp.149–155(2003).
- [73] イヴァン ゴドレール，大西 公平，山下 忠：「減速機を含む速度制御系における振動の抑制」，精密工学会誌，Vol.60，No.1，pp.86–90(1994).
- [74] 日高 照晃，石田 武，張 佑林，専徳 博文，笹原 政勝，谷岡 良弘：「波動歯車装置を有するロボット系の振動の理論解析」，機械学会論文集 C 編，Vol.55，No.516，pp.1864–1869(1989).
- [75] 日高 照晃，笹原 政勝，谷岡 良弘，岡田 幸士：「産業用ロボットの旋回駆動部における振動特性に関する研究」，機械学会論文集 C 編，Vol.52，No.480，pp.2207–2212(1986).
- [76] 石崎 秀晴，西野 徹雄，岡田 則夫，大島 紀夫，福田 武夫，神澤 富雄：「回転軸の不安定現象 (第 2 報)」，国立天文台報，Vol.3，pp.117–133(1998).
- [77] 金山 尚樹，佐々木 浩三：「アクチュエータの位置決め誤差補正法」，公開特許広報，特開 2002-244740(2002).
- [78] 堀 洋一，大西 公平：「応用制御工学」，丸善株式会社 (1998).
- [79] 島田 明：「モーションコントロール」，オーム社 (2004).

- [80] 美多 勉, 平田 光男, 村田 健一:「 H_∞ 制御と外乱オブザーバの理論」, 電気学会論文誌 C, Vol.115, No.8, pp.1002-1011(1995).
- [81] 山田 耕嗣, 駒田 諭, 石田 宗秋, 堀 孝正:「外乱オブザーバの高次数化とロバスト安定性に関する考察」, 電気学会論文誌 C, Vol.117, No.12, pp.1776-1781(1997).
- [82] 美多 勉:「 H_∞ 制御」, 昭晃堂 (1994).
- [83] 熱海 武憲:「仮想共振モードを用いたハードディスク装置のヘッド位置決め制御」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.71, No.6, pp.1914-1919(2005).
- [84] 北野 宏明:「遺伝的アルゴリズム」, 産業図書 (1993).
- [85] 山元 純文, 滝川 展啓, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行:「ボールねじ駆動テーブル装置での微小変位動作における非線形摩擦の解析と一補償法」, 平成 19 年電気学会産業計測制御研究会, IIC-07-85(2007).
- [86] 石川 正俊:「ビジュアルサーボイングの現状と将来」, 計測と制御, Vol.40, No.9, pp.615-617(2001).
- [87] 大前 力, 平井 洋武, 涌井 伸二:「情報システムにおける制御」, コロナ社 (1999).
- [88] 三橋 進, 山元 純文, 滝川 展啓, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行:「状態量の制約を考慮したプラント変動にロバストな位置指令生成」, 平成 20 年電気学会産業計測制御研究会, IIC-08-36(2008).
- [89] 川瀬 大介, 岩崎 誠, 川福 基裕, 平井 洋武:「LMI を用いた位置指令生成による機台振動抑制を考慮した高速高精度位置決め制御」, 電気学会論文誌 D, Vol.128, No.6, pp.750-757(2008).
- [90] 内田, 渡辺, 藤田:「ゲインスケジューリングの新しい展開」, 電気学会論文集, Vol.116-C, No.10, pp.1098-1088, 1996.
- [91] 内田:「ゲインスケジューリング」, 計測と制御, Vol.34, No.3, pp.182-187, 1995.
- [92] 渡辺, 内田:「実用化が見えてきたゲインスケジューリング」, 計測と制御, Vol.38, No.1, pp.31-36, 1999.
- [93] 松井 信行・堀 洋一:「モータコントロールの新しい技術」, 電気学会論文誌 D, Vol.113, No.10, pp.1122-1137(1993).
- [94] 野波 健蔵, 西村 秀和, 平田 光男:「MATLAB による制御系設計」, 東京電機大学出版局 (1998).
- [95] 藤森 篤:「ロバスト制御」, コロナ社 (2001).
- [96] 杉江 俊治, 藤田 政之:「フィードバック制御入門」, コロナ社 (1999).
- [97] 劉 康志, 申 鉄龍:「現代制御理論通論」, 培風館 (2006).
- [98] 山口 高司, 平田 光男, 藤本 博志:「ナノスケールサーボ制御 -高速・高精度に位置を決める技術-」, 東京電機大学出版局 (2007).
- [99] 佐藤 海二:「摩擦特性と超精密位置決め」, 日本機械学会誌, Vol.104, No.9, pp.610-

