

報告番号 第 4143 号

不確かさを持つ機械系の  
同定と運動制御に関する研究

弓場井 一裕

不確かさを持つ機械系の  
同定と運動制御に関する研究

名古屋大学図書



11315853

弓場井 一裕

# 目次

<b>1</b>	<b>序論</b>	<b>1</b>
1.1	本研究の背景	1
1.2	ロバスト制御	4
1.3	適応制御	6
1.4	本研究の目的	8
1.5	本論文の構成	9
<b>2</b>	<b>学習制御と 2 自由度制御を用いた高精度力制御系</b>	<b>11</b>
2.1	はじめに	11
2.2	2 自由度制御系の設計	12
2.3	2 自由度制御系の力制御への適用	16
2.3.1	1 自由度マニピュレータへの適用	16
2.3.2	コントローラ $K, Q$ の設計	19
2.3.3	実験	19
2.4	学習制御法との融合	22
2.5	まとめ	32
<b>3</b>	<b>スケジュールド <math>H_\infty</math> 制御を用いた DD マニピュレータの軌道制御系</b>	<b>33</b>
3.1	はじめに	33
3.2	制御対象のモデル化	36
3.2.1	DD マニピュレータのモデル化	36
3.2.2	スケジューリングパラメータの決定	39

3.3	スケジューリングコントローラ的设计	40
3.3.1	混合感度問題による设计問題の定式化	40
3.3.2	一般化制御対象	43
3.3.3	一般化制御対象が満たすべき条件	43
3.3.4	一般化制御対象の構築	47
3.3.5	LMI による设计問題の定式化	49
3.3.6	スケジューリングコントローラの構成	50
3.4	実験	51
3.4.1	実験系の構成	51
3.4.2	DD マニピュレータの動特性同定	54
3.4.3	外乱オブザーバ	54
3.4.4	外乱オブザーバを用いた動特性同定	55
3.4.5	コントローラ的设计	62
3.4.6	コントローラの実装	65
3.4.7	実験結果	65
3.5	まとめ	71
4	スケジュールド $H_{\infty}$ 制御を用いた電動パワーステアリング駆動系の 设计	<b>73</b>
4.1	はじめに	73
4.2	電動パワーステアリング駆動系のモデル化	74
4.3	コントローラ的设计	78
4.3.1	设计仕様	78
4.3.2	コントローラ的设计手法	79
4.3.3	スケジュールド $H_{\infty}$ 制御の適用	82
4.3.4	设计問題の定式化	82
4.4	コントローラ的设计結果	86
4.4.1	制御対象の開ループ特性	86
4.4.2	设计例	86

4.5	シミュレーション . . . . .	89
4.6	まとめ . . . . .	94
<b>5</b>	<b>2 自由度制御系の構造を利用した結合化設計</b>	<b>95</b>
5.1	はじめに . . . . .	95
5.2	2 自由度制御系の内部構造 . . . . .	96
5.3	結合化設計 . . . . .	99
5.3.1	従来の結合化設計 . . . . .	99
5.3.2	提案する結合化設計 . . . . .	101
5.4	シミュレーション . . . . .	105
5.5	まとめ . . . . .	110
<b>6</b>	<b>結論</b>	<b>111</b>
6.1	本研究の成果 . . . . .	111
6.2	今後の課題 . . . . .	113
	参考文献	115
	謝辞	125



# 目次

1.1	制御理論の歴史	2
1.2	適応制御系の分類	7
2.1	2自由度制御系の内部構造 I	13
2.2	2自由度制御系の内部構造 II	15
2.3	2自由度制御系の内部構造 III	15
2.4	環境のモデル	17
2.5	速度フィードバックを考慮した制御対象	18
2.6	フィードバック補償を省略した2自由度制御系	18
2.7	変動分 $R$ の同定結果	20
2.8	実験装置の構成	21
2.9	力応答の実験結果 ( $\alpha = 50$ )	23
2.10	力応答の実験結果 ( $\alpha = 1000$ )	23
2.11	学習を付加した制御系構成図	25
2.12	試行 3 回目の実験結果	27
2.13	目標波形のスペクトル解析	28
2.14	試行 2 回目の力応答のスペクトル解析	28
2.15	試行 3 回目の力応答のスペクトル解析	28
2.16	フィルタ付き学習を付加した制御系構成図	30
2.17	試行 3 回目の実験結果 (フィルタつき)	31
2.18	力応答のスペクトル解析	31
3.1	2自由度 DD マニピュレータのモデル	38

3.2	制御対象	38
3.3	混合感度問題 I	41
3.4	混合感度問題 II	41
3.5	コントローラ設計のための制御系	44
3.6	$D_{22} \neq 0$ の回避法	48
3.7	再定義された一般化制御対象	48
3.8	実験系	52
3.9	2 自由度 DD マニピュレータ	53
3.10	DD マニピュレータと等価な系	56
3.11	外乱トルク $T_{dis}$ の計算	56
3.12	外乱オブザーバを付加した DD マニピュレータ	57
3.13	1 軸に対する等角速度試験	59
3.14	2 軸に対する等角速度試験	59
3.15	1 軸の摩擦トルク	60
3.16	2 軸の摩擦トルク	60
3.17	頂点コントローラ I	64
3.18	頂点コントローラ II	64
3.19	実験結果 I (提案手法)	67
3.20	1 軸の軌道	68
3.21	2 軸の軌道	68
3.22	実験結果 II (固定型 $H_\infty$ コントローラ + 非線形補償)	69
3.23	実験結果 III (未知負荷がある場合)	70
4.1	解析モデル	75
4.2	ブロック線図	77
4.3	電流ループ	77
4.4	$G_F$ と $G_B$ に要求される仕様	80
4.5	コントローラ設計のための制御系	83
4.6	$G_F$ の開ループ伝達特性	88



4.7	$G_B$ の開ループ伝達特性 . . . . .	88
4.8	コントローラの周波数特性 . . . . .	90
4.9	$G_F$ の閉ループ特性 . . . . .	91
4.10	$G_B$ の閉ループ特性 . . . . .	91
4.11	ステップ応答 . . . . .	92
4.12	$K_L$ の軌道 . . . . .	92
4.13	外乱応答 . . . . .	93
5.1	2 自由度制御系の内部構造 I . . . . .	98
5.2	2 自由度制御系の内部構造 II . . . . .	98
5.3	2 自由度制御系の内部構造 III . . . . .	100
5.4	設計に用いる制御系 . . . . .	104
5.5	同定に用いる制御系 . . . . .	104
5.6	設計手順 . . . . .	106
5.7	ステップ応答 . . . . .	108
5.8	フィルタ $F_i$ の周波数特性 . . . . .	109
5.9	変動分 $R_i$ の周波数特性 . . . . .	109



# 表 目 次

2.1	実験機の定数 . . . . .	20
3.1	モータおよびマニピュレータの仕様 . . . . .	53
3.2	同定された未知パラメータ . . . . .	63
4.1	電動パワーステアリング駆動系の諸定数 . . . . .	87
5.1	シミュレーションに用いたパラメータ . . . . .	108

# 第1章 序論

## 1.1 本研究の背景

計算機の発展に伴って各種機械系の自動化と高精度化の要求が年々高まっている。高精度化実現のために、ハードウェアの進歩とともに、フィードバック制御理論の発展が求められている。フィードバック制御系の設計とは、与えられた制御対象に対して、いくつかの設計仕様を同時に満足するような補償器を求めることである。フィードバック制御系の基本的な設計目的として、以下の項目が挙げられる。

(1a) 閉ループ系が安定である。

(2a) 定常状態での制御偏差である定常偏差が零またはできる限り小さい。

(3a) 過渡応答波形がよい。

図 1.1 にフィードバック制御理論の歴史を示す。

1950 年代に体系化された古典制御理論において、これらの設計目的を達成する方法が導出され、不十分ながらも成果を上げてきた。古典制御理論とは、特性多項式に基づく Routh<sup>[1]</sup> と Hurwitz<sup>[2]</sup> の安定判別法や、周波数応答に基づく Nyquist<sup>[3]</sup> の安定判別法、さらには Bode によって導かれた周波数応答におけるゲインと位相の関係<sup>[4]</sup>などに代表される、単入出力線形時不変系の伝達関数表現に基づく解析理論と、PID 制御や位相進み・遅れ補償などに代表される補償器設計法を意味する。しかし、古典制御における設計は経験と試行錯誤によるところが大きく、体系的な設計法の確立が困難であった。また、その対象が主に 1 入出力系に限定されており、設計論として満足のいくものではなかった。

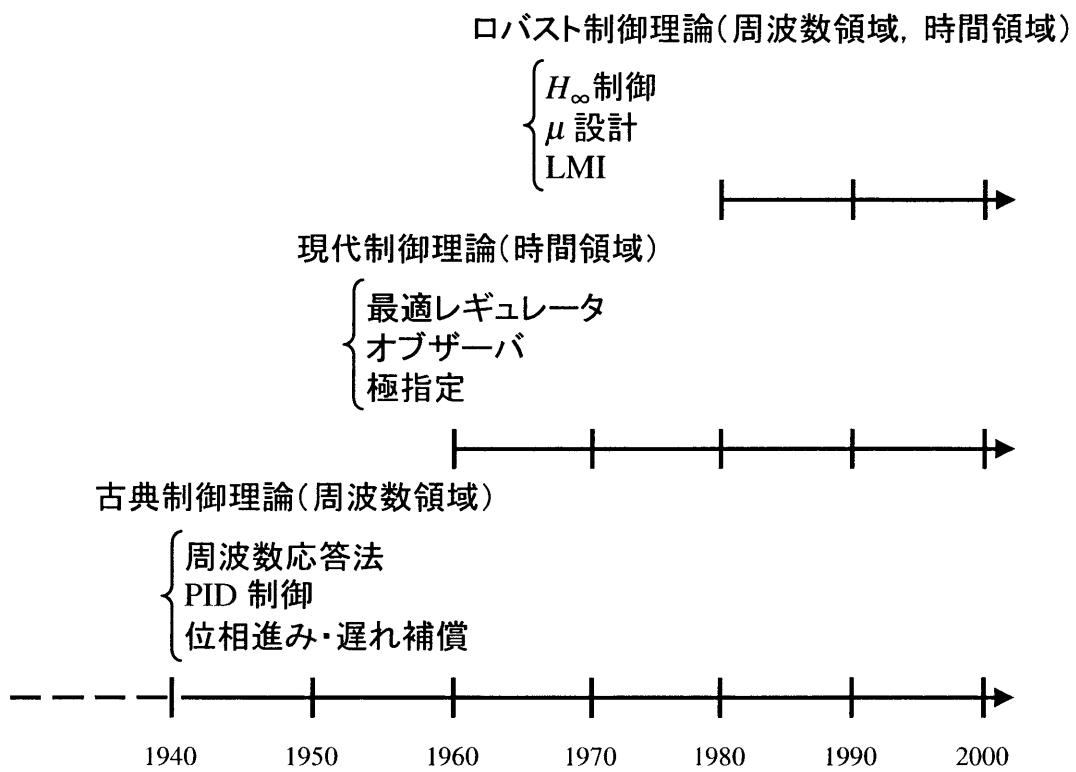


Fig. 1.1 制御理論の歴史

1960年代に入ると宇宙構造物制御などの大規模系の制御の必要性に触発され、制御理論は新たな局面を迎えた。1960年には Kalman が、系の表現法として伝達関数に代わり、1階の連立微分方程式で記述される状態方程式を導入し、状態という概念に基づく2次形式評価関数の最適化を目的とした最適レギュレータ理論<sup>[6]</sup>と最適フィルタリング理論<sup>[6]</sup>を提唱した。この状態方程式を基本とした設計理論は、それまでの古典制御理論とまったく異なることから現代制御理論と呼ばれている。現代制御理論は時間応答に着目した設計手法であり、1入出力、多入出力系を区別なく論じることができる。現代制御理論の成果は数多く、可制御性・可観測性、極指定、最適レギュレータ、オブザーバなど、状態フィードバックに基づく多くの制御系解析・設計手法が提案され、動特性に関する理論はほぼ完成を見た。

ところが、1980年代に入ってから古典制御理論と同様、周波数応答に注目した制御系設計理論がふたたび活発に研究されるようになってきた。これは、制御対象の持つ不確かさを考慮に入れたロバスト制御が現実問題として重要であるとの認識が高まってきたことと、古典的なループ整形の手法に理論的な裏付けを与え、かつ系統だった手法に改良する問題意識が起こったことによる。1981年にはロバスト制御の代表である  $H_\infty$  制御のはじまりとされる Zames の論文<sup>[7]</sup>と、周波数領域におけるループ整形の重要性を指摘した Doyle らの論文<sup>[8]</sup>が相次いで発表されている。この2つの論文はどちらも古典制御理論で培われた設計手法の理論的な裏付けを試みており、その後の線形制御理論の方向を決定したと言ってもよい。当初、 $H_\infty$  制御は一般的な定式化が困難とされてきたが、Francis や Doyle をはじめとする研究者により、1984年には状態空間に基づく解法が導出され、それ以後、ロバスト制御理論も状態空間表現に基づいて展開されるようになった。このように周波数領域で記述された問題を時間領域で解くという意味で、ロバスト制御理論は古典制御理論と現代制御理論を融合したとすることができる。1990年代には、 $H_\infty$  制御問題の解法として、2本の Riccati 方程式を解く代数的手法に代わり、線形行列不等式 (LMI : Linear Matrix Inequality) に関する凸最適化による解法が Gahinet らによって導かれた<sup>[9]</sup>。凸最適化の応用により、理論的厳密さをもって取り扱える制御問題のクラスが拡大し、今後の発展が期待され

ている<sup>[9][10]</sup>.

また、MATLABをはじめとするロバスト制御系設計ツールも整備され、 $H_\infty$ 制御などのロバスト制御理論は実用期を迎えている。その適用分野は発電プラント、鉄鋼、航空機、宇宙構造物、鉄道車両など多岐にわたり、特に時定数の小さな機械系はモデルの構築が容易であり、ロバスト制御が十分に有効な分野として広く認知されている。このように  $H_\infty$  制御に代表されるロバスト制御は、制御対象もしくはその不確かさに関して事前に情報を必要とするため事前情報に基づく制御であると言える。ロバスト制御においては制御対象の動特性が大きく変化する場合、制御系のロバスト安定性を保証する補償器を設計するため制御対象の不確かさを大きく見積もる必要がある。また、設計される補償器の構造は固定であるため、結果として保守的な補償器しか得られない恐れがある。一方、ロバスト制御とは異なる制御系の考え方として、制御対象の内部情報に応じてオンラインで補償器のパラメータや構造を変化させる適応制御が1960年代から研究されてきた。適応制御系は既存の制御ループに加え、パラメータ調節のためのループを持つ2重ループ構造を有している点に特徴がある。また、適応制御系の妥当性はその制御結果により評価されるため、事後情報に基づく制御であると言える。適応制御においては  $H_\infty$  制御などの事前情報に基づく固定の補償器で得られる制御性能よりも良い性能が得られる場合がある反面、安定性の確保が容易ではないという問題を有している。

## 1.2 ロバスト制御

不確かさが存在する現実の制御系を考える場合、設計目的は先に挙げた3項目では不十分であり、以下のような項目を加える必要がある。

- (1b) 不確かさが存在しても閉ループ系が安定である。
- (2b) 不確かさが存在しても定常偏差が零またはできる限り小さい。
- (3b) 不確かさが存在しても過渡応答波形が劣化しない。

ロバスト制御系設計とはこのような仕様に応えるため、単一の制御対象のモデル  $P_m$  を考えるのではなく、実際の制御対象  $P$  を含むような制御対象の集合  $\{P\}$  を考え、その集合に属するすべての制御対象に対して有効な補償器  $C$  を設計することと言える。このように、制御対象のモデルを集合として捉えて設計を行うのがロバスト制御の1つの特徴である。この制御対象の集合すべてに対して良好な結果を得るような補償器を設計することは、結果的には最も悪い性能を生じる  $\{P\}$  内の制御対象に対して最良の性能を示す補償器を設計すること、すなわちワーストケースを考慮して設計することになる。このように、ワーストケースを考慮して補償器を設計するという考え方は、与えられた1つの制御対象や特定の外乱入力に対して最適になるように設計する現代制御理論における最適制御の考え方とは根本的に異なるものである。

通常、制御対象の集合は基準となる制御対象のモデルと不確かさから構成されるが、不確かさの表現の仕方によりその表現能力は大きく異なる。たとえば、粘性摩擦のある平面に置かれたおもりがばねでつながれ、力  $F$  を加えられた場合の位置  $x$  と力  $F$  の関係を制御対象として考える。制御対象の動特性は微分方程式を用いて次式のように表される。

$$M \frac{d^2x}{dt^2} + D \frac{dx}{dt} + Kx = F \quad (1.1)$$

ここで、 $M$  はおもりの質量、 $D$  は平面の摩擦係数、 $K$  はばね定数を表している。このとき、入力である力  $F$  から出力である位置  $x$  までの制御対象のモデルである伝達関数  $P_m(s)$  は次式で書ける。

$$P_m(s) = \frac{1}{Ms^2 + Ds + K} \quad (1.2)$$

しかし、 $M, D, K$  の値を正確に知ることは困難であり、その真値が (1.3) 式のようにある区間内に含まれていることがわかっているとす。

$$M_{min} \leq M \leq M_{max} \quad , \quad D_{min} \leq D \leq D_{max} \quad , \quad K_{min} \leq K \leq K_{max} \quad (1.3)$$

パラメータ変動の導入も制御対象の不確かさを表現する有効な手段である。このようなパラメータ変動は制御対象の構造に起因する変動であるため、構造的変動



と呼ばれている。一方、この制御対象がモデル化の際に無視された高次の動特性を持っている場合も考えられる。モデル化の際に無視された動特性  $\Delta(s)$  を、そのゲインの上限だけが既知関数  $r(s)$  のゲインで押さえられている任意の変動とすると、実際の制御対象  $P$  は (1.4) 式または (1.5) 式のように表される。

$$P(s) = P_m(s) + \Delta(s) \quad (1.4)$$

$$P(s) = P_m(s)(1 + \Delta(s)) \quad (1.5)$$

$$|\Delta(s)| \leq |r(s)| \quad (1.6)$$

(1.4), (1.5) 式はそれぞれ加法的変動、乗法的変動と呼ばれている。また、加法的変動、乗法的変動はともに制御対象の構造には依存せず、ただ既知関数  $r(s)$  によるゲイン制約によって記述されることから非構造的変動と呼ばれており、高次の寄生的な振動モードなどの未知動特性の記述に適している。構造的変動や非構造的変動を用いた制御対象の集合  $\{P\}$  の適切なモデル化はロバスト制御系設計において重要な問題である。

また、ロバスト制御ではワーストケースを考慮して補償器を設計するため、制御対象の変動分の過大な見積りや、不適切なモデル構造に基づく同定は制御性能の低下につながるばかりか、制御系の安定性さえ損なうことがある。したがって、制御系に次節で述べるような適応機構を持たせることで、事前に見積もる変動分を最小限に抑えるか、あるいは制御に必要な情報のみからなるモデルを効率よく作る手法の開発が必要となる。

### 1.3 適応制御

ロバスト制御とは異なる立場の制御法として、制御対象や環境の変化に対してコントローラ自身のパラメータを変えながら所望の制御性能を達成する適応制御の考え方が提案されている。

図 1.2 に適応機構を持つ制御系の構造に基づく分類を示す。ここで、ロバスト制御理論において設計される補償器は (b) に分類される。制御対象の変動が事前にわかっているならば、それに応じて制御系を可変にするゲインスケジューリング制御 (d) に分類される) があり、多くの実用例が報告されている。しかし、

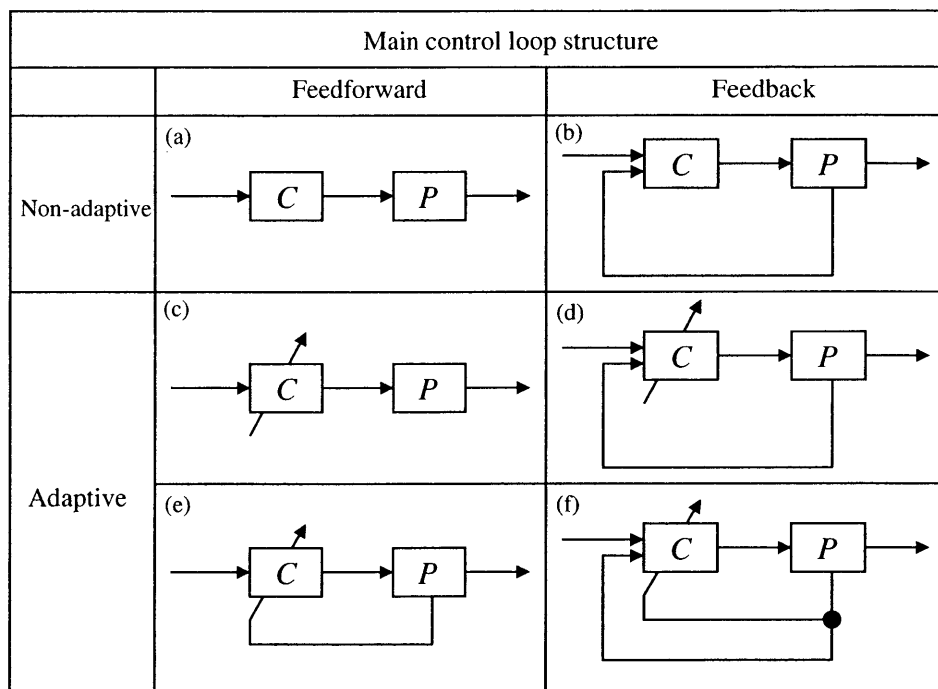


Fig. 1.2 適応制御系の分類

パラメータ調節ループが開ループであるため、想定されない制御対象の変動に対してロバスト性の保証が困難である。適応制御において、パラメータ調節ループのロバスト性を保証するためにはパラメータ調節部に閉ループ構造を持つ (e) や (f) の構造が適していると言える。適応制御の問題点としては、適応制御の目的が出力誤差の最小化であるため、ロバスト制御において一般的に用いられる周波数領域での設計仕様を与えることができない点、また、制御系の安定性の保証が困難である点が挙げられる。