- 611(2001).
- [100] 岡本 純三, 中山 景次, 佐藤 昌夫:「トライボロジー入門」, 幸書房 (1990).
- [101] 山本 隆司:「摩擦科学の歴史」, 日本機学会誌, Vol.108, No.4, pp.256–260(2005).
- [102] 大塚 二郎:「超精密位置決め技術の現状と今後」, 精密工学会誌, Vol.61, No.12, pp.1645–1649(1995).
- [103] 遠藤 弘樹, 丸井 悦男, 長谷川 典彦, 渡邊 智弘:「微小変位領域における転がり摩擦に関する基礎的研究 (第4報) -遷移転がり特性の線形性の改善-」, 精密工学会誌, Vol.64, No.7, pp.1052–1056(1998).
- [104] 深田 茂生, 成瀬 慎也, 松本 貴広:「ボールねじの微視的変位挙動に関する研究 (第1報) -準静的特性に関する基礎実験-」, 精密工学会誌, Vol.66, No.7, pp.1070–1075(2000).
- [105] 山本 敏郎, 横田 眞一, 田村 尉:「6軸油圧マニピュレータのロバスト制御に関する研究 -各ロバスト制御手法の実験的比較-」, 日本機学会論文集 C編, Vol.64, No.4, pp.1312–1319(1998).
- [106] 堀内 幸:「精密・超精密位置決め的高速化 -ボールねじ対リニアモータ-」, 精密工学会誌, Vol.67, No.2, pp.179–183(2001).
- [107] 二見 茂:「精密・超精密位置決め制御法, アンプの最近の動向」, 精密工学会誌, Vol.67, No.2, pp.184–187(2001).
- [108] B.Armstrong-Hélouvy:“Control of Machines with Friction”, Boston:Kluwer Academic Publishers(1991).
- [109] Z. Jamaludin, H. Van Brussel, J. Swevers: “Quadrant Glitch Compensation using Friction Model-Based Feedforward and an Inverse-Model-Based Disturbance Observer”, Proc. of The 10th International Workshop on Advanced Motion Control, pp.212–217(2008).
- [110] 岩崎 誠, 松井 信行:「モーションコントロールシステムにおける非線形摩擦のモデリングと補償」, 計測と制御, Vol.39, No.10, pp.655–658(2000).
- [111] 富田 良幸:「ボールねじ駆動系とリニアモータ駆動系の特性比較」, 機械の研究, Vol.57, No.5, pp.557–562(2005).
- [112] 杉江 俊治, 山本 浩之:「入力及び状態量の制約を考慮した閉ループ系の目標値生成」, 計測自動制御学会論文集, Vol.37, No.9, pp.849–855 (2001).
- [113] 三沢 敏明:「ロボット減速機としてのハーモニックドライブ減速機」, 日本ロボット学会誌, Vol.9, No.4, pp.524–529(1991).
- [114] 石川 二郎, 梶谷 誠:「制御用歯車減速機の特性」, 日本機械学会講演概要集, No.890-20, pp.115–116(1989).
- [115] 谷岡 良弘, 城越 教夫, 中川 洋, 亀田 博:「遊星減速機 ” HP シリーズ”」, 日本機械

- 学会 MPT '94 シンポジウム伝動装置講演論文集, No.940-58, pp.177-180(1994).
- [116] 日高 照晃, 王 宏猷, 石田 武:「産業用ロボットのサイクロ形減速機の各種誤差と偏心カムに作用する軸受荷重の関係」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol56, No.530, pp.2692-2696(1990).
- [117] 日高 照晃, 王 宏猷, 石田 武, 松本 和幸, 橋本 正孝:「サイクロイド歯車を用いた K-H-V 形遊星歯車装置の回転伝達誤差に関する研究 (第 1 報, 解析方法)」, 日本機械学会論文集 C 編, Vol.60, No.570, pp.645-653(1994).
- [118] 堀越 敦:「ダイレクトドライブアクチュエータ」, 日本機械学会 講習会教材 (No.930-67), pp.11-16(1993).
- [119] Fathi H. Ghorbel, and Prasanna S. Gandhi, "Modeling and Control of Nonlinear Transmission Attributes in Harmonic Drives.", Proc. of the Tunisian-German Conference on Smart Systems and Devices, Hammamet, Tunisia (27-30 March 2001) pp.145-152(2001).
- [120] Fathi H.Ghorbel, Prasanna S. Gandhi, Friedhelm Alpeter,"On the Kinematic Error in Harmonic Drive Gears." , Transactions of the ASME, Journal of Mechanical Design, Vol.123, pp.90-97(2001).
- [121] Ivan Godler, Masashi Horiuchi, Minoru Hashimoto, and Tamotsu Ninomiya, " Accuracy improvement of built-in torque sensing for Harmonic Drives", Mechatronics, IEEE/ASME Transactions, Volume 5, Issue 4, pp.360-366(2000).
- [122] Tegoeh Tjahjowidodo, Farid Al-Bender, Hendrik Van Brussel , and Wim Symens, "Positioning controller for mechanical systems with a mini harmonic drive servo actuator", Advanced intelligent mechatronics, 2007 iee/asme international conference, 4-7, pp.1-6(2007).
- [123] 杉江 弘, 岩崎 隆至, 中川 秀夫, 幸田 盛堂:「工作機械における漸増型ロストモーションのモデル化と補償」, システム制御情報学会論文誌, Vol.14, No.3, pp.117-123(2001).
- [124] 矢鍋 重夫, 石塚 真一, 山口 利明, 池田 正樹:「ハーモニックドライブ装置のねじり剛性」, 機械学会論文集 C 編, Vol.55, No.509, pp.216-221(1989).

発表論文リスト

学術雑誌論文

- [1] 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行: 「位置決め動作中の目標値修正を考慮した制振位置指令生成」, 電気学会論文誌 D, Vol.127, No.6, pp.627–634(2007).
- [2] 山元 純文, 岩崎 誠, 伊藤 和晃, 松井 信行: 「位置決め性能向上を目指した高精度外乱モデルの構築」, 電気学会論文誌 D, Vol.128, No.6, pp.742–749(2008).
- [3] 山元 純文, 岩崎 誠, 伊藤 和晃, 松井 信行: 「ボールねじ駆動テーブルシステムの機械特性変動に対する位置決め精度の解析と性能向上」, 電気学会論文誌 D, Vol.128, No.6, pp.839–848(2008).
- [4] 山元 純文, 岩崎 誠, 伊藤 和晃, 松井 信行: 「イン칭ング・往復位置決め動作を考慮した外乱フィードフォワード補償」, 電気学会論文誌 D, Vol.128, No.11, pp.1308–1316(2008).
- [5] Masafumi Yamamoto, Makoto Iwasaki, Hiromu Hirai, Yoshifumi Okitsu, Kozo Sasaki, and Toshio Yajima: “Modeling and Compensation for Angular Transmission Error in Harmonic Drive Gearings”, IEEJ Trans. on Electrical and Electronic Engineering, Vol.4, No.2(2009).(掲載決定済)

国際会議

- [6] Masafumi Yamamoto, Makoto Iwasaki, Kazuaki Ito, Nobuyuki Matsui: “Disturbance Compensation in Inching Motion of Ball Screw-Driven Table System”, Proc. of 10th International Workshop on Advanced Motion Control, pp.224–228(2008).
- [7] Kazuaki Ito, Masafumi Yamamoto, Makoto Iwasaki, and Nobuyuki Matsui: “Fast and Precise Positioning of Ball Screw-Driven Table Drive System Using Minimum Jerk Control-Based Command Shaping”, Proc. of International Workshop on Advanced Motion Control, pp.115–119(2006).(連名発表)
- [8] Makoto Iwasaki, Masafumi Yamamoto, and Nobuyuki Matsui: “Command