## 1.4 本研究の目的

本研究の目的は、ロバスト制御理論に基づいて設計された補償器を、閉ループ構造を持つパラメータ調節ループと融合し、可変構造を持つ補償器に拡張することにより、不確かさを持った機械系の高精度な制御を実現することである。そこで、制御対象が不確かさを持つ場合にも安定性と制御性能を保証する補償器設計法を提案する。また、適応制御と融合することにより高精度な制御系が構成できることを示す。さらに、モデル同定と補償器設計との相互関係を考慮に入れることにより、制御目的を反映した不確かさの同定法について提案する。最後に、設計された補償器により構成される制御系が高い制御性能を有することを実験と計算機シミュレーションにより検証する。

以下、本論文で論じる内容について具体的に示す。

まずはじめに、産業界で広く用いられている 2 自由度制御系の内部構造の解析を行い、導出された Youla パラメトリゼーションの双対性から、与えられた補償器によって安定化される制御対象の集合を変動分を表現するパラメータを用いて表現する。導出された制御対象の集合内に実際の制御対象が含まれるという仮定に基づき、制御系の信号から変動分を同定し、変動分が存在しても制御系を安定に保ち、制御性能を保証する制御系設計法を提案する。次に、制御対象の出力に含まれる制御対象のモデル化されない動特性に関する情報を次回動作の参照入力生成にフィードバックする適応制御手法と組み合わせることにより、高精度な制御系を実現する手法を提案する。さらに、1 自由度マニピュレータの力制御問題

に対して提案する制御系設計法を適用し、その有効性を確認する。

次に、非線形性の強い制御対象である、DD (Direct Drive) マニピュレータや電動パワーステアリングが、前述の大きなパラメータ変動を持つ制御対象として表現できることを示し、パラメータ変動を持つ制御対象に対して有効なスケジュールド  $H_\infty$  制御に基づき補償器を設計する。設計された補償器は制御対象の情報に基づいてその構造を変化させるため、 $H_\infty$  制御に基づいて設計された固定構造を持つ補償器と比較して良好な制御性能を示すことを、実験および計算機シミュレーションにより明らかにする。

一方、これまでの制御系設計論においては制御対象のモデル同定と補償器設計は独立に行われてきた。しかし、実際には補償器設計に必要な制御対象に関する情報が獲得されれば十分である。そこで、制御系設計においてこれまで意識されることが少なかった補償器設計とモデル同定との相互関係を意識した制御系設計手法を提案する。そして、原点に極を持つ制御対象である回転機の位置決め制御問題に適用し、その有効性を計算機シミュレーションにより確認する。

## 1.5 本論文の構成

本論文の構成は以下の通りである。

まず第 2 章では、2 自由度制御系の内部構造について解析を行う。導出された 2 自由度制御系の内部構造から、2 自由度制御系が、安定化補償器、機械系の運動制御に対して有効な外乱推定器、ならびに目標値整形フィルタから構成されていることを示す。次に Youla パラメトリゼーションの双対性に基づき、実際の制御対象を変動分と呼ぶパラメータを用いて表現し、変動分が存在する場合の制御系のロバスト安定条件を導出し、その条件を満足する補償器設計手法を提案する。さらに、より高精度な制御系を実現するため、構成された 2 自由度制御系に逆モデルに基づく学習を組み合わせる手法を提案する。最後に、1 自由度マニピュレータの力制御問題に適用し、実験によりその有効性を示す。

第 3 章では、非線形性の強い制御対象である垂直型 2 自由度 DD マニピュレータの軌道制御問題を、パラメータ変動を持つ LPV (Linear Parameter Varying)

系として表現する．得られた LPV 系に対して，スケジュールド  $H_\infty$  制御を用いて補償器を設計する．スケジュールド  $H_\infty$  制御を用いて設計された補償器は，制御対象の情報に基づいてその構造を変化させることができるため，従来の  $H_\infty$  補償器と比較して優れた制御性能を示すことを実機を用いて検証する．さらに，非線形補償とスケジュールド  $H_\infty$  制御を組み合わせることにより，DSP (Digital Signal Processor) 上への実装において要する計算量を低減できることを示す．

第4章では，電動パワーステアリング駆動系の設計手法について述べる．これまで，電動パワーステアリング駆動系の設計は経験に基づく試行錯誤的な手段が採られていた．この章ではまず，制御対象である電動パワーステアリングの動特性を詳細に記述した解析モデルを導出する．そして，走行路面の状況の変化を制御対象のパラメータ変動として捉えることで，電動パワーステアリングを LPV 系として表現する．得られた LPV 系に対して，電動パワーステアリング駆動系設計問題を閉ループ伝達関数の周波数整形問題として捉え，スケジュールド  $H_\infty$  制御を用いて補償器を設計し，その有効性を計算機シミュレーションにより確認する．

第5章では，制御系設計においてこれまで意識されることが少なかった補償器設計とモデル同定との相互関係を意識した新しい結合化設計手法を提案する．最初に，制御系設計問題を，閉ループ特性のノルム最小化問題として定式化し，三角不等式を用いて補償器設計問題とモデル同定問題に分割し，補償器設計とモデル同定が関連付けられることを示す．最小二乗法に基づく同定法においては精度が要求される周波数領域を決める周波数重みの決定が問題となっていたが，結合化設計においてはこれが制御目的から自然に導出されることを次に示す．さらに，制御対象を Youla パラメトリゼーションの双対性に基づいて表現することにより導入される，変動分という安定なパラメータを制御対象として扱うことにより，従来，問題とされていた不安定な系に対しても結合化設計の考えが直接適用可能となることを示す．最後に，原点に極を持つ制御対象である回転機の位置決め制御問題に適用し，計算機シミュレーションによりその有効性を確認する．

第6章においては，本研究の成果を総括し，今後の課題について述べる．

## 第2章 学習制御と 2 自由度制御を用いた高精度力制御系

### 2.1 はじめに

近年、目標値応答特性とフィードバック特性を独立に規定できる 2 自由度制御系の有効性が認識されつつあり、様々な応用が見られるようになってきた<sup>[11][12][13][14]</sup>。制御対象の実安定有利関数環（以後、 $RH_\infty$  と示す）上での既約分解を用いて 2 自由度制御系の内部構造を解析すると、2 自由度制御系は安定化補償器、外乱推定器及び目標値整形フィルタから構成されていることが知られている<sup>[14]</sup>。そこで、Youla パラメトリゼーションの双対性より、変動分と呼ばれるパラメータを導入して不確かさを含む実際の制御対象の集合が導出できることを示す。導出された制御対象の集合を構成する変動分が制御系の内部信号から同定できることを示す。また、不確かさが存在する場合に制御系がロバスト安定であるための条件を導出し、ロバスト安定性を保証する補償器設計手法を提案する。しかしながら一般に、目標値応答特性を上げようとする、フィードバック特性が劣化してしまい、その結果、所望の応答が得られなくなる。

そこで、2 自由度制御系の目標値応答特性をさらに改善する手法として、繰り返し動作に基づく学習（以下、単に学習制御と呼ぶ）と組み合わせた制御系を新たに提案する。学習制御系は、制御対象の目標値応答を改善するためのフィードフォワード補償入力を試行を通して獲得するものであり、ロボット制御等の分野においてよく使われる制御手法である<sup>[15][16]</sup>。通常、学習制御系を構成する際には、制御対象に関する何らかの情報が必要となるが、2 自由度制御系と組み合わせて、その目標値応答を改善するという立場に立つ場合、2 自由度制御系におけ

るフィードバック補償器が機能していれば、2自由度制御系に与える目標値応答の仕様のみから学習制御系を構成できることになる。つまり、この場合制御対象に関する情報を一切用いることなく学習制御系が構成できることになり、これは学習制御系の設計を著しく容易にする。しかも、制御対象に対して純粋に学習制御系を構成する場合に比べて、学習の試行回数もはるかに少なくてすむ。

上述の制御系を1自由度マニピュレータの力制御問題に適用して、高速で高精度な制御結果が得られることを実験により検証する。

以下、2.2節では文献<sup>[11]</sup>の手法に基づいた2自由度制御系の設計法について簡単に示す。2.3節では2.2節で述べた2自由度制御系を1自由度マニピュレータの力制御問題に適用した実験結果を示す。2.4節では繰り返し動作に基づく学習制御系と2自由度制御系の融合について述べ、その実験結果を示す。2.5節はまとめである。

## 2.2 2自由度制御系の設計

本章では1入出力系を考察の対象とする。一般に2自由度制御系の内部構造は、図2.1によって表される。図2.1において、 $P_0$ は制御対象を表し、 $r, u, y, d$ はそれぞれ参照入力、制御対象への入力、観測出力、および外乱を表す。また、 $C_2$ は $RH_\infty$ 上での制御対象の既約分解表現を用いて次のように表現できる。

$$P_0 = N_0 D_0^{-1} \quad (2.1)$$

$$C_2 = (Y_0 - Q N_0)^{-1} (X_0 + Q D_0) \quad (2.2)$$

ここで、 $X_0, Y_0$ は、

$$Y_0 D_0 + X_0 N_0 = 1 \quad (2.3)$$

を満たす既約分解の1つであり、 $Q$ はフリーパラメータである。また、 $N_0, D_0, X_0, Y_0 \in RH_\infty$ である。これらを用いると2自由度制御系で達成可能な伝達関数のクラスや感度関数 $S$ 、相補感度関数 $T$ は次式のように表される。

$$G_{yr} = N_0 K \quad (2.4)$$

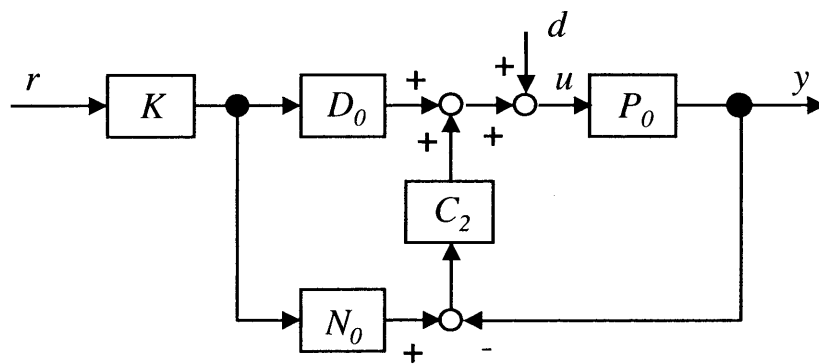


Fig. 2.1 2自由度制御系の内部構造 I



$$G_{yd} = (Y_0 - N_0Q)N_0 \quad (2.5)$$

$$S = (Y_0 - N_0Q)D_0 \quad (2.6)$$

$$T = N_0(X_0 + QD_0) \quad (2.7)$$

上式において、設計者の扱えるコントローラのパラメータは、 $Q, K$ の2種類であり、これらを適切に設計することにより、目標値応答特性  $G_{yr}$  とフィードバック特性  $G_{yd}, S, T$  を独立に設定できるという点が2自由度制御系の大きな特長である。

図2.1はまた、(2.1), (2.2), (2.3)式を用いて整理することにより、等価な図2.2に変形できる<sup>[4]</sup>。ここで、フリーパラメータ  $Q=0$  とした時のコントローラをノミナルコントローラ  $C_0$  と呼び、変動を含んだ制御対象  $P$  が  $C_0$  によって安定化されると仮定すると、 $P$  は Youla パラメトリゼーションの双対性により、次のように表すことができる。

$$P = (N_0 + Y_0R)(D_0 - X_0R)^{-1} = ND^{-1} \quad (2.8)$$

ただし、 $R$  は制御対象の変動分を表すパラメータである。

図2.2の  $P$  を(2.8)式に置き換え、整理することによって、 $r$  から  $\beta$  および  $y$  へのブロック図は図2.3に示す非常に簡単なブロック図で表される。図2.3から、 $\xi$  と  $\beta$  を用いることにより、コントローラの内部構造を何ら変えることなく  $R$  を同定できることがわかる。しかし、 $\xi$  は設計者が自由に扱える信号ではないので、制御系への影響が小さいM系列信号のような同定信号を加えることで  $R$  の同定を行う。また、図2.3は制御対象が(2.1)式から(2.8)式のように変動した場合、閉ループ系が安定であるための十分条件が次式で与えられることを示している。

$$\|RQ\|_{\infty} < 1 \quad (2.9)$$

制御対象が変動した後の閉ループ系の安定条件が  $Q$  と  $R$  で与えられることから、変動に応じてチューニングすべきパラメータは  $Q$  のみであることがわかる。

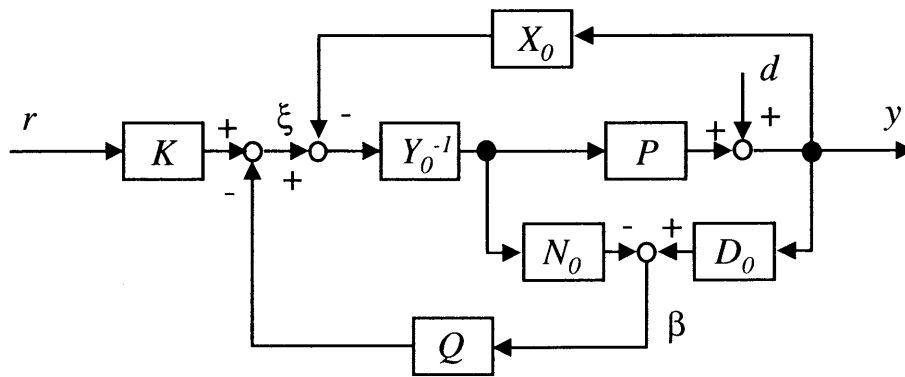


Fig. 2.2 2自由度制御系の内部構造 II

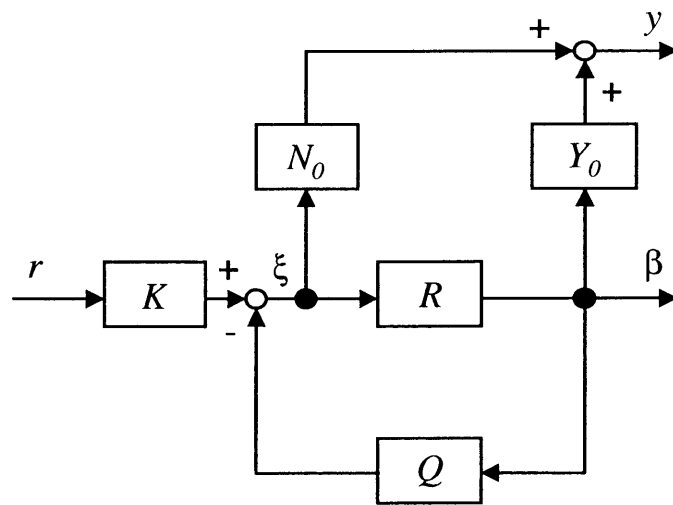


Fig. 2.3 2自由度制御系の内部構造 III

## 2.3 2自由度制御系の力制御への適用

### 2.3.1 1自由度マニピュレータへの適用

本節では図 2.4 のようにモデル化された 1 自由度マニピュレータの力制御問題に対し、前述の 2 自由度制御を適用することを考える。制御対象として、バネ定数  $k$  と粘性抵抗  $c$  で近似できる環境に対して質量  $m$  の 1 自由度マニピュレータが垂直方向に運動する系を考える。制御対象への入力をマニピュレータに加えられる力  $u$ 、観測出力を力センサで測定される環境からの反力  $f_s$  とすることで、前節で示した制御系を適用することができる。ただし、 $x$  はマニピュレータの手先位置を表しており、力制御を開始する時刻  $t = 0$  において、 $x = 0$  とする。この時、1 自由度マニピュレータの力制御系のダイナミクスは、(2.10), (2.11) 式で表される。

$$m\ddot{x} = u - f_s \quad (2.10)$$

$$f_s = kx + c\dot{x} \quad (2.11)$$

したがって制御対象の公称値伝達関数  $P_0$  は、

$$P_0 = \frac{cs + k}{ms^2 + cs + k} \quad (2.12)$$

となる。ただし、本実験では速度サーボバックを用いて制御系を構成するため、サーボバックと制御対象をあらかじめ接続した図 2.5 の状態を新たな制御対象  $P_0$  と考えることにする。すなわち、新たな制御対象への入力を  $u$  とすると、図 2.5 の制御対象  $P_0$  のダイナミクスは (2.13), (2.14), (2.15) 式で表される。

$$m\ddot{x} = u' - f_s \quad (2.13)$$

$$u' = u - K_v\dot{x} \quad (2.14)$$

$$f_s = kx + c\dot{x} \quad (2.15)$$

ただし、 $K_v$  はサーボバックの速度フィードバックゲインである。(2.13), (2.14), (2.15) 式より、新たな制御対象、つまり、 $u$  から  $f_s$  までの伝達関数  $P_0$  は (2.16) 式で与えられる。

$$P_0 = \frac{cs + k}{ms^2 + (c + K_v)s + k} \quad (2.16)$$

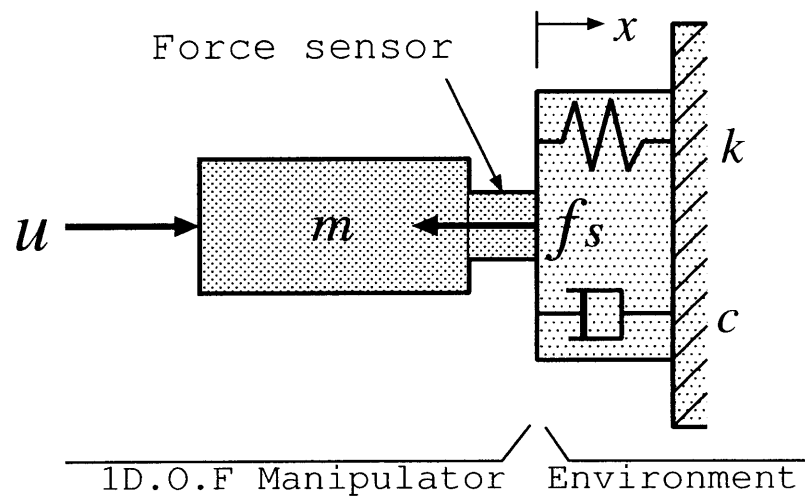


Fig. 2.4 環境のモデル

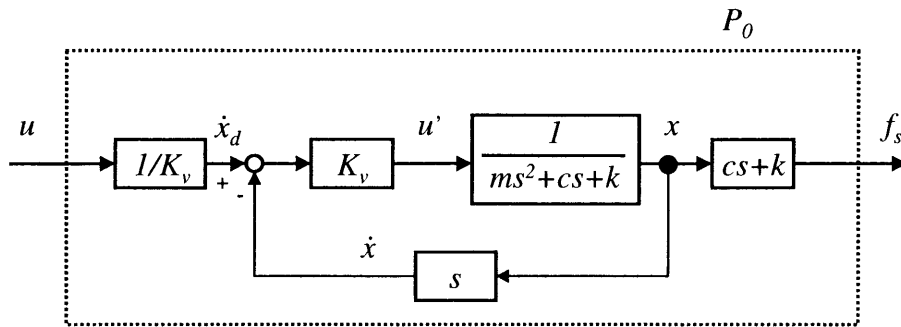


Fig. 2.5 速度フィードバックを考慮した制御対象

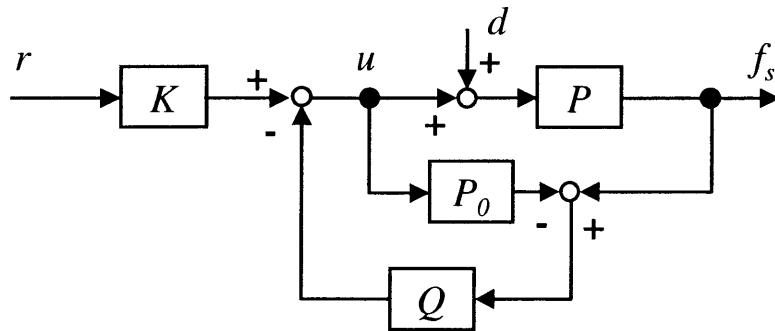


Fig. 2.6 フィードバック補償を省略した2自由度制御系

(2.16) 式より，制御対象は安定であるので，既約分解の解として次式を用いることができる<sup>[11]</sup>．

$$N_0 = P_0, D_0 = 1, X_0 = 0, Y_0 = 1 \quad (2.17)$$

このとき，制御系は図 2.2 から図 2.6 のようにフィードバック補償を省略した非常に簡単な構成になる．

### 2.3.2 コントローラ $K, Q$ の設計

目標値応答特性を規定するコントローラ  $K$  は，設計者が希望する目標値応答特性を伝達関数  $G_M$  で与えると，(2.4) 式より以下のように求めることができる．

$$G_M = \frac{\alpha}{s + \alpha} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} K &= G_M P_0^{-1} \\ &= \frac{\alpha(ms^2 + (c + K_v)s + k)}{(s + \alpha)(cs + k)} \end{aligned} \quad (2.19)$$