- Shaping for Fast and Precise Positioning Considering Target Position Correction”, Proc. of The 2007 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics, No.26, pp.1–6(2007).(連名発表)
- [9] Kazuaki Ito, Nobuyoshi Takigawa, Masafumi Yamamoto, Makoto Iwasaki, and Nobuyuki Matsui : “Disturbance Estimation and Modeling by Iterative Learning Process for Performance Improvement in Trajectory Control”, Proc. of the 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp.333–338(2007).(連名発表)
- [10] Kazuaki Ito, Nobuyoshi Takigawa, Masafumi Yamamoto, Makoto Iwasaki, and Nobuyuki Matsui : “On-line Parameter Tuning of Disturbance Compensation in Precision Positioning”, Proc. of International Workshop on Advanced Motion Control, pp.672–676(2008).(連名発表)

国内会議

- [11] 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行 : 「特定周波数成分を抑制した Jerk 最小軌道に基づく位置指令生成」, 電気学会産業応用部門大会, II-351(2005).
- [12] 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行 : 「特定周波数成分を抑制した Jerk 最小軌道による高速・高精度位置決め」, 電気関係学会東海支部連合大会, O-057(2005).
- [13] 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行 : 「目標値変更を考慮した制振位置指令生成」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-06-43(2006).
- [14] 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行 : 「目標値変更に対応可能な制振位置指令生成法」, 高速信号処理応用技術学会研究会, pp.72–73(2006).
- [15] 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行 : 「駆動部に特性変動を有するボールねじ駆動システムの位置決め精度向上」, 電気学会産業応用部門大会, II-405(2006).
- [16] 山元 純文, 伊藤 和晃, 川福 基裕, 岩崎 誠, 平井 洋武 : 「ベンチマーク問題ショートスパンシークへの Jerk 最小化軌道の適用」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-06-141(2006).
- [17] 山元 純文, 伊藤 和晃, 川福 基裕, 岩崎 誠, 平井 洋武 : 「HDD ベンチマーク問題シーク制御への Jerk 最小軌道の適用」, 電気関係学会東海支部連合大会, O-335(2006).
- [18] 滝川 展啓, 山元 純文, 伊藤 和晃, 川福 基裕, 岩崎 誠, 平井 洋武 : 「反復学習アルゴリズムによる軌跡追従精度の向上」, 電気関係学会東海支部連合大会, O-342(2006).
- [19] 滝川 展啓, 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行 : 「軌跡追従精度向上を目的とした反復学習による外乱推定と外乱モデルの構築」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-07-49(2007).

- [20] 山元 純文, 滝川 展啓, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行:「ボールねじ駆動テーブル装置での微小変位動作における非線形摩擦の解析と一補償法」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-07-85(2007).
- [21] 山元 純文, 川瀬 大介, 伊藤 和晃, 川福 基裕, 岩崎 誠, 平井 洋武:「周波数整形と状態量飽和を考慮した LMI による位置指令生成」, 高速信号処理応用技術学会研究会, pp.47-48(2007).
- [22] 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行:「ボールねじ駆動テーブル位置決め装置のインテグレーション動作を考慮した外乱フィードフォワード補償」, 電気学会産業応用部門大会, II-313(2007).
- [23] 三橋 進, 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行:「機台残留振動の抑制を目的とした非定常最適レギュレータの設計」, 電気関係学会東海支部連合大会, O-208(2007).
- [24] 水野 友裕, 山元 純文, 岩崎 誠, 川福 基裕, 平井 洋武, 沖津 良史, 佐々木 浩三, 矢島 敏男:「波動歯車装置の歯車精度に起因する角度伝達誤差のモデル化」, 電気関係学会東海支部連合大会, O-140(2007).
- [25] 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行:「時変制御系による機台振動抑制を考慮したテーブル位置決め制御」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-08-45(2008).
- [26] 滝川 展啓, 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行:「適応型外乱フィードフォワード補償による高速・高精度位置決め」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-08-109(2008).
- [27] 三橋 進, 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行:「状態量の制約を考慮したプラント変動にロバストな位置指令生成」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-08-36(2008).
- [28] 水野 友裕, 山元 純文, 川福 基裕, 平井 洋武, 沖津 良史, 佐々木 浩三, 矢島 敏男:「波動歯車装置の角度伝達誤差のモデル化と補償」, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-08-55(2008).
- [29] 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行:「高精度外乱推定に基づくシステム同定のための一手法」, 電気学会産業応用部門大会, II-581(2008).
- [30] 三橋 進, 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行:「状態量制約を考慮したプラント変動にロバストな指令生成手法」, 電気学会産業応用部門大会, II-573(2008).
- [31] 山元 純文, 岩崎 誠, 川福 基裕, 平井 洋武, 沖津 良史, 加藤 雄貴, 佐々木 浩三, 矢島 敏男:「波動歯車装置における角度伝達誤差のモデル化と補償」, 電気関係学会東海支部連合大会, O-311(2008).
- [32] 飼沼 諒, 山元 純文, 岩崎 誠, 川福 基裕, 平井 洋武, 沖津 良史, 加藤 雄貴, 佐々木 浩三, 矢島 敏男:「波動歯車装置における非線形特性のモデル化」, 電気関係学