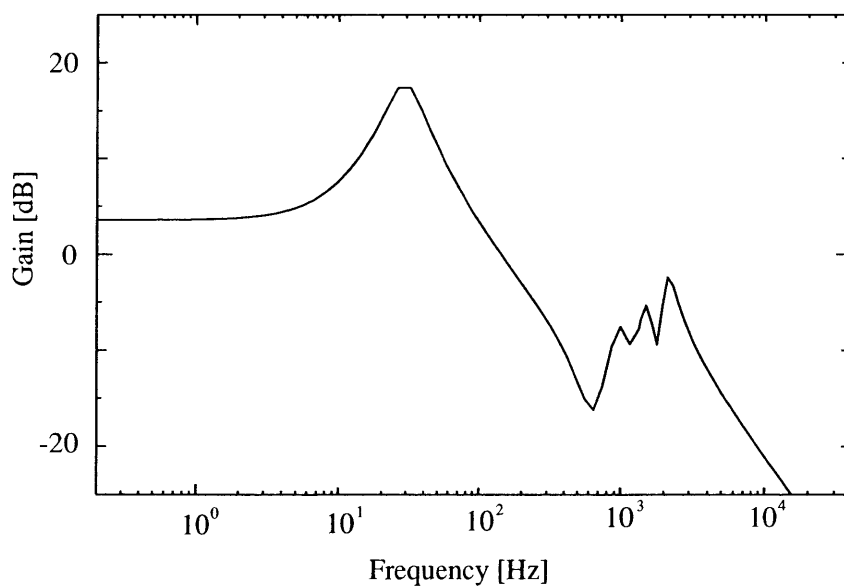
なお，本実験では目標値応答特性を表す伝達関数  $G_M$  は 1 次のローパスフィルタとした．フィードバック特性を決定するコントローラ  $Q$  は簡単のため，1 次のローパスフィルタとし，パラメータ変動に対して安定となるように (2.9) 式を満たしつつ，力応答誤差を減少させるため感度関数 (2.6) 式が低感度となるように設計した．

### 2.3.3 実験

実験に用いた制御対象のパラメータを表 2.1 に示す．また，制御対象の変動分  $R$  の同定の結果を図 2.7 に示し，実験装置の構成を図 2.8 に示す．1 自由度マニピュレータとして VCM (Voice Coil Motor) を用いた．マニピュレータの先端には力センサが取り付けられている．環境として，両端が支持されたプラスチック板を用いた．支持位置によってコンプライアンスを変化させることも可能である．なお，力サーボ系はアセンブラで記述されており，制御周期は 2 [ms] とした．次に，本実験で用いたコントローラ  $K, Q$  であるが， $Q$  は同定実験から得ら

Table 2.1 実験機の定数

$m$	マニピュレータの質量	0.53	[Kg]
$k$	環境のバネ定数	3000	[N/m]
$c$	環境の粘性抵抗	3	[Ns/m]
$K_v$	速度フィードバックゲイン	62	[Ns/m]

Fig. 2.7 変動分  $R$  の同定結果

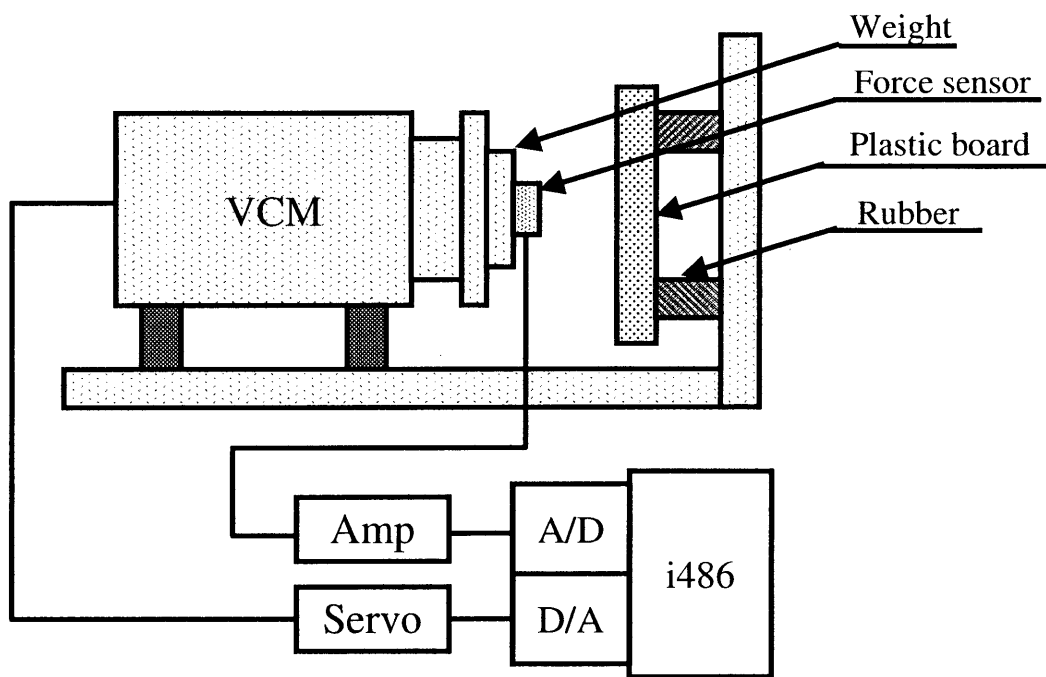


Fig. 2.8 実験装置の構成



れた制御対象の変動分  $R$  を基に (2.9) 式を満たすように設計を行い、以下のよう  
に決定した。

$$Q = \frac{21}{s + 30} \quad (\|RQ\|_{\infty} = 0.996) \quad (2.20)$$

また、 $K$  は (2.4) 式と制御対象のパラメータから以下のようになる。

$$K = \frac{\alpha(0.53s^2 + 65s + 3000)}{(s + \alpha)(3s + 3000)} \quad (2.21)$$

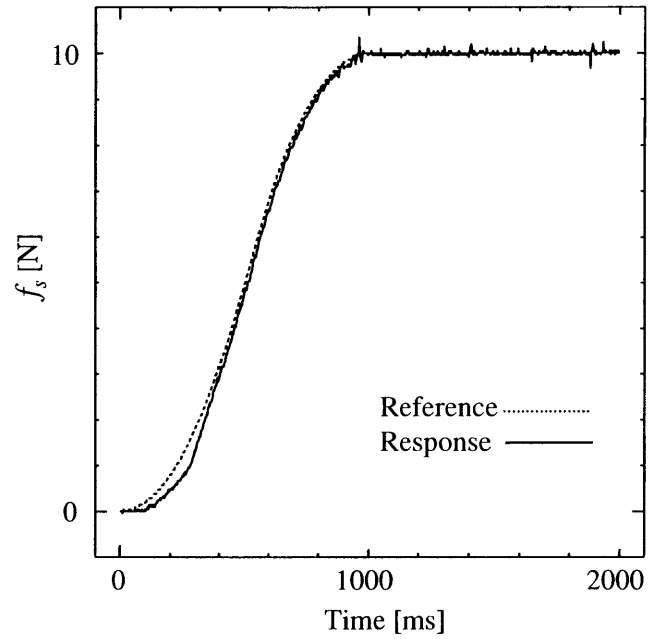
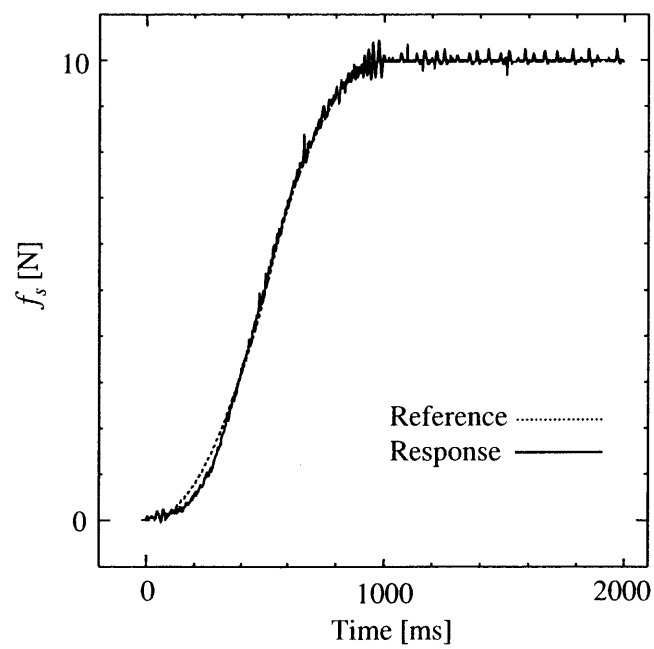
ここで、目標値応答特性を表す伝達関数のカットオフ周波数  $\alpha$  が大きいほど追従  
性が高まるので、このカットオフ周波数の選定が問題となる。カットオフ周波数  
を大きくしすぎると力応答に振動が生じることから、振動が生じない程度の値を  
試行錯誤的に決定する必要がある。  $\alpha = 50$  ,  $\alpha = 1000$  とした時の実験結果を図  
2.9, 2.10 に示す。なお、力の目標波形はジャークを発生しないように2次関数と  
した。実験結果より、400 [ms] 以降の力応答の結果は良好な追従性を示している  
が、始動時から 400 [ms] には大きな力追従誤差が生じている。この力追従誤差  
を改善するために  $\alpha = 1000$  とすると、図 2.9 で立上り時に見られた力追従誤差  
は減少するものの、完全に除去することができない上に、力応答波形に振動が生  
じる。つまり、目標値応答特性とフィードバック特性の干渉のため2自由度制御  
系の枠内で図 2.9 以上の応答を得ようとするには無理があり、さらに追従特  
性を改善するためには次節で述べる学習制御を組み入れる必要があることが理解  
できる。

## 2.4 学習制御法との融合

本節では、目標値応答特性の向上を目的として、繰り返し動作に基づく学習制  
御を2自由度制御系に付加することを考える。今、次のような学習制御則を考え  
る。

$$R_{k+1} = R_k + HE_k \quad (2.22)$$

ここで、添字  $k, k + 1$  は試行回数を表す。また、 $H$  は学習コントローラ、 $R_k$  は  
 $k$  回目の試行における参照入力のラプラス変換、 $E_k$  は  $k$  回目の試行における力

Fig. 2.9 力応答の実験結果 ( $\alpha = 50$ )Fig. 2.10 力応答の実験結果 ( $\alpha = 1000$ )

応答誤差のラプラス変換で, (2.23) 式で表される.

$$E_k = F_d - F_{s,k} \quad (2.23)$$

ここで,  $F_d, F_s$  はそれぞれ力目標値と観測信号のラプラス変換を表している. つまり, (2.22), (2.23) 式は  $k$  回目の試行における力応答誤差  $E_k$  を基に,  $k+1$  回目の参照入力  $R_{k+1}$  を更新することで次回試行の力応答誤差を減少させるということを表している. 次に学習の安定条件であるが,  $k$  回目の試行時の参照入力  $R_k$  と力応答  $F_{s,k}$  との関係が伝達関数  $G$  を用いて,

$$F_{s,k} = GR_k \quad (2.24)$$

と表されるとする. このとき, 力応答誤差の学習試行に対する遷移は (2.25) 式のように書ける.

$$\begin{aligned} E_{k+1} &= F_d - F_{s,k+1} \\ &= (1 - GH)E_k \end{aligned} \quad (2.25)$$

(2.25) 式より, 力応答誤差の収束, すなわち学習の安定条件が次式で与えられることが容易にわかる.

$$\|1 - GH\|_\infty < 1 \quad (2.26)$$

次に学習コントローラ  $H$  の設計であるが, 学習の収束速度の点から考えると,  $\|1 - GH\|_\infty$  が小さくなるように  $H$  を選択することが望ましい. 今, 2自由度制御系のフィードバック部が十分に働いていると仮定すると  $G$  は  $G_M$  で近似でき,  $H = G_M^{-1}$  とすることが考えられる. ただし, この場合  $H$  はプロパーとならないので  $G_M^{-1}$  にローパスフィルタ  $F_1$  を乗じたものを学習コントローラ  $H$  とする. この場合,  $H$  は (2.27) 式で表される.

$$H = F_1 G_M^{-1} \quad (2.27)$$

(2.27) 式において,  $G_M$  は仕様から決まる伝達関数であるため, 学習コントローラ  $H$  の設計の際には制御対象に関する情報は必要ないことになり, これが2自由度制御系と学習制御を併用する際の利点となる.

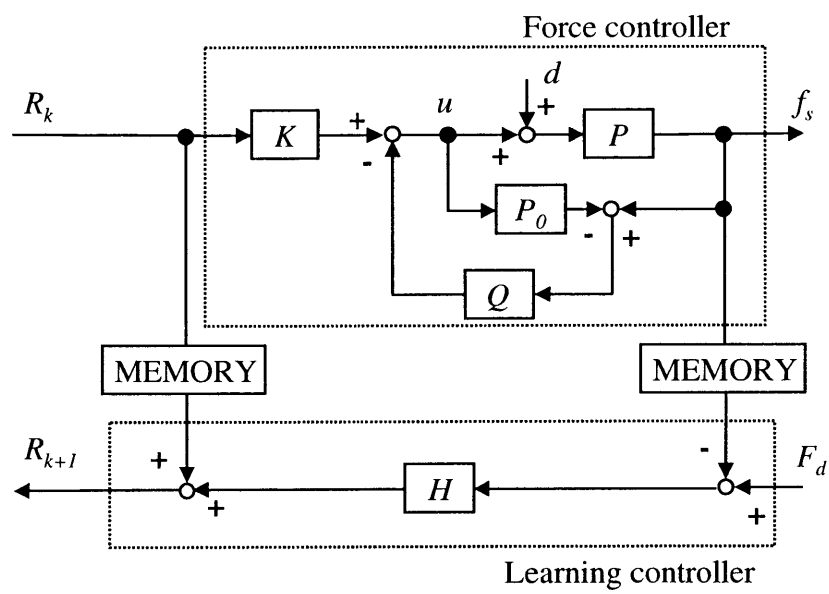


Fig. 2.11 学習を付加した制御系構成図

2 自由度制御系と学習制御を組み合わせた全体の制御系の構成を図 2.11 に示す。学習コントローラ部はオンラインで実行する必要がないので C 言語で記述されている。力制御で用いられた参照入力と観測出力をコンピュータ上のメモリに蓄え、それを基に演算を行っている。(2.28) 式で表される学習コントローラ  $H$  を用いて学習を 2 回行った後（つまり、試行 3 回目）の力制御の実験結果を図 2.12 に示す。

$$H = F_1 G_M^{-1} = \frac{80}{s+80} \cdot \frac{s+50}{50} \quad (2.28)$$

また、周波数領域で考察するため、目標波形と試行 2 回目および 3 回目の力応答のスペクトル解析の結果をそれぞれ図 2.13, 2.14, 2.15 に示す。図 2.12 を見ると、2 自由度制御系だけを用いた力制御の実験結果 (図 2.9) と比較して、始動時から 400 [ms] に見られた大きな力追従誤差は 2 回の学習で完全に除去できていることがわかる。しかし、1000 [ms] 以上で大きな振動が生じている。この原因について考えるため図 2.13, 2.14, 2.15 を見ると、30 [Hz] 以降の周波数帯域は学習を行うたびに増幅されていることがわかる。これは、30 [Hz] 以上の周波数帯域において (2.26) 式で与えられる学習の安定条件が満たされていないためである。このように、ある周波数帯域で学習が不安定となる場合、以下のように問題となる帯域を遮断するようなフィルタ  $F_2$  を用いて学習制御則 (2.22) 式を (2.29) 式のように変更することにより学習を安定化することができる<sup>[15]</sup>。以下、(2.29) 式をフィルタ付き学習と呼ぶ。

$$R_{k+1} = F_2(R_k + HE_k) \quad (2.29)$$

このとき、制御系の構成は図 2.16 のようになる。先程と同様に、(2.23), (2.24), (2.29) 式を用いて力応答誤差  $E_k$  の遷移を求めると、

$$\begin{aligned} E_{k+1} &= F_d - F_{s,k+1} \\ &= F_2(1 - GH)E_k + (1 - F_2)F_d \end{aligned} \quad (2.30)$$

となる。上式右辺第 2 項は試行によって変化しない項であることから、学習の収束条件は (2.31) 式で与えられることになる。

$$\|F_2(1 - GH)\|_\infty < 1 \quad (2.31)$$

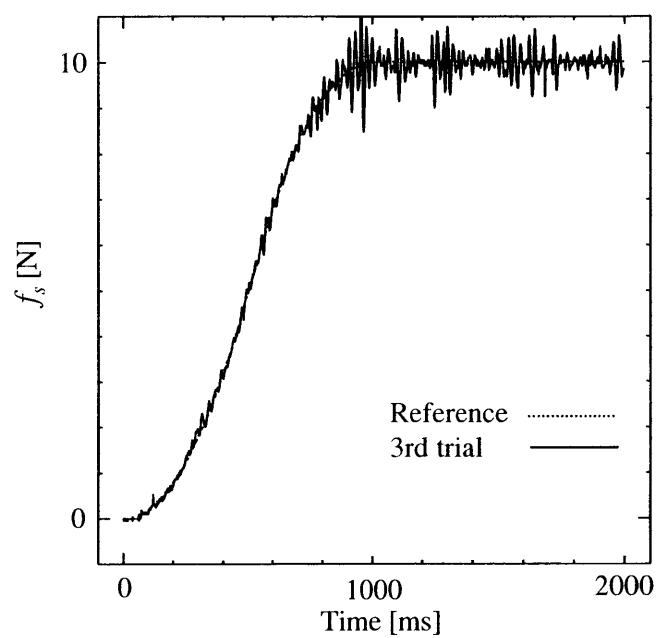


Fig. 2.12 試行 3 回目の実験結果

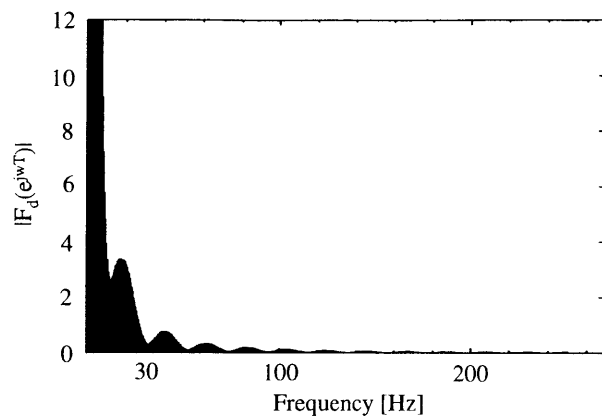


Fig. 2.13 目標波形のスペクトル解析

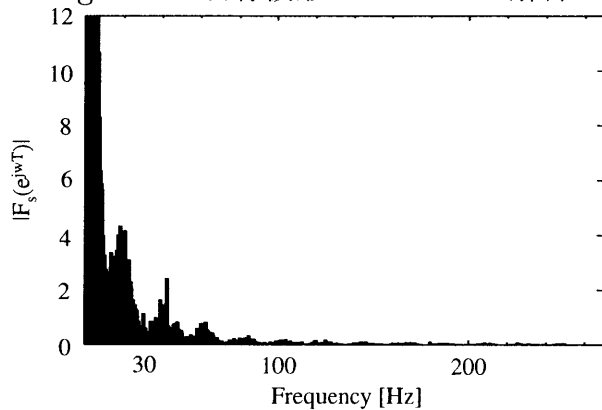


Fig. 2.14 試行 2 回目の力応答のスペクトル解析

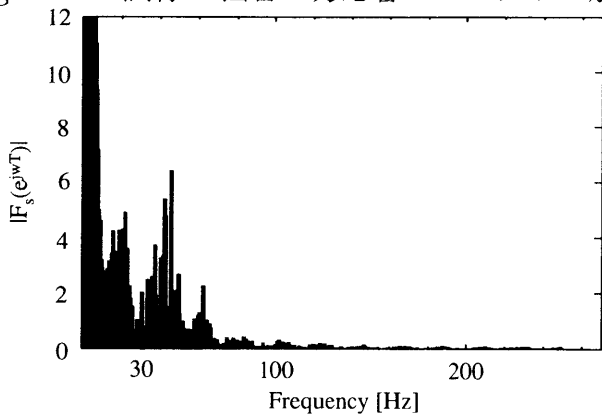


Fig. 2.15 試行 3 回目の力応答のスペクトル解析

上式より、学習が不安定になる周波数のゲインを低く抑えるようにフィルタ  $F_2$  を設計することで、学習を安定化することができる。しかし、(2.29) 式のようにフィルタを用いるということは、フィルタによって遮断される帯域の成分の学習をあきらめることを意味している。したがって、この場合、力応答誤差は最終的に零に収束せず、(2.32) 式で表される学習の意味での定常偏差を持つ。

$$E_\infty = \frac{(1 - F_2)F_d}{1 - F_2(1 - GH)} \quad (2.32)$$

したがって、 $F_2$  を付加した学習制御系では学習の安定条件 (2.31) 式を満たしつつ、力応答誤差の収束先の  $L_2$  ノルム  $\|E_\infty\|_2$  をできるだけ零に近付けるようにローパスフィルタ  $F_2$  を設計しなければならない。本章では簡単のため、フィルタ  $F_2$  としてローパスフィルタを用い、そのカットオフ周波数は図 2.14, 2.15 から 30 [Hz] とした。このとき、 $F_2$  は (2.33) 式となる。

$$F_2 = \frac{30}{s + 30} \quad (2.33)$$

(2.33) 式を用いてフィルタ付き学習を 2 回行った時の力制御の実験結果を図 2.17 に示す。

実験結果より、学習を行う前の力制御の実験結果 (図 2.9) に見られた始動時の大きな力追従誤差は 2 回の学習で除去されており、学習を行うことにより生じた振動も見られず、力目標波形に対して大変良好な追従性が得られていることがわかる。また、力応答のスペクトル解析の結果を図 2.18 に示す。この結果より、ローパスフィルタ  $F_2$  により、30 [Hz] 以上の周波数帯域での学習の安定性が確保されていることがわかる。これにより、2 自由度制御系と学習制御系を融合することで、少ない試行回数で高精度な力制御が実現できる制御系を簡単に構成できることが示せた。