- 会東海支部連合大会, O-310(2008).
- [33] 三橋 進, 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 平井 洋武:「プラント変動と状態量制約を考慮したロバスト制御入力生成 -HDD ベンチマークシーク制御への適用-」, 電気関係学会東海支部連合大会, O-302(2008).
- [34] 小野 雄平, 山元 純文, 伊藤 和晃, 岩崎 誠, 松井 信行:「周波数整形非定常最適レギュレータによる高速・高精度位置決め制御」, 電気関係学会東海支部連合大会, O-189(2008).

付録 A

適応制御概要

適応制御とは、制御対象の動特性の変化に対して制御器を適応的に変化させ、常に最適な状態で制御を行おうとする制御手法である [78]。生物が環境の変化にあわせて自己を変えながら対応していく機能を適応と呼ぶことから、この名前がついている。

本研究においては、最も基本的とされる最小二乗法に基づく適応則を用いる。以下で、最小二乗法に基づく適応則について簡単に述べる。

最小二乗法に基づく適応則

出力 $y(i)$ が次式で与えられるシステムを考える。

$$y(i) = \theta^T \xi(i) + \omega(i) \quad (i = 0, 1, 2, \dots, k) \quad (\text{A.1})$$

ただし、 θ は N 次元の未知パラメータベクトル、 ξ は θ と同次元の入手可能な信号ベクトルであり、 $\omega(i)$ は平均値 0 の不規則信号であるとする。

まず、未知パラメータ θ を、 k 時点までの測定データ、 $y(i)$ 、 $\xi(i)$ ($i = 0, 1, 2, \dots$) を用いて最小二乗法の原理に基づいて推定することを考える。パラメータ θ の推定値を $\hat{\theta}$ と表すと、これに対応した出力の推定値 $\hat{y}(i)$ は、

$$\hat{y}(i) = \hat{\theta}^T \xi(i) \quad (i = 0, 1, 2, \dots, k) \quad (\text{A.2})$$

のように与えられる。この推定値に対する評価関数として、次のような誤差の 2 乗和を考える。

$$J(\hat{\theta}) = \sum_{i=0}^k [\hat{\theta}^T \xi(i) - y(i)]^2 \quad (\text{A.3})$$

推定値 $\hat{\theta}$ を、上の評価関数が最小となるような推定値 $\hat{\theta}$ では、

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{\theta}} = 0 \quad (\text{A.4})$$

という関係式が成り立つため、これを解くことで、最小二乗法の推定式

$$\hat{\theta} = \left(\sum_{i=0}^k \xi(i) \xi^T(i) \right)^{-1} \left(\sum_{i=0}^k \xi(i) y(i) \right) \quad (\text{A.5})$$