以上、2 自由度制御系と学習制御系との融合の手順をまとめると以下のようになる。

**手順 1** 制御対象の変動分  $R$  を同定し、(2.9) 式を満たすようにフィードバックコントローラ  $Q$  を設計する。



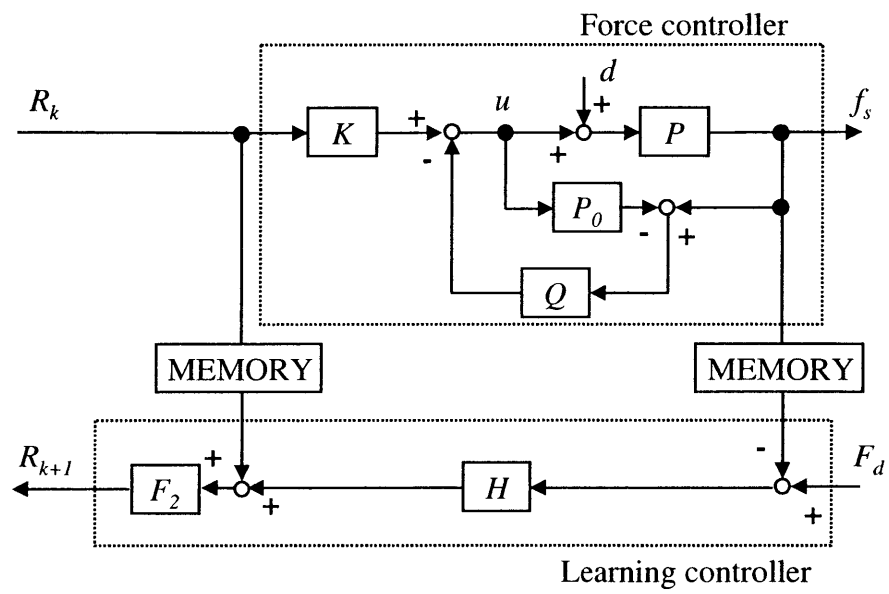


Fig. 2.16 フィルタ付き学習を付加した制御系構成図

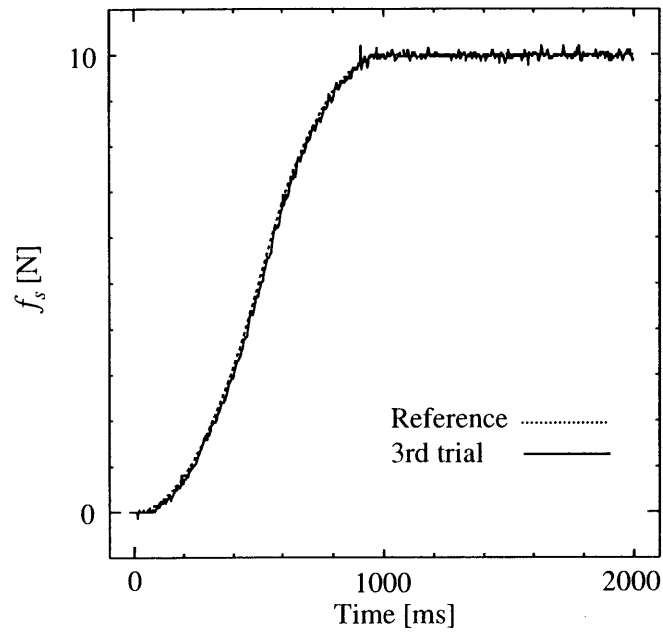


Fig. 2.17 試行 3 回目の実験結果 (フィルタつき)

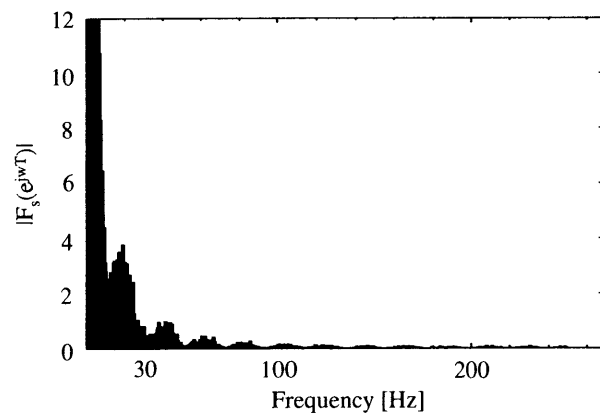


Fig. 2.18 力応答のスペクトル解析

手順2 目標値応答特性の仕様を決定する伝達関数  $G_M$  を決定し, (2.4) 式よりフィードフォワードコントローラ  $K$  を設計する.

手順3  $F_1 G_M^{-1}$  がプロパーとなるように  $F_1$  を決定し,  $H = F_1 G_M^{-1}$  を学習コントローラとする.

手順4 手順3で構成された学習制御系によって得られた実験結果を基に, 学習の安定条件を満たさない周波数を定め, その周波数をカットオフ周波数とするローパスフィルタ  $F_2$  を決定する.

## 2.5 まとめ

本章では, 2自由度制御系と繰り返し動作に基づく学習を組み合わせることで高精度な力制御を実現する方法を提案し, 1自由度マニピュレータの力制御に適用してその有効性を実験により確認した.

本章で示した制御系設計手法の特長を以下に述べる.

- (1) 2自由度制御系と学習制御系を融合することで2自由度制御系のみでは実現できない高速・高精度な力制御を実現できる.
- (2) 学習制御系を2自由度制御系と組み合わせることで, 制御対象の新たな情報なしで学習コントローラを構成できる.
- (3) 2自由度制御系と学習制御系を融合することで, 学習の試行回数がかかり少なくなる.
- (4) 学習はオフラインで行われるため, オンラインで行う計算量を抑えることができる.
- (5) 高精度な制御系が簡単に, しかも低コストで実現できる.

# 第3章 スケジュールド $H_\infty$ 制御を用いた DD マニピュレータの軌道制御系

## 3.1 はじめに

産業界においてロボットマニピュレータは様々な作業に用いられている。例えば組み立て作業やバリ取り作業、ピックアンドプレイス、塗装など、人間に代わって複雑かつ危険な作業に従事している。しかし、ロボットマニピュレータに要求される作業は年々高速・複雑化しており、その要求に応えるためにはロボットマニピュレータの性能の向上が不可欠となる。性能の向上として、アクチュエータの高性能化、ロボットマニピュレータの制御性能の向上が考えられる。アクチュエータの性能を向上させる研究として、アクチュエータの小型化・高トルク化が進められている。電子機器やその部品は年々精密微細化されており、組立や検査工程にロボットマニピュレータを導入するには数十ミクロン以下の精度が要求されるようになった。また、生産性の観点から高速化が重要な課題とされ、厳しいタクトタイムにも対応できる高速性も要求されるようになった。このような高速・高精度化の要求に応えるためには精度と速度を直接的に左右するアクチュエータと動力伝達機構の大幅な改善が必要となる。現在のところ産業応用の分野で活躍するほとんどのアクチュエータは電磁力、油圧、空気圧を利用したものに大別される。その中でも電磁力を利用したモータは制御性がよく、高速な制御に適している。しかし、重量に比して出力トルクが小さいため、ロボットマニピュレータに応用する場合、一般的に減速機構を介してリンクを駆動する構造が採られている。減速機構を持つロボットマニピュレータはモータの回転数を下げることで出

力トルクを増し、慣性変動やリンクに加わる外力がモータ軸に及ぼす影響を減少させる利点を持つ。しかし、減速ギアとして使用するハーモニックギアはそれ自体が薄い金属板でできているためトルクが伝達する過程で弾性体として作用し、ロボットマニピュレータの機械的剛性を低くする要因となる。また、減速機構のガタやバックラッシュ、摩擦が制御性能の低下につながる。このような機械的剛性を改善する目的で提案されたのがダイレクトドライブマニピュレータ（以下、DD マニピュレータと呼ぶ）である。DD マニピュレータの特徴として、モータとリンクとの間に減速ギアなどの動力伝達機構を持たない直接駆動方式であるため機械的剛性が非常に高く、高速（高加速）化が可能であり、部品数が少ないため故障しにくく、保守が容易であることが挙げられる。しかしながら等価ギア比が1であることから、慣性変動、リンク間の干渉力、および重力などの外乱の影響を受け易く、そのダイナミクスは強い非線形性を持つ。上述のような非線形性の強いダイレクトドライブ機構を用いる場合、所望の動作を実現するためには各軸が慣性変動、リンク間の干渉力、および重力などの外乱トルクに対して低感度な制御系となる必要がある。これまで、このような問題に対する解答としてアクチュエータが発生すべきトルクを忠実に求め、フィードフォワード補償を行う計算トルク法や、分解加速度法<sup>[17]</sup>、非線形フィードバック法<sup>[18]</sup>などが提案されてきた。しかし、これらの制御法は逆動力学問題を解く複雑なアルゴリズムを必要とするため廉価なマイクロプロセッサ上で実装することは困難であった。さらに、パラメータ変動やペイロードの変化に対し、そのダイナミクスは容易に変動するため制御性能が低下することからも有効な制御法とは言えなかった。このような動作点の移動に伴い動特性が変化する非線形系に対し、ゲインスケジューリングが有効な制御手法であることが知られている。ゲインスケジューリングは動作点の変化に伴い、あらかじめ設計されたコントローラを切り替える手法である。しかし、コントローラを設計する動作点をどのように選択するか、どのようにスケジューリングすべきか、また、大域的な安定性が保証されないなどの問題があり、体系的な設計法は得られていなかった。

最近、ロバスト制御の分野で、あるクラスの非線形系である制御対象を LPV (Linear Parameter-Varying) 系と呼ばれる時変パラメータを持つ線形系として記

述し、この LPV 系に対し制御系設計問題を考える手法が Gahinet や Apkarian らによって提案された。このスケジューリングパラメータを覆うパラメータ空間の凸性と 2 次  $H_\infty$  性能の概念を用いることによって大域的安定性と制御性能を保証するスケジューリングコントローラ的设计<sup>[9]</sup>が可能となった。この考え方の長所として、固定されたスケジューリングパラメータに対して系が線形時不変となることから理論的検討が容易となり、従来の線形制御の枠組で考えられることが挙げられる。また、スケジューリングパラメータの変化に応じて実時間で滑らかなスケジューリングを行うことができ、単一の線形時不変コントローラを用いた場合と比較して制御性能の大幅な向上が見込まれる。また、制御対象がスケジューリングパラメータに対してアフィン結合として表現できる場合、行列不等式 LMI (Linear Matrix Inequality)<sup>[9]</sup> を用いてスケジューリングコントローラを設計できることが挙げられる。しかし、本制御法の実際の適用例は極めて少なかった。また、設計されたスケジューリングコントローラがパラメータ空間の頂点における頂点コントローラの凸補間として得られることから計算量が多く、実装が困難であった。

そこで、本章では非線形な制御対象である DD マニピュレータの高精度なモーションコントロールに対してスケジュールド  $H_\infty$  制御を適用する手法を提案する。これまでの計算トルク法に代表される DD マニピュレータの制御法はパラメータ変動に対するロバスト性を考慮しておらず、また計算量の面で現実的な制御法とは言えなかった。提案する制御法が制御対象の動特性の変化に応じて複数の線形コントローラのゲインをスケジューリングすることで制御対象の非線形性を補償し、大域的安定性を保証する有効な制御法であることを示す。また、廉価なマイクロプロセッサでの実装を考慮して、非線形補償とスケジュールド  $H_\infty$  制御を組み合わせた制御系を提案する。提案する制御法を 2 自由度 DD マニピュレータの軌道制御に対して適用し、その有効性を従来法との比較実験を通して確認する。

## 3.2 制御対象のモデル化

### 3.2.1 DD マニピュレータのモデル化

制御対象である 2 自由度 DD マニピュレータのモデルを図 3.1 に示す. このとき, マニピュレータの運動方程式は粘性摩擦, クーロン摩擦を考慮すると (3.1) 式で表現される.

$$\mathbf{J}(\boldsymbol{\theta})\ddot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{C}(\dot{\boldsymbol{\theta}}, \boldsymbol{\theta}) + \mathbf{G}(\boldsymbol{\theta}) + \mathbf{D}\dot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{E}(\dot{\boldsymbol{\theta}}) = \boldsymbol{\tau} \quad (3.1)$$

ただし,

$$\mathbf{J}(\boldsymbol{\theta}) = \begin{pmatrix} J_1 + J_2 + 2J_3 \cos(\theta_2) & J_2 + J_3 \cos(\theta_2) \\ J_2 + J_3 \cos(\theta_2) & J_2 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

$$\mathbf{C}(\dot{\boldsymbol{\theta}}, \boldsymbol{\theta}) = \begin{pmatrix} -J_3(2\dot{\theta}_1\dot{\theta}_2 + \dot{\theta}_2^2) \sin(\theta_2) \\ J_3\dot{\theta}_1^2 \sin(\theta_2) \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

$$\mathbf{G}(\boldsymbol{\theta}) = \begin{pmatrix} G_1 \cos(\theta_1) + G_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ G_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} D_1 & 0 \\ 0 & D_2 \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

$$\mathbf{E}(\dot{\boldsymbol{\theta}}) = \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

$$J_1 = m_1 s_1^2 + m_2 l_1^2 + I_1 \quad (3.7)$$

$$J_2 = m_2 s_2^2 + I_2 \quad (3.8)$$

$$J_3 = m_2 l_1 s_2 \quad (3.9)$$

$$G_1 = g(m_1 s_1 + m_2 l_1) \quad (3.10)$$

$$G_2 = gm_2 s_2 \quad (3.11)$$

$$E_i = f_{ci} \operatorname{sgn}(\dot{\theta}_i) \quad (3.12)$$

ここで,  $\mathbf{J}(\boldsymbol{\theta})$  は慣性行列,  $\mathbf{C}(\dot{\boldsymbol{\theta}}, \boldsymbol{\theta})$  は遠心力・コリオリ力に関する項,  $\mathbf{G}(\boldsymbol{\theta})$  は重力項,  $\mathbf{D}$  は粘性摩擦係数行列,  $\mathbf{E}(\dot{\boldsymbol{\theta}})$  はクーロン摩擦に関する項,  $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1^T \theta_2^T]^T$  は角度,  $\boldsymbol{\tau} = [\tau_1^T \tau_2^T]^T$  は駆動トルクを表し, 添え字は各軸を表す. また,  $m$  は

質量,  $l$  は長さ,  $s$  は重心までの長さ,  $I$  は慣性モーメント,  $f_{ci}$  はクーロン摩擦を表す. 通常, DD マニピュレータのダイナミクスには遠心力・コリオリ力の項が加わるが, 遠心力・コリオリ力の項を考慮した場合, 制御対象がスケジューリングパラメータに対してアフィンでなければならないという制約条件を満たさなくなり, スケジュールド  $H_\infty$  制御の適用が不可能となる. さらに, 重力やクーロン摩擦による影響と比較して小さいためモデル化に際しては無視し, 設計の際に変動分として考慮する. 検出される信号は 1 軸と 2 軸の角度のみとし, さらに, アクチュエータの伝達遅れを考慮し, 各軸のトルク電流制御系を次式のように 1 次遅れ系で近似する.

$$\mathbf{i}_T = \frac{1}{1 + T_{cur}s} \mathbf{i}_T^* \quad (3.13)$$

ここで,  $\mathbf{i}_T$  は各軸のトルク電流,  $\mathbf{i}_T^*$  は各軸のトルク電流指令値,  $T_{cur}$  はトルク電流制御系の時定数を表し, 各軸同じ値を用いるものとする. また, トルク  $\boldsymbol{\tau}$  とトルク電流  $\mathbf{i}_T$  の関係は次式で与えられる.

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{K}_T \mathbf{i}_T \quad (3.14)$$

ここで,  $\mathbf{K}_T = \text{diag}(K_{T1}, K_{T2})$  はトルク定数行列である. しかし, (3.4), (3.6) 式からわかるように重力項  $\mathbf{G}(\boldsymbol{\theta})$  とクーロン摩擦  $\mathbf{E}(\dot{\boldsymbol{\theta}})$  の構造は簡単なうえ, 現れる未知パラメータ  $G_1, G_2, f_{c1}, f_{c2}$  の同定も容易であることから, (3.1) 式の制御対象に対してフィードフォワード補償を施すことによって重力とクーロン摩擦の影響を補償する. そして, 図 3.2 に示すようにトルク電流制御系を考慮し, 重力補償およびクーロン摩擦補償を施した DD マニピュレータを制御対象として考える. このとき, 図 3.2 で表される制御対象はディスクリプタ形式を用いて (3.15) 式のように表現することができる.

$$\begin{cases} \mathbf{E}_p \dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p + \mathbf{B}_p \mathbf{u} \\ \mathbf{y}_p = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p \end{cases} \quad (3.15)$$

ただし,

$$\mathbf{E}_p = \begin{pmatrix} \mathbf{J} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{pmatrix} \quad (3.16)$$



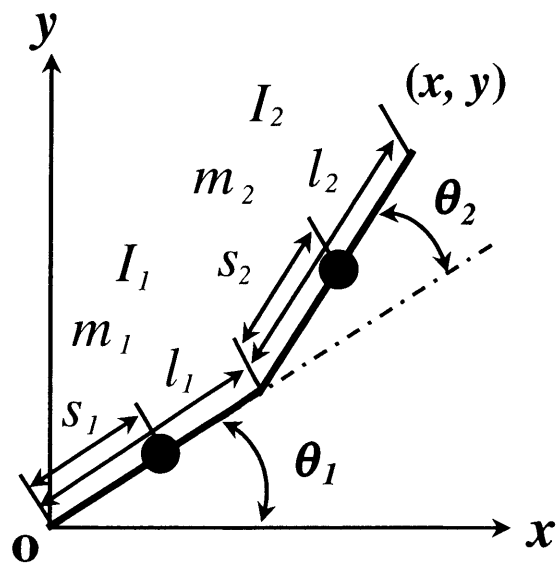


Fig. 3.1 2 自由度 DD マニピュレータのモデル

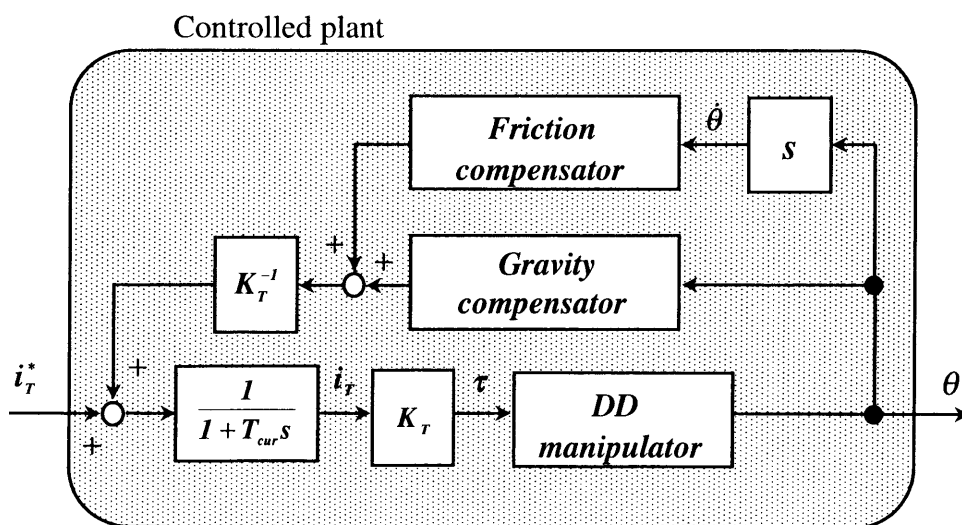


Fig. 3.2 制御対象

$$\mathbf{A}_p = \begin{pmatrix} -D & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} \\ \mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} & -1/T_{cur} \times \mathbf{I}_{2 \times 2} \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

$$\mathbf{B}_p = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} \\ \mathbf{K}_T/T_{cur} \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

$$\mathbf{C}_p = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{I}_{2 \times 2} & \mathbf{0}_{2 \times 2} \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

$$\mathbf{x}_p = \begin{pmatrix} \dot{\boldsymbol{\theta}}^T & \boldsymbol{\theta}^T & \boldsymbol{\tau}^T \end{pmatrix}^T \quad (3.20)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{i}_T^* \quad (3.21)$$

ここで、 $\mathbf{y}_p$  は制御対象の出力ベクトル、 $\mathbf{x}_p$  は状態ベクトル、 $\mathbf{u}$  は入力ベクトルを表す。

### 3.2.2 スケジューリングパラメータの決定

本項では (3.15) 式で与えられる制御対象を基に、スケジューリングパラメータ  $\xi$  を決定する。スケジューリングパラメータには以下の拘束条件が課せられる。

#### 拘束条件

- 系はスケジューリングパラメータに対して線形時不変系のアフィン結合で表現できなければならない。
- スケジューリングパラメータは実時間で計算できなければならない。

以上の拘束条件を考慮し、スケジューリングパラメータ  $\xi$  を (3.22) 式のように決定する。

$$\xi = \cos(\theta_2) \quad (3.22)$$

このとき、制御対象の  $\mathbf{E}_p$  行列はスケジューリングパラメータを用いて (3.23) 式のように表すことができる。

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_p &= \begin{pmatrix} \mathbf{J}_0 & \mathbf{0}_{2 \times 4} \\ \mathbf{0}_{4 \times 2} & \mathbf{I}_{4 \times 4} \end{pmatrix} + \xi \begin{pmatrix} \mathbf{J}_1 & \mathbf{0}_{2 \times 4} \\ \mathbf{0}_{4 \times 2} & \mathbf{0}_{4 \times 4} \end{pmatrix} \\ &= \mathbf{E}_{p0} + \xi \mathbf{E}_{p1} \end{aligned} \quad (3.23)$$

ただし,  $\mathbf{J}_0, \mathbf{J}_1$  は以下の式で与えられる.

$$\mathbf{J}_0 = \begin{pmatrix} J_1 + J_2 & J_2 \\ J_2 & J_2 \end{pmatrix} \quad \mathbf{J}_1 = \begin{pmatrix} 2J_3 & J_3 \\ J_3 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.24)$$

これより, 制御対象は次式のように表現でき, スケジューリングパラメータ  $\xi$  に対して線形時不変系のアフィン結合で表現できる LPV 系であることが確認できる.

$$\begin{cases} \mathbf{E}_{p0}\dot{\mathbf{x}}_p + \xi\mathbf{E}_{p1}\dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p\mathbf{x}_p + \mathbf{B}_p\mathbf{u} \\ \mathbf{y}_p = \mathbf{C}_p\mathbf{x}_p \end{cases} \quad (3.25)$$

次にスケジューリングパラメータを覆う凸なパラメータ空間  $\Xi$  を決定する. マニピュレータの 2 軸が取り得るすべての姿勢を考慮すると, パラメータ空間  $\Xi$  はスケジューリングパラメータの最大値と最小値で構成される線分として (3.26) 式のように表現でき, これは明らかに凸空間である.

$$\Xi = \{\xi : \xi_{min} \leq \xi \leq \xi_{max}\} \quad (3.26)$$

### 3.3 スケジューリングコントローラ的设计

#### 3.3.1 混合感度問題による設計問題の定式化

本節ではスケジューリングコントローラ的设计問題の定式化を行う. まず, 設計問題として従来の  $H_\infty$  制御で取り扱われている混合感度問題を考え, それを線形行列不等式 (LMI) を用いて定式化する.