を得る。

付録 B

LMI を用いた制御入力生成法

参考文献 [89] で示した従来法を、以下に概説する。

可制御離散時間システム

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}\mathbf{x}[k] + \mathbf{B}u[k] \quad (\text{B.1})$$

$$\mathbf{z}[k] = \mathbf{C}\mathbf{x}[k] + \mathbf{D}u[k] \quad (\text{B.2})$$

$$\mathbf{x}[k] \in \mathcal{R}^{n \times 1}, \quad \mathbf{y}[k] \in \mathcal{R}^{m \times 1}, \quad u[k] \in \mathcal{R}^{1 \times 1}$$

$$\mathbf{A} \in \mathcal{R}^{n \times n}, \quad \mathbf{B} \in \mathcal{R}^{n \times 1}, \quad \mathbf{C} \in \mathcal{R}^{m \times n}, \quad \mathbf{D} \in \mathcal{R}^{m \times 1}$$

に対して、初期状態 $\mathbf{x}[0]$ から終端状態 $\mathbf{x}[N]$ に N ステップで到達する制御入力ベクトル \mathbf{U} を

$$\mathbf{U} = [u[0], u[1], \dots, u[N-1]]^T \quad (\text{B.3})$$

と定義する。ここでは、制御状態量 $\mathbf{z}[k]$ に対して、

$$\mathbf{z}_{min} < \mathbf{z}[k] < \mathbf{z}_{max} \quad (k = 1, \dots, N-1) \quad (\text{B.4})$$

を満足する \mathbf{U} を、次式の 2 次形式評価関数を最小化すべく LMI の設計枠組みで導出する。

$$J = \mathbf{U}^T \mathbf{Q} \mathbf{U} \quad (\text{B.5})$$

$\Sigma \in \mathcal{R}^{n \times N}$ を

$$\Sigma = [\mathbf{A}^{N-1} \mathbf{B} \quad \mathbf{A}^{N-2} \mathbf{B} \quad \dots \quad \mathbf{B}] \quad (\text{B.6})$$

と定義すると、初期状態 $\mathbf{x}[0]$ から終端状態 $\mathbf{x}[N]$ まで N ステップで状態遷移するためには、

$$\mathbf{Y} = \mathbf{x}[N] - \mathbf{A}^N \mathbf{x}[0] = \Sigma \mathbf{U} \quad (\text{B.7})$$

を満足する必要がある。ここで、 (\mathbf{A}, \mathbf{B}) は可制御であるから、 Σ は行フルランクである。そこで、 $\Sigma\Sigma^\dagger = \mathbf{I}$, $\Sigma\Sigma^\perp = \mathbf{O}$ を満足する $\Sigma^\dagger \in \mathcal{R}^{N \times n}$, $\Sigma^\perp \in \mathcal{R}^{N \times (N-n)}$ を定義し、 \tilde{U} を

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} \Sigma^\dagger & \Sigma^\perp \end{bmatrix} \tilde{U} \quad (\text{B.8})$$

と定義する。(B.7) 式に (B.8) 式を代入すると

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{O} \end{bmatrix} \tilde{U} \quad (\text{B.9})$$

となるため、 \tilde{U} は \mathbf{Y} とフリーパラメータベクトル $\mathbf{p} \in \mathcal{R}^{(N-n) \times 1}$ を用いて

$$\tilde{U} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ \mathbf{p} \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

となる。(B.8) 式に (B.10) 式を代入することで、 \mathbf{U} は \mathbf{p} のアフィン関数

$$\mathbf{U}(\mathbf{p}) = \begin{bmatrix} \Sigma^\dagger & \Sigma^\perp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{Y} \\ \mathbf{p} \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

$$= \Sigma^\dagger \mathbf{Y} + \Sigma^\perp \mathbf{p} \quad (\text{B.12})$$

となる。ここで、 $\mathbf{M} \in \mathcal{R}^{N \times N}$, $\mathbf{M}_{11} \in \mathcal{R}^{n \times n}$, $\mathbf{M}_{12} \in \mathcal{R}^{n \times (N-n)}$, $\mathbf{M}_{22} \in \mathcal{R}^{(N-n) \times (N-n)}$ を