マニピュレータの軌道制御を実現する制御系として図 3.3 のようなサーボ系を考える. ここで,  $\mathbf{r}$  は目標軌道,  $\mathbf{e}$  は偏差,  $\mathbf{y}$  はマニピュレータの出力である.  $\mathbf{P}$  は制御対象の伝達関数,  $\mathbf{K}$  は設計すべきコントローラ,  $\Delta_m$  はモデル化において無視された高次のダイナミクスやノイズを表す乗法的変動である. 図 3.3 はさらに  $H_\infty$  制御問題を考えやすい図 3.4 に書き直すことができる. 制御目的としてはロバスト安定であり, 偏差  $\mathbf{e}$  の少ない制御系的设计を考える. この制御系において,  $\Delta_m = \mathbf{0}$  のときの  $\mathbf{r}$  と  $\mathbf{e}$  の関係は (3.27) 式となる.

$$\mathbf{e} = \mathbf{S}(s)\mathbf{r} \quad (3.27)$$

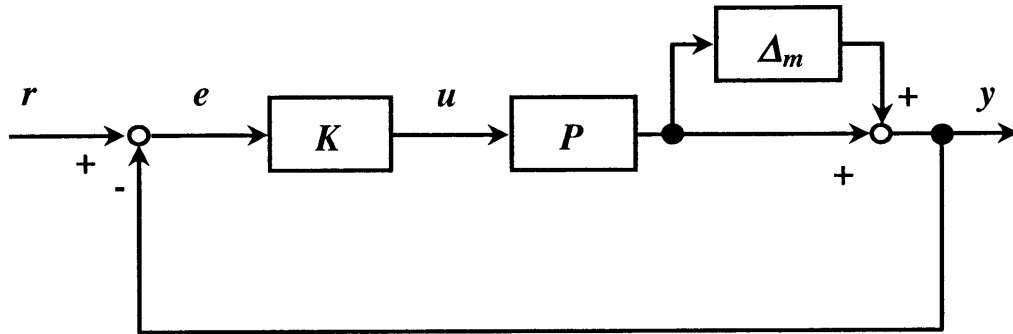


Fig. 3.3 混合感度問題 I

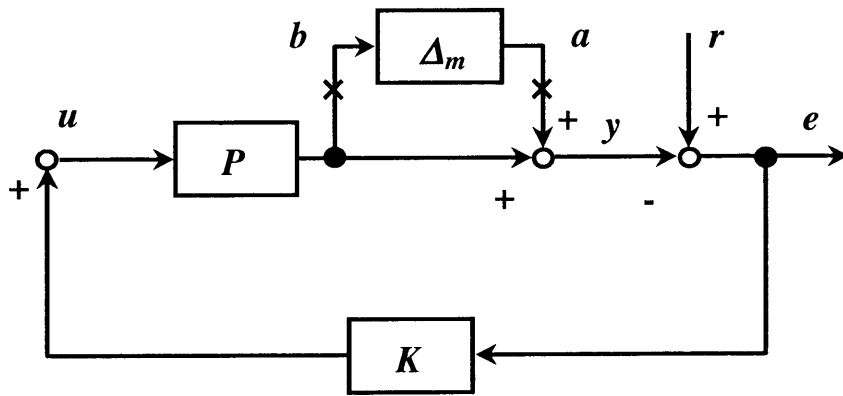


Fig. 3.4 混合感度問題 II

ただし,

$$\mathbf{S}(s) = (\mathbf{I} + \mathbf{PK})^{-1} \quad (3.28)$$

であり,  $\mathbf{S}(s)$  は感度関数と呼ばれる. 偏差の小さい制御系を実現するとは全周波数帯域において感度関数のゲインを抑えることと等価であることがわかる. そこで, 偏差  $e$  にかける重みを  $\mathbf{W}_s(s)$  とし, なるべく小さな正数  $\gamma$  に対して

$$\left\| \frac{1}{\gamma} \mathbf{W}_s \mathbf{S}(s) \right\|_\infty < 1 \quad (3.29)$$

とするコントローラを設計する. すると, 重み  $\|\mathbf{W}_s\|$  が大きい周波数帯域で特に感度関数を小さくできる. 以下, 重み  $\mathbf{W}_s$  は  $\gamma$  で割り, 規格化されているものとする. 一方, 乗法的変動  $\Delta_m$  が存在する場合, 制御系のロバスト安定性は,

$$\sigma_{\max}\{\Delta_m(j\omega)\} \leq |\mathbf{W}_t(j\omega)| : \forall \omega \quad (3.30)$$

を満たす安定な重み関数  $\mathbf{W}_t$  を用い,

$$\|\mathbf{W}_t \mathbf{T}(s)\|_\infty < 1 \quad (3.31)$$

とするコントローラを設計することで達成できることがスモールゲイン定理から導かれる. ここで,  $\mathbf{T}(s)$  は図 3.4 において  $a$  点から  $b$  点までの伝達関数であり, (3.32) 式で定義される相補感度関数である.

$$\mathbf{T}(s) = (\mathbf{I} + \mathbf{PK})^{-1} \mathbf{PK} \quad (3.32)$$

しかし, 容易に確かめられるように感度関数  $\mathbf{S}(s)$  と相補感度関数  $\mathbf{T}(s)$  との間には,

$$\mathbf{S}(s) + \mathbf{T}(s) = \mathbf{I} \quad (3.33)$$

という関係が成り立つ. したがって同じ周波数帯域で同時に感度関数と相補感度関数を小さくするのは相反する要求であることがわかる. 現実には, 目標軌道は低周波成分で構成され, 制御対象の不確定性は高周波帯域で大きくなることから, 低周波帯域で  $\mathbf{S}(s)$  を, 高周波帯域で  $\mathbf{T}(s)$  を小さくするという設計指針が導かれ

る。このような問題を混合感度問題という。すなわち、混合感度問題とは (3.29), (3.31) 式の双方を満たすコントローラを設計する問題である。この混合感度問題を  $H_\infty$  制御問題として定式化するため、外生信号  $w$  と  $H_\infty$  ノルムを評価したい信号  $z = [z_1^T \ z_2^T]^T$  を導入する。すると、

$$z = \begin{pmatrix} W_s S(s) \\ W_t T(s) \end{pmatrix} w \tag{3.34}$$

となり、混合感度問題は外生信号  $w$  から評価信号  $z$  までの伝達関数の  $H_\infty$  ノルムの最小化問題として定式化できる。

$$\|G_{zw}\|_\infty = \left\| \begin{pmatrix} W_s S(s) \\ W_t T(s) \end{pmatrix} \right\|_\infty < 1 \tag{3.35}$$

ここで、 $G_{zw}$  は外生信号  $w$  から評価信号  $z$  までの伝達関数を表している。

### 3.3.2 一般化制御対象

$H_\infty$  制御問題を解くためには一般化制御対象を構成する必要がある。一般化制御対象とは、外生信号  $w$  と操作量  $u$  を入力に持ち、評価信号  $z$  と観測量  $y$  を出力に持つ入出力関係である。実際にコントローラ設計に用いられる制御系の構成図を図 3.5 に示す。このとき先ほどの混合感度問題を考慮した一般化制御対象  $G_\xi$  は (3.36) 式で与えられる。

$$\begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ y \end{pmatrix} = \left( \begin{array}{c|c} W_s & -W_s P_\xi \\ \hline 0_{2 \times 2} & W_t \\ \hline I_{2 \times 2} & -P_\xi \end{array} \right) \begin{pmatrix} w \\ u \end{pmatrix} \tag{3.36}$$

ここで、 $P_\xi$  は (3.15) 式で表される制御対象の伝達関数である。そして、外生信号  $w$  は目標軌道  $\theta_m$ 、観測信号  $y$  は目標軌道と各軸の角度の偏差  $\theta_m - \theta$  であり、評価信号  $z$  は図 3.5 上の  $z_1, z_2$  である。

### 3.3.3 一般化制御対象が満たすべき条件

ここではスケジューリングコントローラを設計するために、一般化制御対象  $G_\xi$  が満たすべき条件と、その条件を満たさない場合の対処法について述べる。ここ

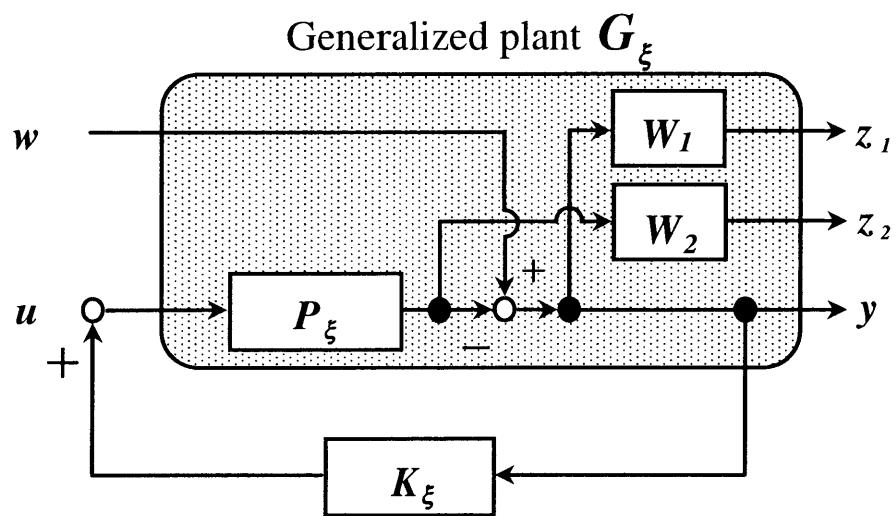


Fig. 3.5 コントローラ設計のための制御系

で、一般化制御対象  $G_\xi$  は以下の実現を持つものとする。

$$\begin{cases} \dot{x} = A(\xi)x + B_1(\xi)w + B_2(\xi)u \\ z = C_1(\xi)x + D_{11}(\xi)w + D_{12}(\xi)u \\ y = C_2(\xi)x + D_{21}(\xi)w + D_{22}(\xi)u \end{cases} \quad (3.37)$$

このとき、一般化制御対象は以下の条件を満たす必要がある。

条件 1  $D_{22} = 0$  .

条件 2  $B_2(\xi), C_2(\xi), D_{12}(\xi), D_{21}(\xi)$  はスケジューリングパラメータに対して独立である。すなわち、

$$\begin{aligned} B_2(\xi) &= B_2, & C_2(\xi) &= C_2 \\ D_{12}(\xi) &= D_{12}, & D_{21}(\xi) &= D_{21}. \end{aligned} \quad (3.38)$$

条件 3 制御対象がパラメータ空間  $\Xi$  上で 2 次可安定、および 2 次可検出である。

ここで、2 次可安定とは次式を満たす正定行列  $Q$  が存在することである。

$$\begin{aligned} \mathcal{N}^T(A(\xi)^T Q + QA(\xi))\mathcal{N} &< 0 \\ \text{for all } \xi &\in \Xi \end{aligned} \quad (3.39)$$

ここで、 $\mathcal{N}$  は  $B_2^T$  のゼロ空間の基底である。

条件 1 については以下のように簡単に  $D_{22} = 0$  の問題に変換できる。すなわち、観測出力  $y$  を次式のように書き直し、 $\tilde{y}$  を新しい観測出力とみなす。

$$\begin{aligned} \tilde{y} &= y - D_{22}u \\ &= C_2x + D_{21}w \end{aligned} \quad (3.40)$$

すると、新たな観測出力  $\tilde{y}$  に関しては  $D_{22} = 0$  として扱えるので、 $D_{22} = 0$  と考えた設計問題を解き、

$$u = \tilde{K}\tilde{y} \quad (3.41)$$

を満たすコントローラ  $\tilde{K}$  を求める。すると、実際の  $y, u$  間のコントローラ  $K$  は (3.40), (3.41) 式から

$$K = (I + \tilde{K}D_{22})^{-1}\tilde{K} \quad (3.42)$$



として求めることができる (図 3.6).

次に条件 2 が満たされない場合の回避法を示す. まず,  $B_2, D_{12}$  がスケジューリングパラメータに依存する場合には, 制御入力  $u$  に対して前置フィルタの存在を仮定し,  $C_2, D_{21}$  がスケジューリングパラメータに依存する場合には観測出力  $y$  に対して後置フィルタの存在を仮定する. すなわち, (3.43) 式のような安定なフィルタを用いて新たな制御入力  $\tilde{u}$  と観測出力  $\tilde{y}$  を定義する (図 3.7).

$$\begin{cases} \dot{x}_u = A_u x_u + B_u \tilde{u} \\ u = C_u x_u \\ \dot{x}_y = A_y x_y + B_y y \\ \tilde{y} = C_y x_y \end{cases} \quad (3.43)$$

条件 1 がすでに満たされているとすると, (3.37) 式の一般化制御対象は新たに (3.43) 式を用いて (3.44) 式のように記述できる.

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_u \\ \dot{x}_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A(\xi) & B_2(\xi)C_u & 0 \\ 0 & A_u & 0 \\ B_y C_2(\xi) & 0 & A_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ x_u \\ x_y \end{pmatrix} \\ \quad + \begin{pmatrix} B_1(\xi) \\ 0 \\ B_y D_{21}(\xi) \end{pmatrix} w + \begin{pmatrix} 0 \\ B_u \\ 0 \end{pmatrix} \tilde{u} \\ z = \begin{pmatrix} C_1(\xi) & D_{12}(\xi)C_u & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ x_u \\ x_y \end{pmatrix} + D_{11}(\xi)w \\ \tilde{y} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & C_y \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ x_u \\ x_y \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad (3.44)$$

このとき, 一般化制御対象の新たな  $B_2 = [0^T \ B_u^T \ 0^T]^T$  と  $C_2 = [0 \ 0 \ C_y]$  はスケジューリングパラメータに関して独立であり,  $D_{12}, D_{21}$  は  $0$  であるので条件 2 を満たしていることがわかる. 実際の機械系においてはアクチュエータの伝達遅れやセンサの観測出力の遅れが必ず存在することから, 時定数の小さい前置・後置フィルタの存在を仮定することにより原問題を損なうことなく仮定 2 を回避することができる. 仮定 3 は出力フィードバックによる 2 次安定化のための必要十分条件であり, 制御対象に課せられる一般的な仮定である. この仮定は

パラメータ空間の凸性を利用し、パラメータ空間の各頂点で (3.39) 式を満たすことを示すことで確かめられる。

### 3.3.4 一般化制御対象の構築

次に本章で考慮する DD マニピュレータの軌道制御の場合の一般化制御対象を求める。周波数重み  $\mathbf{W}_s, \mathbf{W}_t$  の状態空間表現がそれぞれ

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_s = \mathbf{A}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{B}_s (\mathbf{w} - \mathbf{y}_p) \\ z_1 = \mathbf{C}_s \mathbf{x}_s + \mathbf{D}_s (\mathbf{w} - \mathbf{y}_p) \\ \dot{\mathbf{x}}_t = \mathbf{A}_t \mathbf{x}_t + \mathbf{B}_t \mathbf{y}_p \\ z_2 = \mathbf{C}_t \mathbf{x}_t + \mathbf{D}_t \mathbf{y}_p \end{cases} \quad (3.45)$$

で与えられることから、(3.37) 式に対応する一般化制御対象の状態空間表現は次式のように求めることができる。

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{pmatrix} \dot{\mathbf{x}}_s \\ \dot{\mathbf{x}}_t \\ \dot{\mathbf{x}}_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_s & \mathbf{0} & -\mathbf{B}_s \mathbf{C}_p \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_t & \mathbf{B}_t \mathbf{C}_p \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{E}_p^{-1} \mathbf{A}_p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_s \\ \mathbf{x}_t \\ \mathbf{x}_p \end{pmatrix} \\ \quad + \begin{pmatrix} \mathbf{B}_s \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{w} + \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{E}_p^{-1} \mathbf{B}_p \end{pmatrix} \mathbf{u} \\ z = \begin{pmatrix} \mathbf{C}_s & \mathbf{0} & -\mathbf{D}_s \mathbf{C}_p \\ \mathbf{0} & \mathbf{C}_t & \mathbf{D}_t \mathbf{C}_p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_s \\ \mathbf{x}_t \\ \mathbf{x}_p \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \mathbf{D}_s \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{w} \\ \mathbf{y} = \begin{pmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\mathbf{C}_p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{x}_s \\ \mathbf{x}_t \\ \mathbf{x}_p \end{pmatrix} + \mathbf{w} \end{array} \right. \quad (3.46)$$

このとき、一般化制御対象 (3.46) 式は条件 1 および 2 を満たしていることがわかる。DD マニピュレータのモデル化において (3.13) 式の電流制御系を考慮したが、これは入力  $\mathbf{u}$  に対して前置フィルタを施していることに相当する。これにより、一般化制御対象の  $\mathbf{B}_2, \mathbf{D}_{12}$  のスケジューリングパラメータに対する依存性を取り除いている。

また、条件 3 については制御系設計 CAD・MATLAB により、実際に (3.39) 式および、その双対問題を満たす正定解が存在することを確認した。

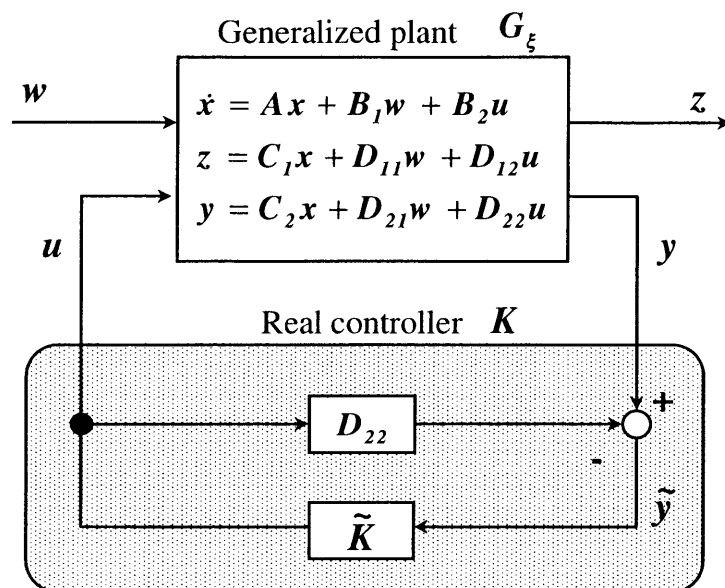


Fig. 3.6  $D_{22} \neq 0$  の回避法

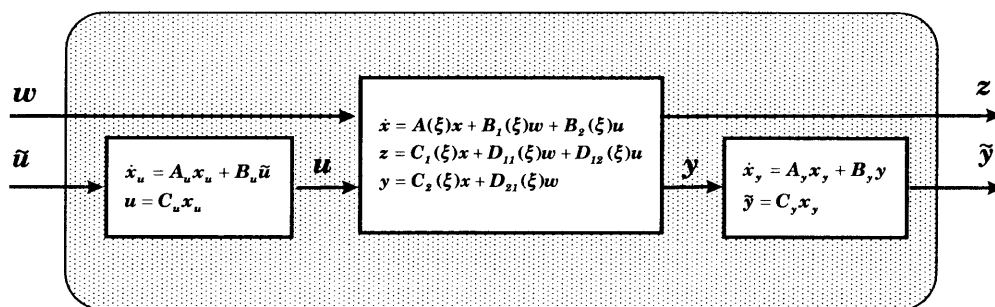


Fig. 3.7 再定義された一般化制御対象

### 3.3.5 LMI による設計問題の定式化

近年の内点法などの数値計算技術の向上により，線形行列不等式 (LMI) を用いて効率的に  $H_\infty$  制御問題を解くことが可能となった<sup>[9]</sup>．従来の Ricatti 方程式を解く方法に比べ，ランク条件や正則条件を考慮する必要がないなどの利点を持っている．本項では設計問題を LMI を用いて定式化する．まず，設計問題としてパラメータ空間  $\Xi$  に属するすべてのスケジューリングパラメータに対して外生信号  $\mathbf{w}$  から評価信号  $\mathbf{z}$  までの  $L_2$  誘導ノルムの最悪入出力比を 1 未満に抑える問題を考える．

$$\sup_w \frac{\|\mathbf{z}\|_2}{\|\mathbf{w}\|_2} < 1 \quad \text{for all } \xi \in \Xi \quad (3.47)$$

一般にスケジューリングコントローラを設計する場合，(3.47) 式のようにスケジューリングパラメータが取り得るすべての値について設計問題を解く必要がある．しかし，パラメータ空間  $\Xi$  の凸性と 2 次  $H_\infty$  性能の概念を利用すれば，パラメータ空間の頂点  $\omega_i$  の値に対してのみ設計問題を解けばよい<sup>[19]</sup>．

$$\sup_w \frac{\|\mathbf{z}\|_2}{\|\mathbf{w}\|_2} < 1 \quad \text{for all } \omega_i \ (i = 1, 2) \quad (3.48)$$

ここで，系が 2 次  $H_\infty$  性能  $\gamma$  を持つとは (3.49) 式のように (3.25) 式で表される LPV 系の最悪入出力比の上界がすべての周波数  $w$  に対して  $\gamma$  を越えないことであり，制御対象が線形時不変系である場合  $H_\infty$  ノルムに相当する．

$$\sup_w \frac{\|\mathbf{y}\|_2}{\|\mathbf{u}\|_2} < \gamma \quad \text{for all } \xi \in \Xi \quad (3.49)$$

したがって，(3.47) 式の設計問題は有界実定理によりパラメータの各頂点に対する以下の連立線形行列不等式を  $\mathbf{R}$  と  $\mathbf{S}$  について解く問題に置き換えられる<sup>[9]</sup>．

$$\begin{aligned} & \begin{pmatrix} \mathcal{N}_R & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} \mathbf{A}_i \mathbf{R} + \mathbf{R} \mathbf{A}_i^T & \mathbf{R} \mathbf{C}_{1i}^T & \mathbf{B}_{1i} \\ \mathbf{C}_{1i} \mathbf{R} & -\mathbf{I} & \mathbf{D}_{11i} \\ \mathbf{B}_{1i}^T & \mathbf{D}_{11i}^T & -\mathbf{I} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathcal{N}_R & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{pmatrix} \\ & \qquad \qquad \qquad < 0 \quad i = 1, 2 \quad (3.50) \\ & \begin{pmatrix} \mathcal{N}_S & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} \mathbf{A}_i \mathbf{S} + \mathbf{S} \mathbf{A}_i^T & \mathbf{S} \mathbf{B}_{1i} & \mathbf{C}_{1i}^T \\ \mathbf{B}_{1i}^T \mathbf{S} & -\mathbf{I} & \mathbf{D}_{11i} \\ \mathbf{C}_{1i} & \mathbf{D}_{11i}^T & -\mathbf{I} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathcal{N}_S & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{pmatrix} \end{aligned}$$

$$< 0 \quad i = 1, 2 \quad (3.51)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{R} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{S} \end{pmatrix} \geq 0 \quad (3.52)$$

ここで,  $\mathcal{N}_{\mathbf{R}}, \mathcal{N}_{\mathbf{S}}$  はそれぞれ  $(\mathbf{B}_2^T \ \mathbf{D}_{12}^T), (\mathbf{C}_2 \ \mathbf{D}_{21})$  のゼロ空間の基底を表す. また, 上記の行列不等式を満たす  $k$  次のコントローラが存在するための必要十分条件は次式で与えられる.

$$\text{rank}(\mathbf{I} - \mathbf{RS}) \leq k \quad (3.53)$$

### 3.3.6 スケジューリングコントローラの構成

(3.50), (3.51), (3.52) 式の行列不等式の解  $\mathbf{R}, \mathbf{S}$  を用いてパラメータ空間の各頂点  $\omega_i$  ( $\omega_1 = \xi_{min}, \omega_2 = \xi_{max}$ ) でのコントローラ  $\mathbf{\Omega}_i$  を求める. 求められた頂点コントローラの凸補間としてスケジューリングコントローラ  $\mathbf{K}_\xi$  を以下のように構成する.

$$\mathbf{K}_\xi = \sum_{i=1}^2 \alpha_i \mathbf{\Omega}_i \quad (3.54)$$

ただし,  $\mathbf{\Omega}_i$  は次式で与えられる実現を持つ.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_k = \mathbf{A}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{B}_k \mathbf{y} \\ \mathbf{u} = \mathbf{C}_k \mathbf{x}_k + \mathbf{D}_k \mathbf{y} \end{cases} \quad (3.55)$$

ここで,  $\alpha_i$  は次式で表されるスケジューリングパラメータ  $\xi$  の凸分解問題の解である.

$$\xi = \sum_{i=1}^2 \alpha_i \omega_i, \quad \sum_{i=1}^2 \alpha_i = 1 \quad (3.56)$$

このとき,  $\alpha_i$  は以下のように求められる.

$$\alpha_1 = \frac{\xi_{max} - \xi}{\xi_{max} - \xi_{min}} = \frac{1 - \xi}{2} \quad (3.57)$$

$$\alpha_2 = \frac{\xi - \xi_{min}}{\xi_{max} - \xi_{min}} = \frac{1 + \xi}{2} \quad (3.58)$$

## 3.4 実験

本節では前節で提案した手法に従ってスケジューリングコントローラを設計する。コントローラの設計には DD マニピュレータの動特性をあらかじめ同定しておく必要がある。ここでは DD マニピュレータの動特性を同定する手法として外乱オブザーバを用いた手法を採る。また、実際に設計されたスケジューリングコントローラを DSP を用いて実装し、提案する制御法の有効性を実験を通して確認する。

### 3.4.1 実験系の構成

実際の実験系の構成を図 3.8 に示す。コントローラを実現するハードウェアとしては 80386 と DSP (Digital Signal Processor) NEC  $\mu$ PD77230 を用いている。80386 の役割は以下の通りである。

- DD マニピュレータの各軸に与えるべき目標軌道の生成
- DSP へ指令値を転送
- DSP から制御結果の取得
- 制御結果の整理

DSP には設計されたスケジューリングコントローラを実装しており、目標軌道を入力としてトルク指令値を出力することができる。DSP の役割は以下の通りである。

- 80386 から受け取った目標軌道からトルク指令値を生成
- トルク指令値を D/A コンバータを通してドライバへ出力
- エンコーダの出力をカウンタを通して位置信号として取得

以上がコントローラの構成部である。ドライバから出力されたトルク指令値は図 3.9 に示すような 3 自由度 DD マニピュレータに入力される。本章では水平面で

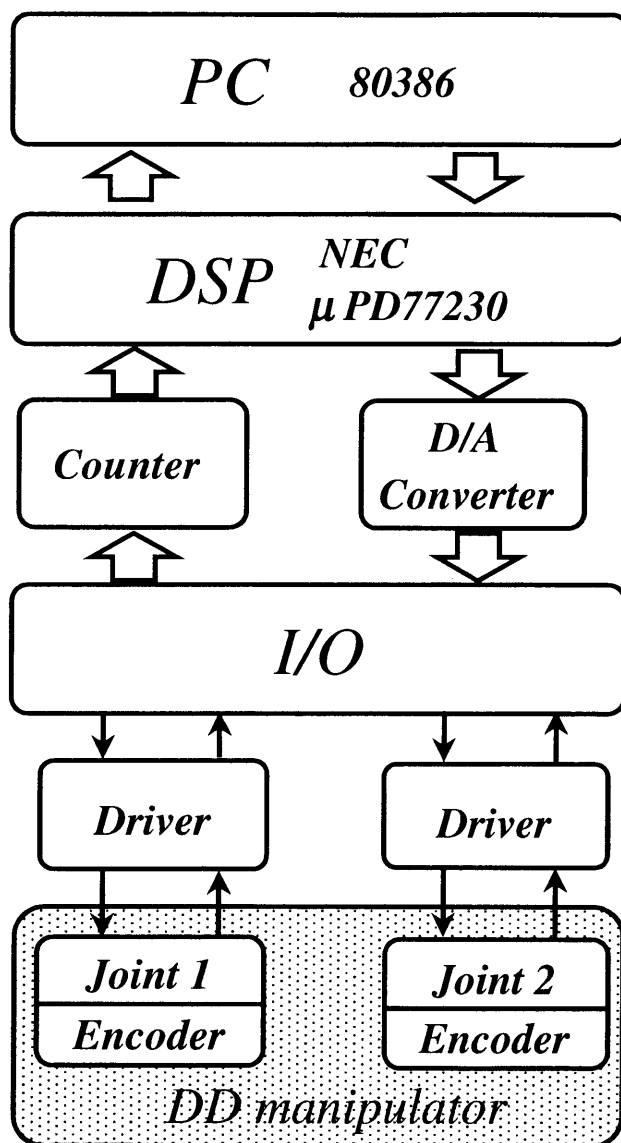


Fig. 3.8 実験系

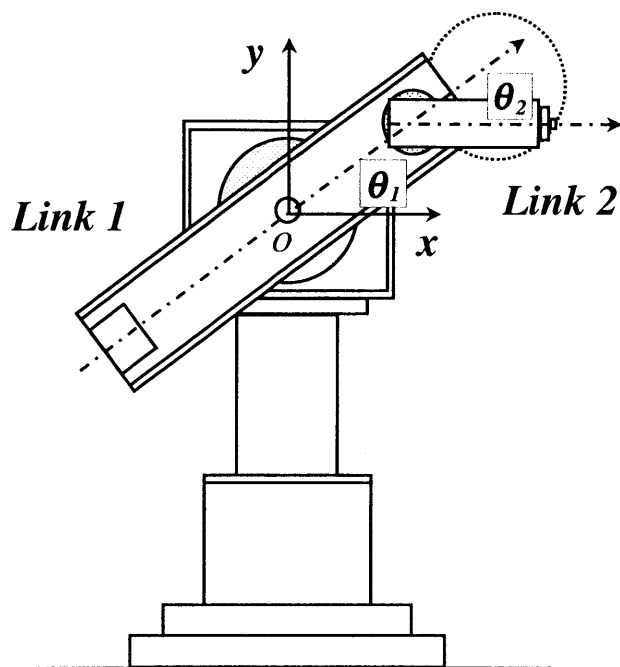


Fig. 3.9 2自由度 DD マニピュレータ

Table 3.1 モータおよびマニピュレータの仕様

Joint number		1	2
Rated power	[W]	410	250
Maximum torque	[Nm]	100	30
Maximum speed	[rps]	1.2	2.4
Resolution of encoder	[p/rev]	1024000	655360
Torque constant	[Nm]	6.25	1.875
Link length	[m]	0.245	0.240



の回転軸を固定し、垂直型 2 自由度 DD マニピュレータとして取り扱う。考慮する座標系の原点を 1 軸の結合部とし、2 軸の手先位置の制御を目的とする。DD マニピュレータには各軸に光学式エンコーダが内蔵されており、各軸の位置情報を検出することが可能である。表 3.1 に考慮する DD マニピュレータの仕様を示す。

### 3.4.2 DD マニピュレータの動特性同定

コントローラを設計するためには制御対象の情報（慣性モーメント、粘性摩擦係数など）が必要不可欠である。また、その情報は正確であるほど高精度な制御性能を実現するコントローラの設計が可能となる。したがって、DD マニピュレータの動特性の同定は制御性能を左右する重要な問題であると言える。動特性の同定法はこれまでさまざまな方法が提案されてきたが<sup>[20] [21]</sup>、本研究では外乱オブザーバを用いた方法<sup>[22]</sup>を採る。

### 3.4.3 外乱オブザーバ

外乱オブザーバは強力な外乱抑制能力を持ち、構造が簡単であることから現在ではマニピュレータの制御に広く用いられている。また、外乱オブザーバから得られた推定外乱トルクからマニピュレータに作用する遠心力、コリオリ力、重力、摩擦力などの動学的要素を個々に知ることができれば動特性の同定が可能である。本項では動特性の同定法について述べる前に、まず外乱オブザーバについて簡単に述べる。

DD マニピュレータの運動方程式は (3.1) 式で与えられることは 3.2 節で述べた。さらに、トルク電流  $i_T$  と駆動トルク  $\tau$  の関係式 (3.14) 式を用いると以下の式が得られる。

$$J(\theta)\ddot{\theta} + C(\dot{\theta}, \theta) + G(\theta) + D\dot{\theta} + E(\theta) = K_T i_T \quad (3.59)$$

この式を対角要素だけを持つノミナルな慣性行列  $J_n$  を用いて (3.60) 式のように

表現する.

$$\mathbf{J}_n \ddot{\boldsymbol{\theta}} = \mathbf{K}_T \mathbf{i}_T - \mathbf{T}_{dis} \quad (3.60)$$

$$\mathbf{J}_n = \begin{pmatrix} J_{n1} & 0 \\ 0 & J_{n2} \end{pmatrix} \quad (3.61)$$

ここで,  $\mathbf{T}_{dis}$  は (3.62) 式で定義される外乱トルクである.

$$\mathbf{T}_{dis} = \{\mathbf{J}(\boldsymbol{\theta}) - \mathbf{J}_n\} \ddot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{C}(\dot{\boldsymbol{\theta}}, \boldsymbol{\theta}) + \mathbf{G}(\boldsymbol{\theta}) + \mathbf{D}\dot{\boldsymbol{\theta}} + \mathbf{E}(\dot{\boldsymbol{\theta}}) \quad (3.62)$$

(3.60) 式は DD マニピュレータが図 3.10 のような系と等価であることを示している. さらに, 外乱トルクを検出し, それを補償することが可能ならば,

$$\mathbf{J}_n \ddot{\boldsymbol{\theta}} = \mathbf{K}_T \mathbf{i}_T \quad (3.63)$$

というノミナルな系を実現することができることを示唆している. 外乱トルク  $\mathbf{T}_{dis}$  の検出は角加速度の情報があれば図 3.11 のように推定が可能である. 通常, 角加速度を直接検出することは困難であるが角度を 2 回微分することで角加速度を得るものとする. 推定された外乱トルクをフィードバックしたときの DD マニピュレータのブロック線図は図 3.12 のようになる. ここで,  $\hat{\mathbf{T}}_{dis}$  は推定外乱トルク,  $\mathbf{i}_{cmp}$  は外乱補償のためにトルク電流に加えられる補償電流である. また, 同図に示される外乱トルクの推定機構には角度信号の微分による高周波ノイズの影響を低減するために 2 次のローパスフィルタが挿入されている. したがって外乱トルクは (3.64) 式で表されるように時間遅れを伴って推定されるが, フィルタの時定数を十分に小さく選択することで推定遅れの影響は無視することができる.

$$\hat{\mathbf{T}}_{dis} = \frac{g_2}{s^2 + g_1 s + g_2} \mathbf{T}_{dis} \quad (3.64)$$

以上の外乱トルクの推定機構が外乱オブザーバと呼ばれているものである.

#### 3.4.4 外乱オブザーバを用いた動特性同定

次に外乱オブザーバを用いた動特性同定法について述べる. 動特性を同定するために 2 個の外乱オブザーバを構成する. 1 個目のオブザーバは外乱トルク

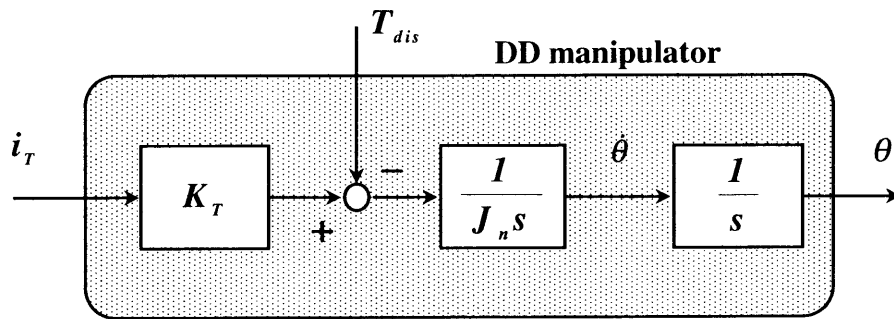


Fig. 3.10 DD マニピュレータと等価な系

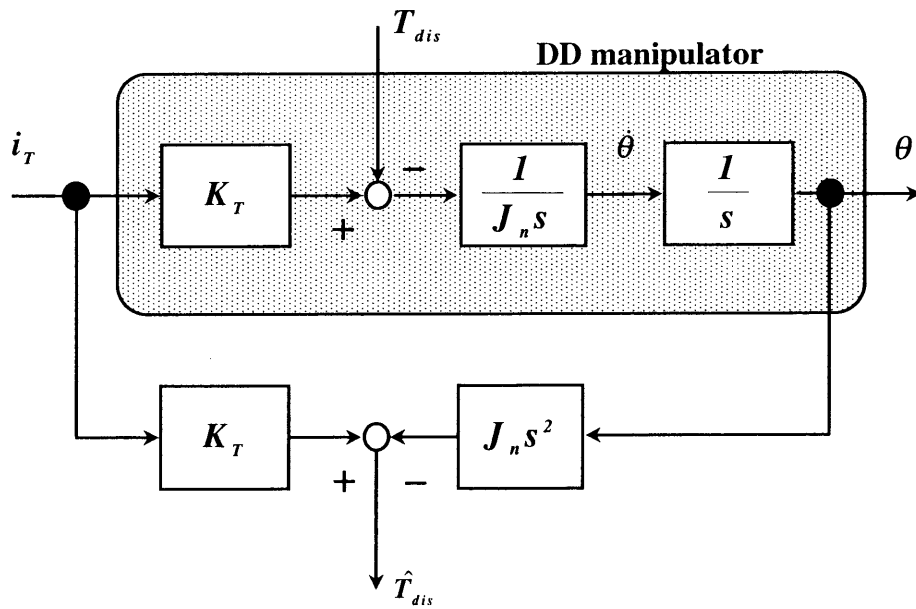


Fig. 3.11 外乱トルク  $T_{dis}$  の計算

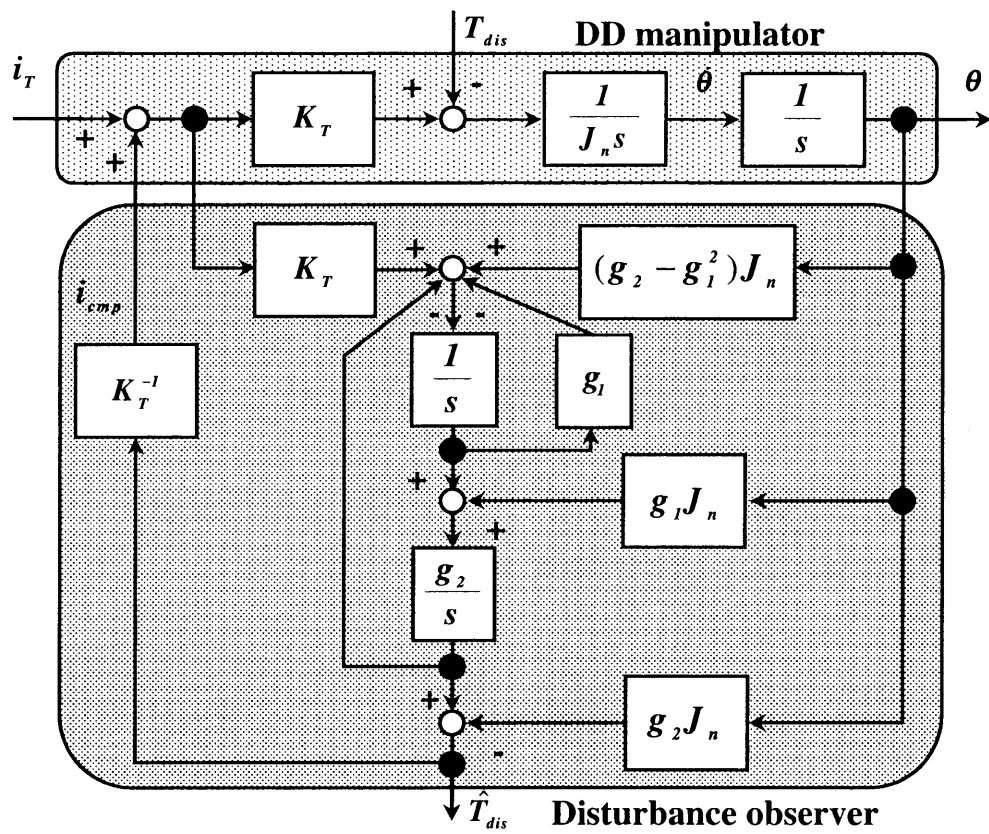


Fig. 3.12 外乱オブザーバを付加した DD マニピュレータ

に対してロバストな加速度制御系を構成するため、図 3.12 に示すように外乱トルク補償電流をトルク電流にフィードバックする。これにより、外乱の影響を受けない理想的なマニピュレータを実現できる。これは等角速度試験や角加速度試験を行う上で非常に重要な条件である。2 個目のオブザーバは未知パラメータ同定のために用いられる。これら 2 個のオブザーバを用いて未知パラメータ  $\{J_1, J_2, J_3, G_1, G_2, D_1, D_2, E_1, E_2\}$  を同定する。