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_{11} & \mathbf{M}_{12} \\ \mathbf{M}_{12}^T & \mathbf{M}_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{B.13})$$

$$= \begin{bmatrix} \Sigma^\dagger & \Sigma^\perp \end{bmatrix}^T \mathbf{Q} \begin{bmatrix} \Sigma^\dagger & \Sigma^\perp \end{bmatrix} \quad (\text{B.14})$$

と定義すると、評価関数 J は

$$\begin{aligned} J &= \mathbf{U}^T \mathbf{Q} \mathbf{U} \\ &= \mathbf{Y}^T \mathbf{M}_{11} \mathbf{Y} + 2\mathbf{Y}^T \mathbf{M}_{12} \mathbf{p} + \mathbf{p}^T \mathbf{M}_{22} \mathbf{p} \end{aligned} \quad (\text{B.15})$$

となる。従って、ある γ が与えられたときに、 $J < \gamma$ が成り立つためには

$$\gamma - \mathbf{Y}^T \mathbf{M}_{11} \mathbf{Y} - 2\mathbf{Y}^T \mathbf{M}_{12} \mathbf{p} - \mathbf{p}^T \mathbf{M}_{22} \mathbf{p} > 0 \quad (\text{B.16})$$

を満足すればよい。この (B.16) 式に Schur Complement を適用することにより、

$$\begin{bmatrix} \gamma - 2\mathbf{Y}^T \mathbf{M}_{12} \mathbf{p} - \mathbf{Y}^T \mathbf{M}_{11} \mathbf{Y} & \mathbf{p}^T \\ \mathbf{p} & \mathbf{M}_{22}^{-1} \end{bmatrix} > 0 \quad (\text{B.17})$$

が与えられる。

次に、制御状態量に対する LMI を導出する。制御状態量ベクトル \mathbf{Z} を

$$\mathbf{Z} = [z[0] \quad \cdots \quad z[N-1]] \quad (\text{B.18})$$

と定義する。ここで、 $\Phi \in \mathcal{R}^{N \times n}$, $\Omega \in \mathcal{R}^{N \times N}$ を

$$\Phi_z = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{N-1} \end{bmatrix} \quad (\text{B.19})$$

$$\Omega_z = \begin{bmatrix} D & 0 & \cdots & 0 \\ CB & D & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ C_z A^{N-2} B & \cdots & CB & D \end{bmatrix} \quad (\text{B.20})$$

と定義すると、 \mathbf{Z} は \mathbf{p} のアフィン関数

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}(\mathbf{p}) &= \Phi_z \mathbf{x}[0] + \Omega_z U \\ &= \Phi_z \mathbf{x}[0] + \Omega_z \Sigma^\dagger \mathbf{Y} + \Omega_z \Sigma^\perp \mathbf{p} \end{aligned} \quad (\text{B.21})$$

となる。従って、 k 列目の要素のみが 1 でそれ以外は 0 となる行列 $\delta_k \in \mathcal{R}^{1 \times N}$ と、

$$z_0 = \frac{z_{max} + z_{min}}{2}, \quad \bar{z} = \frac{z_{max} - z_{min}}{2} \quad (\text{B.22})$$

を定義すれば、 $\delta_k \mathbf{Z}(\mathbf{p}) = z[k]$ であることから、(B.4) 式は

$$(\delta_k \mathbf{Z}(\mathbf{p}) - z_0)^2 < \bar{z}^2 \quad (\text{B.23})$$

となる。この (B.23) 式に Schur Complement を適用すると、

$$\begin{bmatrix} \bar{z} & \delta_k \mathbf{Z}(\mathbf{p}) - z_0 \\ \delta_k \mathbf{Z}(\mathbf{p}) - z_0 & \bar{z} \end{bmatrix} > 0 \quad (\text{B.24})$$

が与えられる。

従って、(B.1) 式、(B.2) 式で定義される離散時間システムに対して、(B.4) 式を満足しながら $\mathbf{x}[0]$ から $\mathbf{x}[N]$ へ N ステップで遷移させる制御入力ベクトル U の中で、(B.5) 式の評価関数を最小するものは、(B.17) 式、(B.24) 式の下で γ を最小化する LMI に帰着できる。