(1) 等角速度試験 (  $\{G_1, G_2, D_1, D_2, E_1, E_2\}$  の同定 )

まず、マニピュレータを等角速度に制御したときの推定外乱トルクを測定する。このとき、等角速度試験は 1 関節のみに行われ、その他の関節は定置制御が施されているとする。1 軸に対する等角速度試験では 2 軸は 0 [rad]、2 軸に対する等角速度試験では 1 軸は  $\pi/2$  [rad] に固定されているとする。すると推定外乱トルク  $\hat{T}_{dis}$  は以下のように重力項と粘性摩擦トルクとクーロン摩擦トルクからなる摩擦トルクのみとなる。推定外乱トルクは時間遅れを伴っているが、フィルタの時定数を小さく選択することでその影響は無視できるものとする。

$$\hat{T}_{dis} = \frac{g_2}{s^2 + g_1 s + g_2} \{G(\theta) + D\dot{\theta} + E(\dot{\theta})\} \quad (3.65)$$

(3.65) 式をさらにスカラ形式で求めると (3.66), (3.67) 式を得る。

$$\hat{T}_{dis1} = \frac{g_2}{s^2 + g_1 s + g_2} \{(G_1 + G_2) \cos(\theta_1) + D_1 \dot{\theta}_1 + E_1\} \quad (3.66)$$

$$\hat{T}_{dis2} = \frac{g_2}{s^2 + g_1 s + g_2} \{-G_2 \sin(\theta_2) + D_2 \dot{\theta}_2 + E_2\} \quad (3.67)$$

1 軸を固定して 2 軸を等角速度に制御すると、2 軸の推定外乱トルク  $\hat{T}_{dis2}$  から (3.67) 式の正弦波の振幅  $G_2$  が同定できる ( 図 3.14 )。同様に、2 軸を固定し、1 軸を等角速度に制御したときの 1 軸の推定外乱トルク  $\hat{T}_{dis1}$  から (3.66) 式の余弦波の振幅  $G_1 + G_2$  が同定でき、先に同定された  $G_2$  と併せて  $G_1$  の同定が可能となる ( 図 3.13 )。さらに、重力の影響がわかれば各速度における摩擦トルクの測定が可能となる。各速度における摩擦トルクがわかればその傾きと切片から  $D_1, D_2, E_1, E_2$  を同定することができる。(3.68) 式が摩擦トルクを推定するためのオブザーバ構成である。

$$\hat{T}_{dis}^{id} = \frac{g_2}{s^2 + g_1 s + g_2} \{K_T i_T - J_n \ddot{\theta} - G(\theta)\}$$

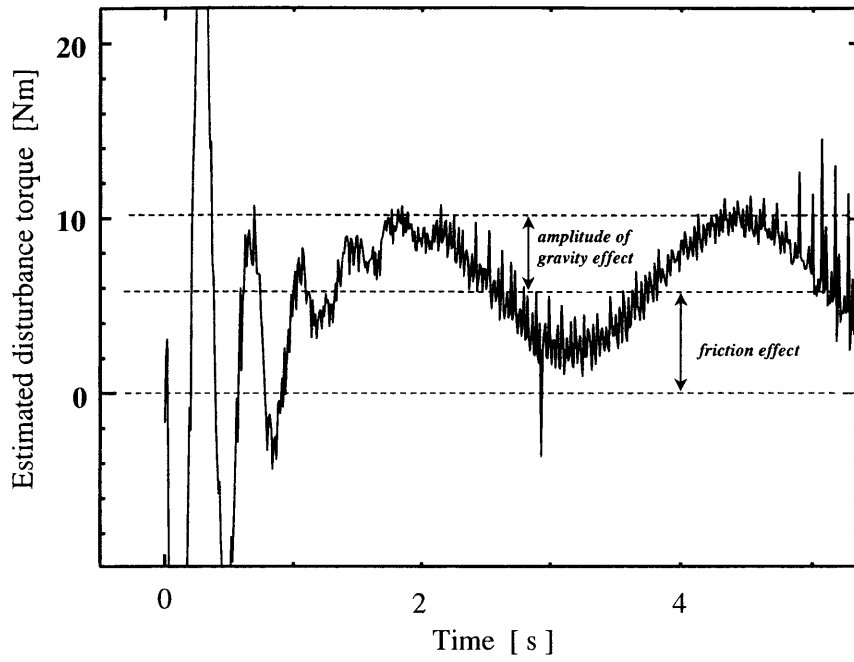


Fig. 3.13 1軸に対する等角速度試験

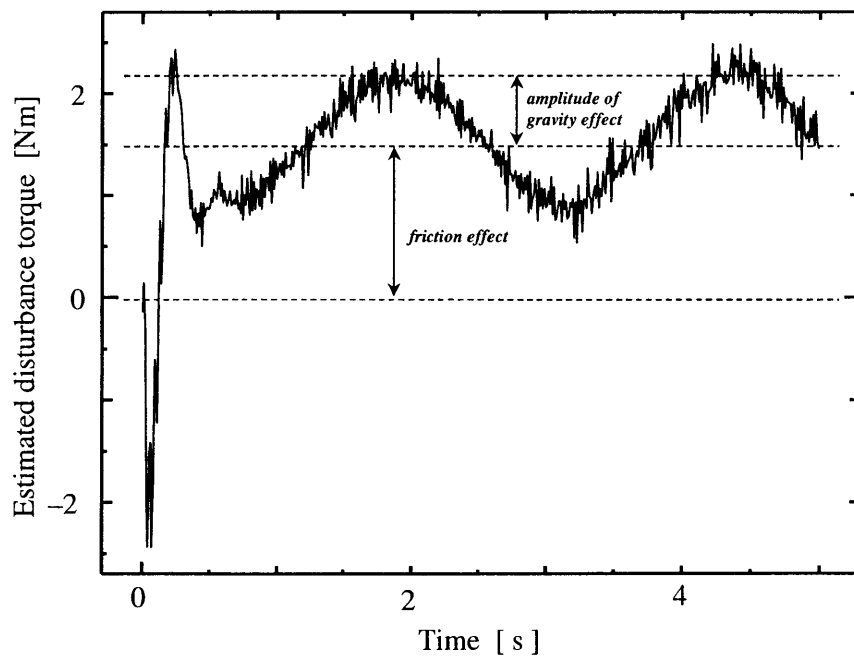


Fig. 3.14 2軸に対する等角速度試験

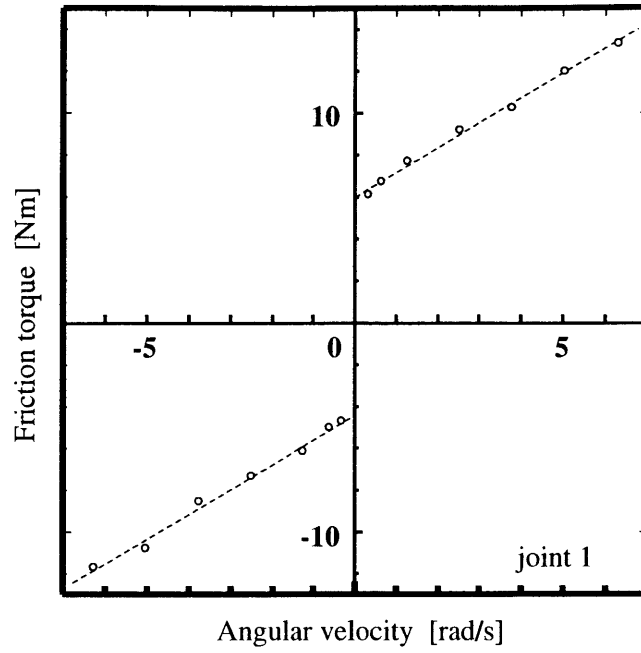


Fig. 3.15 1 軸の摩擦トルク

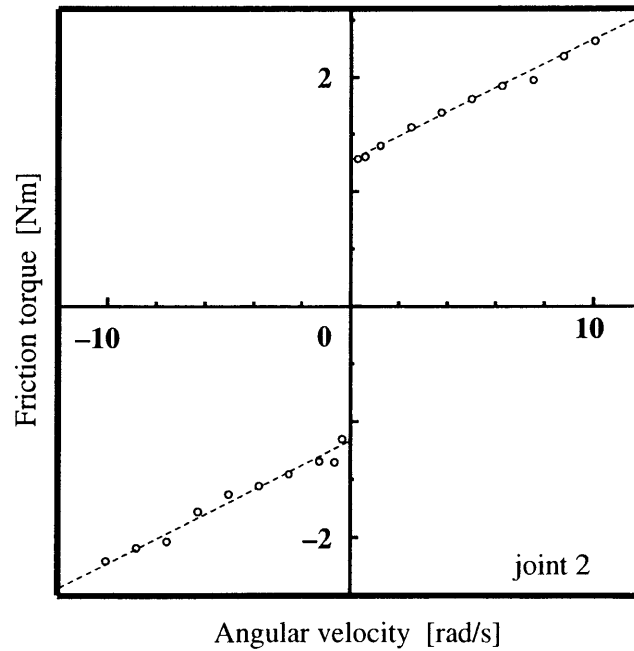


Fig. 3.16 2 軸の摩擦トルク

$$= \frac{g_2}{s^2 + g_1 s + g_2} \{D\dot{\theta} + E(\dot{\theta})\} \quad (3.68)$$

ただし,  $\hat{T}_{dis}^{id}$  は同定のための推定外乱トルクを表す.

### (2) 角加速度試験 ( $J_1, J_2, J_3$ の同定)

等角速度試験で重力項および摩擦トルクを同定することができたので, これらの結果を基に角加速度試験を行うことで  $\{J_1, J_2, J_3\}$  の同定を行う. 慣性と遠心力・コリオリ力の影響を測定するため, (3.69) 式のような同定用外乱オブザーバを構成する.

$$\begin{aligned} \hat{T}_{dis}^{id} &= \frac{g_2}{s^2 + g_1 s + g_2} \{K_T i_T - J_n \ddot{\theta} - G(\theta) - D\dot{\theta} - E(\dot{\theta})\} \\ &= \frac{g_2}{s^2 + g_1 s + g_2} [\{J(\theta) - J_n\} \ddot{\theta} + C(\dot{\theta}, \theta)] \end{aligned} \quad (3.69)$$

1 軸を  $\pi/2$  [rad] に固定し, 2 軸に速度のステップ入力を与えると, (3.69) 式の外乱オブザーバは (3.70) 式で表されるように実際の慣性とノミナルな慣性との差による影響を推定することになる.

$$\hat{T}_{dis2}^{id} = \frac{g_2}{s^2 + g_1 s + g_2} (J_2 - J_{n2}) \ddot{\theta}_2 \quad (3.70)$$

そこで, 得られた推定外乱トルク  $\hat{T}_{dis2}^{id}$  を (3.71) 式のように時間積分することにより  $J_2$  を同定することができる. ここで,  $\dot{\theta}_i(t)$  は時間  $t$  における  $i$  軸の角速度を表す.

$$J_2 = J_{n2} + \frac{1}{\dot{\theta}_2(t_2) - \dot{\theta}_2(t_1)} \int_{t_1}^{t_2} \hat{T}_{dis2}^{id} dt \quad (3.71)$$

次に  $J_1, J_3$  を同定するために 2 軸の場合と同様に 2 軸を固定し, 1 軸に速度のステップ入力を与える. このとき外乱オブザーバにより推定される外乱トルクは (3.72) 式のようになる.

$$\hat{T}_{dis1}^{id} = \frac{g_2}{s^2 + g_1 s + g_2} \{(J_1 - J_{n1}) + J_2 + 2J_3 \cos(\theta_2)\} \ddot{\theta}_1 \quad (3.72)$$

2 軸の位置により  $\hat{T}_{dis1}^{id}$  の値が変化することから, 2 軸を固定する位置を  $\theta_2 = 0$  [rad] および  $\theta_2 = \pi$  [rad] とすることで  $J_3$  を同定することができる. 残る  $J_1$  は同定された  $J_2$  を用い,  $\theta_2 = \pi/2$  [rad] とすることで (3.73) 式のように求めるこ



とができる.

$$J_1 = J_{n1} - J_2 + \frac{1}{\dot{\theta}_1(t_2) - \dot{\theta}_1(t_1)} \int_{t_1}^{t_2} \hat{T}_{dis1}^{id} dt \quad (3.73)$$

以上で制御対象のモデルを構築するために必要な未知パラメータの同定が完了した. 同定された未知パラメータの値を表 3.2 に示す.

### 3.4.5 コントローラ的设计

同定されたパラメータを用いて構築された制御対象のモデルを基に, 3.3 節で提案した設計法に従い, スケジューリングコントローラを設計する. ここで, 設計に用いた周波数重みは以下の通りである.

$$\mathbf{W}_1 = \text{diag}(W_1, W_1) \quad (3.74)$$

$$\mathbf{W}_2 = \text{diag}(W_2, W_2) \quad (3.75)$$

$$W_1 = 10^{-6} \frac{s + 10^8}{s + 10} \quad (3.76)$$

$$W_2 = 10^2 \frac{s + 10}{s + 10^3} \quad (3.77)$$

設計された連続時間でのスケジューリングコントローラの周波数特性を図 3.17, 3.18 に示す. 制御対象である 2 自由度 DD マニピュレータは 2 入力 2 出力系であるのでコントローラも  $(\theta_1, \theta_2)$  から  $(i_{T1}, i_{T2})$  までの 2 入力 2 出力系となる.

スケジューリングコントローラは実時間で得られるスケジューリングパラメータ  $\xi$  の値に対し, (3.54) 式に従い導出される. 図 3.17 はパラメータ空間  $\Xi$  の端点である  $\xi$  が  $-1$  の時に用いられるコントローラであり, 図 3.18 はもう一方の端点である  $\xi$  が  $1$  の時に用いられるコントローラである. 双方の周波数特性は, マニピュレータ制御に広く用いられる PD コントローラの特性に酷似しているが, その特性には相違があることが確認できる. これはパラメータ空間の各端点での系は互いに異なる動特性を持つため各系に対するコントローラの動特性もまた異なり, 動特性の変化に応じたコントローラゲインの実時間スケジューリングが有効であることを示している.

Table 3.2 同定された未知パラメータ

$J_1$	[Kgm <sup>2</sup> ]	1.81
$J_2$	[Kgm <sup>2</sup> ]	$6.60 \times 10^{-2}$
$J_3$	[Kgm <sup>2</sup> ]	$2.42 \times 10^{-2}$
$G_1$	[Nm]	3.75
$G_2$	[Nm]	$6.32 \times 10^{-1}$
$D_1$	[Kgm <sup>2</sup> /s]	1.19
$D_2$	[Kgm <sup>2</sup> /s]	$6.50 \times 10^{-2}$
$E_1$	[Nm]	5.84
$E_2$	[Nm]	1.62

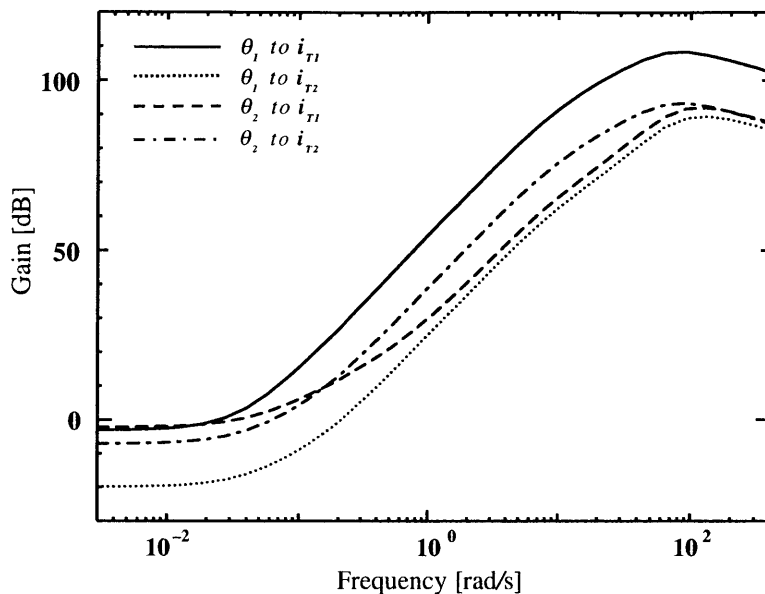


Fig. 3.17 頂点コントローラ I

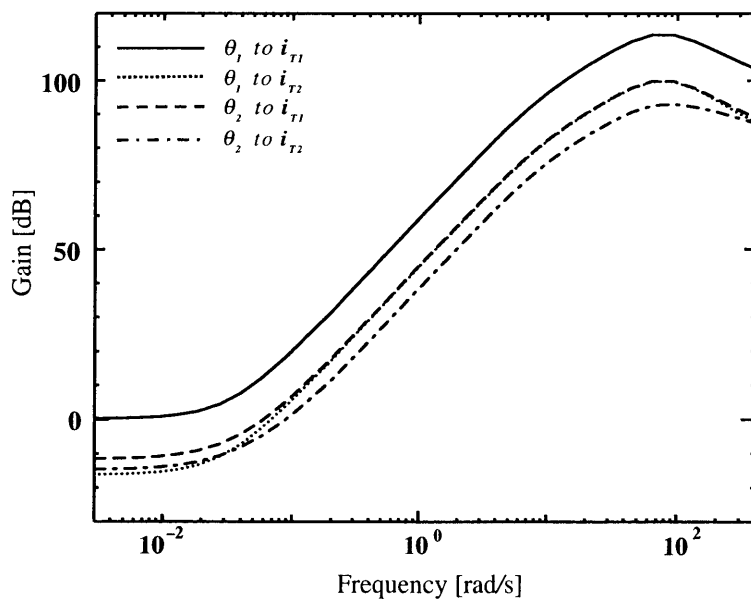


Fig. 3.18 頂点コントローラ II

### 3.4.6 コントローラの実装

DSP での実装を考慮したとき、制御入力を計算するために要する時間の短縮が大きな問題となる。設計された連続時間コントローラは 10 次と高次であるため、計算には膨大な時間を要する。しかし、コントローラは基本的には PD コントローラの特徴を持つことから低次元化による特性の劣化は少ないと考えられる。そこで、ハンケルノルム近似<sup>[23]</sup>を用いて低次元化を行い、4 次のコントローラとした。また、状態空間表現は一意でないことを利用して、コントローラの状態空間表現の  $\mathbf{A}_k$  行列（(3.55) 式参照）を以下のような Schur 型行列になるよう相似変換を施す。

$$\mathbf{A}_k = \begin{pmatrix} \mathbf{a}_{11} & & * \\ & \mathbf{a}_{22} & \\ & & \ddots \\ & \mathbf{0} & & \mathbf{a}_{mm} \end{pmatrix} \quad (3.78)$$

ここで、 $\mathbf{a}_{ii}$  は実数または複素共役固有値を持つ ( $2 \times 2$ ) の実行列である。この Schur 型行列は零要素を多く持つため、計算量の低減や係数の量子化誤差・丸め誤差の影響の低減を図ることができる<sup>[24]</sup>。コントローラ実装のための離散化の方法としてはコントローラの安定性を保証する (3.79) 式の双一次変換を用いた。

$$s = \frac{2z-1}{T_s z+1} \quad (3.79)$$

ここで、 $T_s$  はサンプリングタイムである。

### 3.4.7 実験結果

設計されたスケジューリングコントローラの有効性を確認するため軌道制御実験を行った。手先位置に与える目標軌道としては、2 自由度 DD マニピュレータの動特性が大きく変化するように円軌道とした。円軌道の半径は 0.10 [m] とし、1.0 [s] で描かせるものとする。円軌道に対する追従結果を図 3.19 に示す。また、その時の  $\theta_1, \theta_2$  の軌跡をそれぞれ図 3.20, 3.21 に示す。図中、実線は実験結果を示し、点線は目標軌道を示している。図 3.19 より、円軌道に対して良好な追従特性を示していることが確認できる。目標円軌道に対する実験結果の誤差は最大で

2.75%であった。また、図 3.20, 3.21 より、1 軸、2 軸の目標軌道に対する応答も良好な追従特性を示している。各軸の目標軌道から計算される最大角速度  $\dot{\theta}_{1max}$ ,  $\dot{\theta}_{max2}$  は

$$\dot{\theta}_{1max} = 0.573[\text{rps}] , \quad \dot{\theta}_{max2} = 0.764[\text{rps}] \quad (3.80)$$

であり、これは各軸のモータの定格速度の半分程度の速度であり、高速動作といえる。次に、提案手法の有効性を示すため、重力補償と摩擦補償からなる非線形補償と従来の固定型  $H_\infty$  コントローラを組み合わせた制御系を用いた場合の結果との比較を行う。なお、 $H_\infty$  コントローラを設計するためには (3.15) 式で表される制御対象を、ある動作点の値で線形化する必要がある。2 軸の目標軌道が  $\pi/2$  [rad] を中心として変化することから固定する動作点を  $\theta_2 = \pi/2$  [rad] と決定した。図 3.22 に実験結果を示す。図 3.19 の結果と比較して、目標軌道に対して大きな追従誤差が発生している。このとき、目標円軌道に対する誤差は最大で 6.92% であった。これは非線形補償と  $H_\infty$  コントローラを組み合わせた制御系では単一の固定型コントローラで補償するため各軸の目標動作が高速である場合、動特性の変化に対応できないためと考えられる。

次に、手先に物体を把持した状態を想定し、2 軸の手先に質量 0.65 [Kg] のおもりを付けた場合の追従結果を図 3.23 に示す。これは、2 軸の質量が約 50%、重心の位置が約 30%、慣性が約 60% 変動することに相当する。なお、変動の割合の計算に際して負荷は質点であるとした。パラメータが変動した場合にも目標円軌道に対する誤差は最大 3.35% であり、良好な追従特性が得られている。これによりパラメータ変動に対して提案する制御法が十分なロバスト性を有していることがわかる。

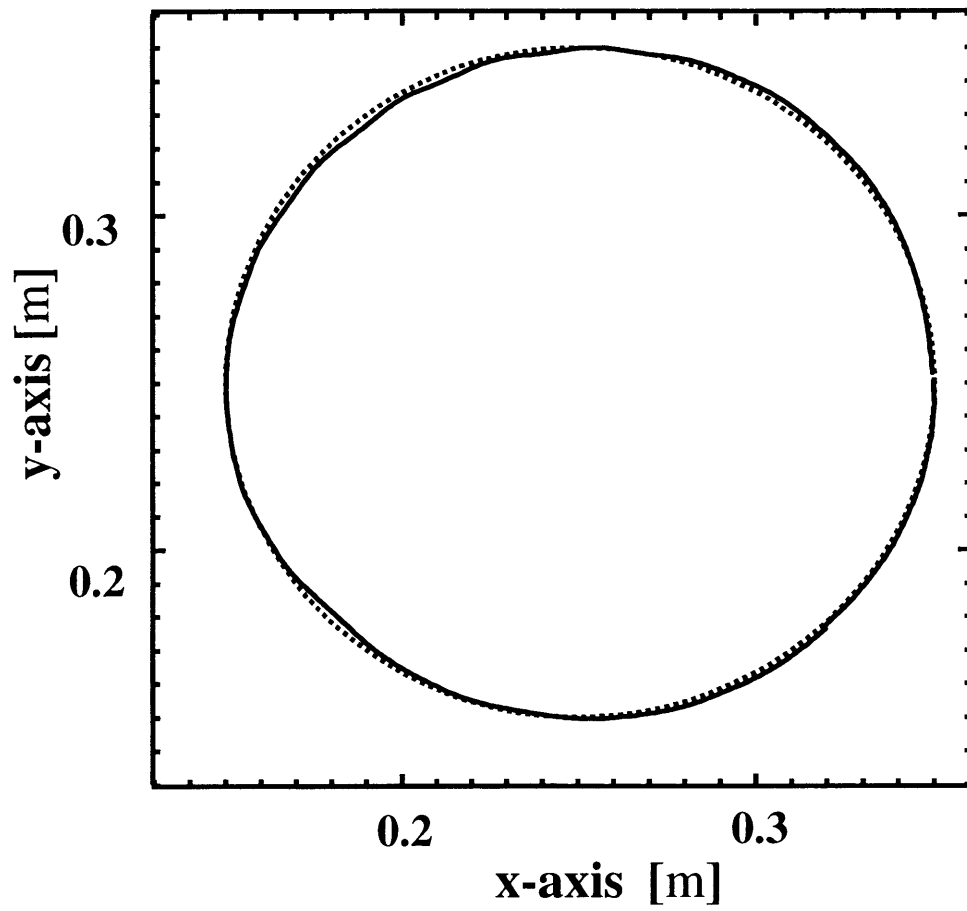


Fig. 3.19 実験結果 I (提案手法)

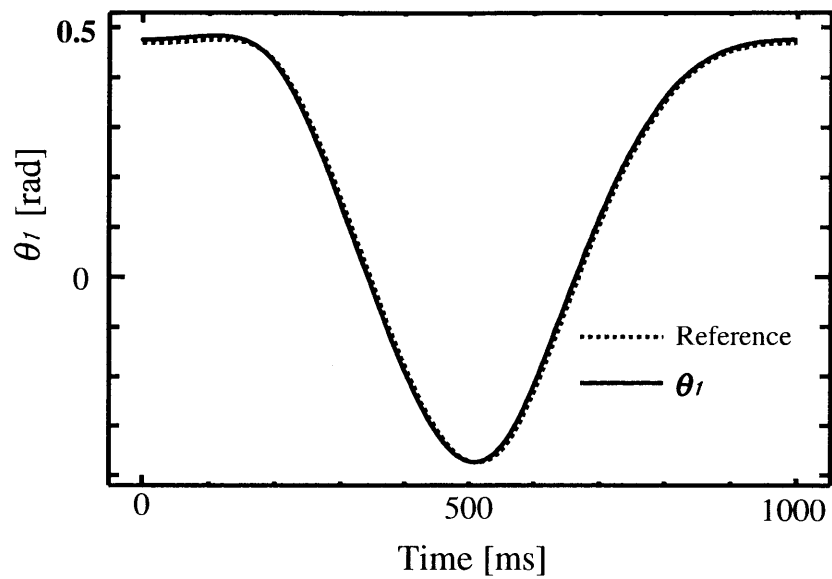


Fig. 3.20 1 軸の軌道

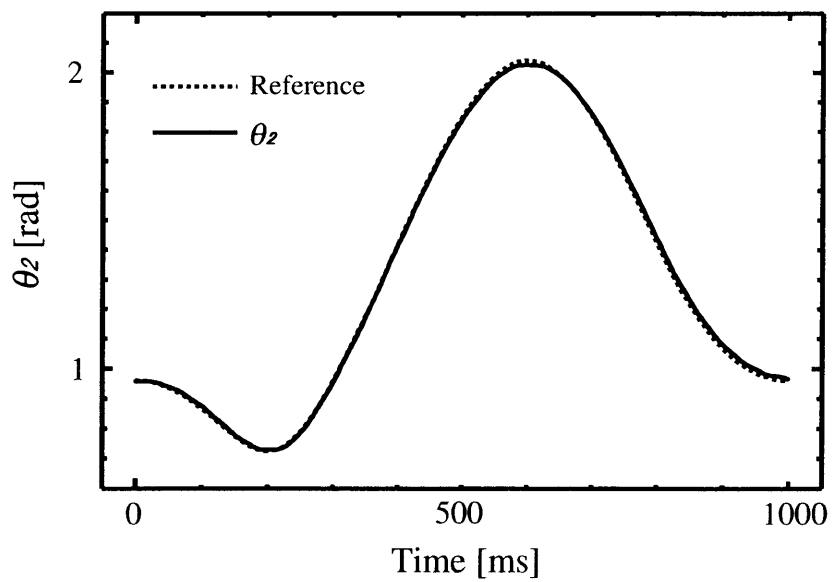


Fig. 3.21 2 軸の軌道

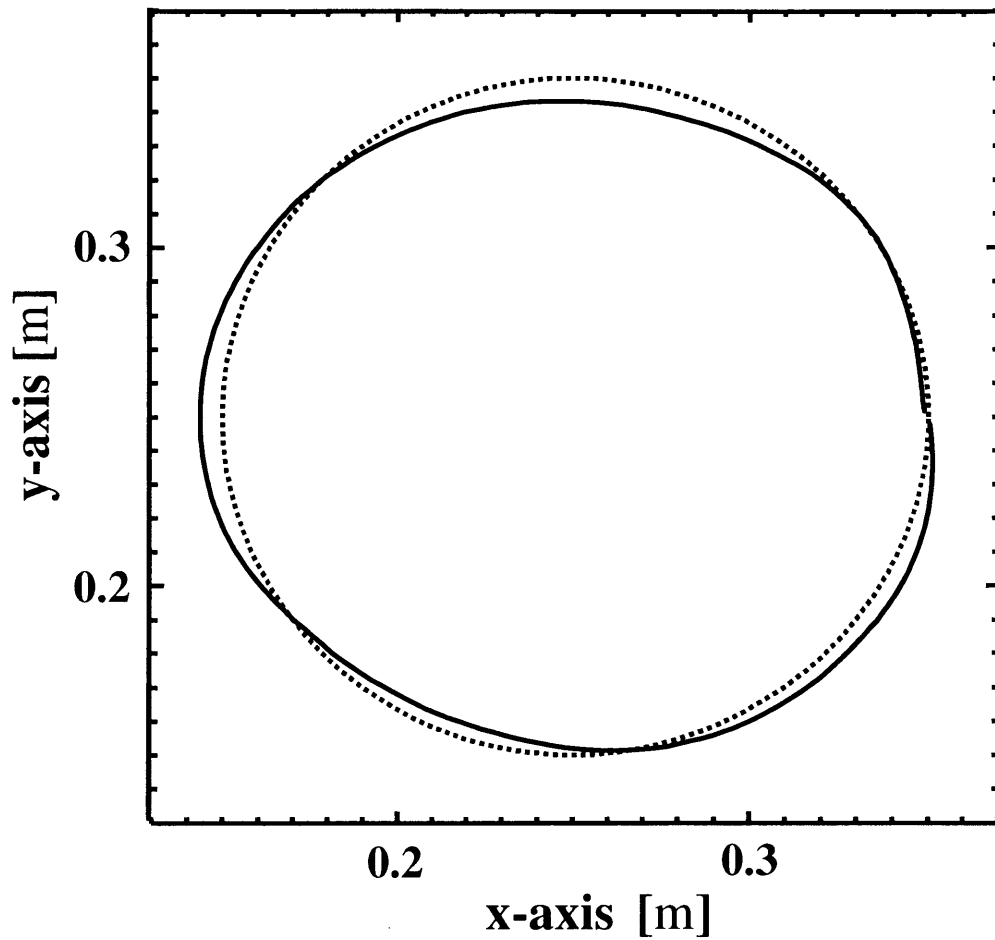


Fig. 3.22 実験結果 II (固定型  $H_\infty$  コントローラ + 非線形補償)



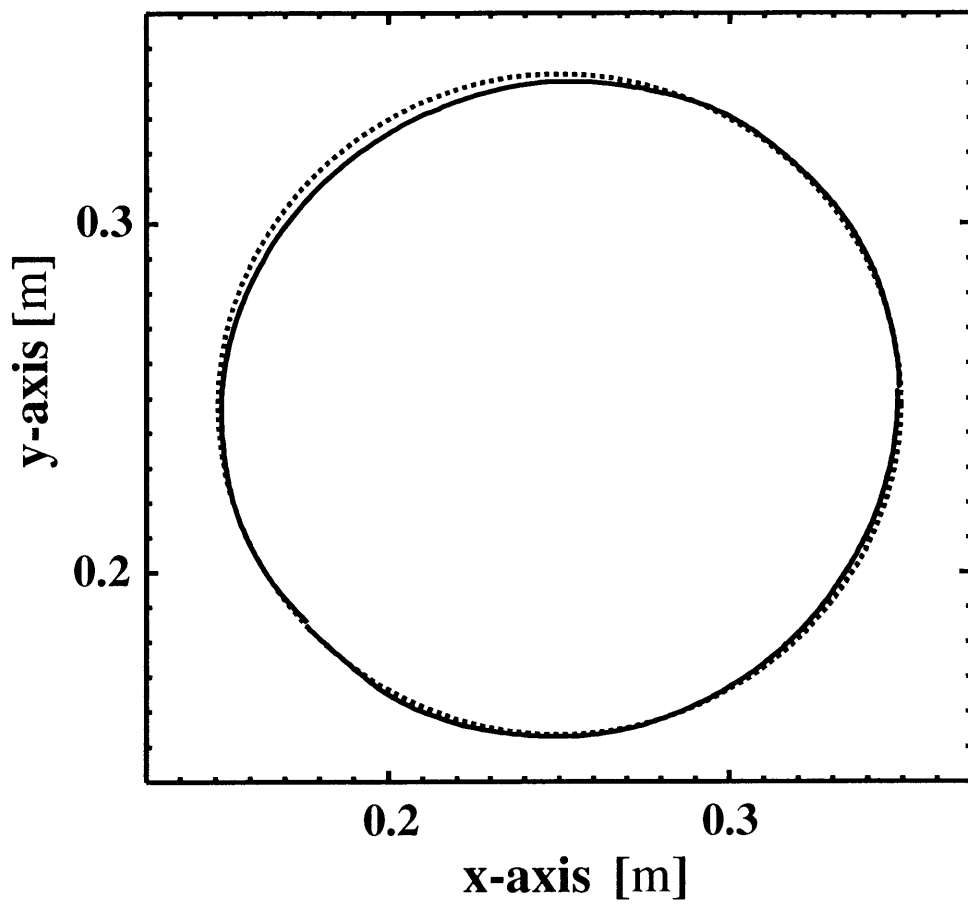


Fig. 3.23 実験結果 III (未知負荷がある場合)

## 3.5 まとめ

非線形系の制御に適したスケジュールド  $H_\infty$  制御を用いた DD マニピュレータの高精度な軌道制御を実現した。

まず、動力学に基づき制御対象のモデル化を行った。重力補償とクーロン摩擦補償からなる非線形補償とスケジュールド  $H_\infty$  制御を組み合わせることにより実装を考慮した計算量を抑えたスケジューリングコントローラ的设计が可能となることを示した。また、スケジュールド  $H_\infty$  制御を適用する際に満たすべき条件が満たされない場合の対処法を明らかにした。

3.4 節では 3.3 節で設計されたスケジューリングコントローラの有効性について実機を用いて検証した。まず、設計に用いられる 2 自由度 DD マニピュレータの未知パラメータの同定を外乱オブザーバを用いて行った。次に提案手法を用いた場合と従来手法で設計された  $H_\infty$  コントローラを用いた場合について、円軌道に対する軌道制御実験を行い、提案手法の有効性を確認した。さらに、パラメータが変動した場合にも提案手法が有効であることを未知負荷を手先に取り付けて実験を行うことで確認した。

これにより、本章で提案した非線形補償とスケジュールド  $H_\infty$  コントローラを組み合わせた制御系は 2 自由度 DD マニピュレータの軌道制御に対して有効な制御系であることが確認できた。また、提案手法が十分なロバスト性を有していることも確認できた。



# 第4章 スケジュールド $H_\infty$ 制御を用いた電動パワーステアリング駆動系の設計

## 4.1 はじめに

パワーステアリングは、運転者の負担を大きく軽減することから、自動車にとって必要不可欠なものとなっている。現行の大半を占める油圧式パワーステアリングは、絶えず油圧ポンプを回し続けるため燃費がかさみ、構造は大掛かりなものであった。自動車業界における省エネルギー化の要求は年々高まっており、こうした要求に対し、エンジンの改良や車体の軽量化とともに電動式パワーステアリング（以下、EPS と呼ぶ）の研究・開発が盛んに行われている。EPS は、油圧ポンプを必要としないシンプルな構成であるため、軽量化が可能である。また、エンジンにかかる負荷を大幅に低減できることから燃費の向上を実現できる。しかしながら、これまでの EPS 制御系の設計は簡略化したモデルに基づく方法<sup>[25]</sup>、もしくは試行錯誤的な方法が主で、技術的な蓄積がほとんどない。したがって、EPS 制御系の設計法の確立が強く望まれている。

そこで本章では EPS 駆動系の解析モデルを導出し、制御系設計問題を閉ループ伝達関数の周波数整形問題として捉える。制御対象である EPS のダイナミクスは車速に応じて変化することから、最初に EPS をスケジューリングパラメータを持つ線形系として表現する。次にスケジュールド  $H_\infty$  制御<sup>[19]</sup>に基づき、制御対象のダイナミクスの変化に応じてコントローラゲインを自動的に調節するスケジューリングコントローラの設計法を提案する。最後にその有効性をシミュレーションにより確認する。

## 4.2 電動パワーステアリング駆動系のモデル化

本節では制御理論に基づいた EPS 駆動系の設計を行うため制御対象である EPS のモデル化を行う。これまで EPS 駆動系の設計には簡略化されたモデルが用いられてきたが<sup>[25]</sup>、EPS の特性を十分に記述しているとは言えなかった。本論文では EPS 駆動系の設計を導出した EPS の解析モデルに基づいて行う。EPS の解析モデルを用いることにより、EPS の持つ物理的な特性が正確に記述できる上、EPS が有するさまざまな物理信号を用いて設計仕様を記述できる。EPS の解析モデルを図 4.1 に示し、運動方程式を (4.1) 式から (4.10) 式に示す。ここで、各変数  $\theta_i, \theta_m, \theta_o$  はそれぞれハンドルの回転角、モータ軸の回転角、出力軸の回転角、 $T_i, T_m, T_{mo}, T_L$  はハンドルにかかるトルク、モータ軸のトルク、増幅されたモータのトルク、ピニオン回りのトルク、 $F_L, F_a$  はラックにかかる力、タイヤにかかる力を表し、 $x_L, X_L$  はラックの移動量、負荷の変移量を表す。また、各定数  $J_i, J_m, J_o$  はそれぞれステアリングホイール、モータ軸、出力軸の慣性モーメント、 $C_i, C_m, C_o, C_L$  はそれぞれ入力軸、モータ軸、出力軸、ラックの粘性摩擦係数、 $K_i, K_L$  はトーションバーとラックのバネ定数、 $M_L$  はラックの質量、 $n$  は減速機の減速比を表し、 $p$  はハンドル 1 回転のラックの変移量を表す。路面状況とタイヤの特性を表現する負荷は、走行時の路面状況やタイヤの種類により決定されるため、正確なモデリングが困難である。そこで、路面の状況とタイヤの特性をある状況に限定し、実車による走行実験を行い、得られた特性から負荷をバネ要素と粘性要素からなる 2 次系 (4.8) 式で近似した。EPS の動作を以下に簡単に述べる。

- (1) ハンドルを操作することでハンドル軸に入力されるトルクと、その時の車速を各センサで検出する。
- (2) 各センサの情報を基に、コントローラはモータへ電流指令値を送る。
- (3) モータは電流指令値に応じたトルクを出力し、そのトルクは減速機により増幅されハンドル軸に加えられる。
- (4) ハンドル軸に加えられたトルクはステアリングギアにより回転運動から直線運動に変換され、車軸に伝達される。

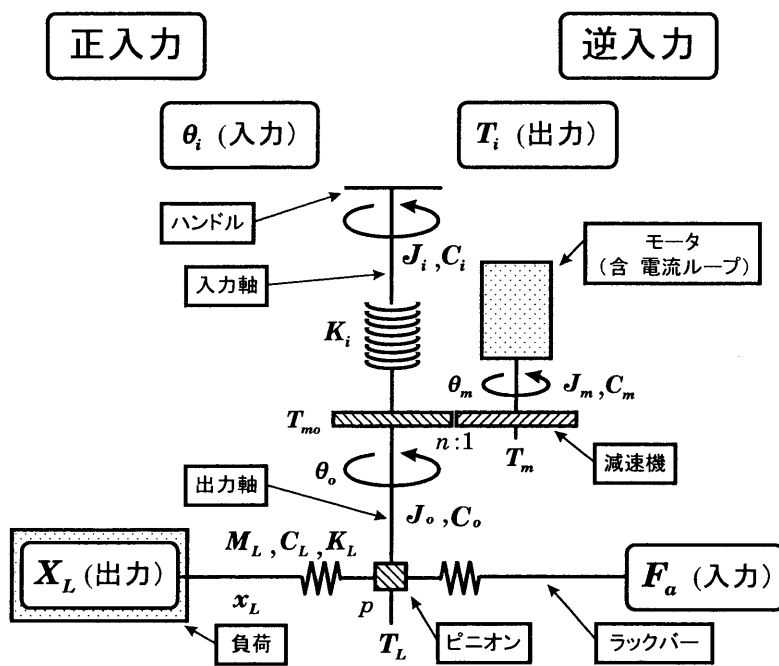


Fig. 4.1 解析モデル

この動作はハンドルからタイヤ方向への伝達，すなわち操舵であり，実際にはこれとは逆のタイヤにかかる力からハンドル方向への伝達，すなわちハンドルに伝わる路面からの反力も存在する．以上の2つの伝達経路を定義しておく．まず，ハンドルの回転角  $\theta_i$  から負荷の変移量  $X_L$  までの伝達特性を正入力として定義する．また，タイヤにかかる力  $F_a$  からハンドルにかかるトルク  $T_i$  までの伝達特性を逆入力として定義する．

$$T_i = J_i \ddot{\theta}_i + C_i \dot{\theta}_i + K_i(\theta_i - \theta_o) \quad (4.1)$$

$$T_{mo} - T_L = J_o \ddot{\theta}_o + C_o \dot{\theta}_o - K_i(\theta_i - \theta_o) \quad (4.2)$$

$$F_L = M_L \ddot{x}_L + C_L \dot{x}_L + K_L x_L + F_a \quad (4.3)$$

$$T_{mo} = n(T_m - J_m \ddot{\theta}_m - C_m \dot{\theta}_m) \quad (4.4)$$

$$T_L = \frac{p}{2\pi} F_L \quad (4.5)$$

$$x_L = \frac{p}{2\pi} \theta_o \quad (4.6)$$

$$X_L = H(s) F_L \quad (4.7)$$

$$H(s) = \frac{\omega_h^2}{s^2 + 2\zeta\omega_h s + \omega_h^2} \quad (4.8)$$

$$\theta_m = n\theta_o \quad (4.9)$$

$$T_m = K'(s)(\theta_i - \theta_o) \quad (4.10)$$

図 4.1 の解析モデルから EPS 制御系のブロック線図を求めると図 4.2 のようになる．ここで， $K'(s)$  はモータ制御用の電流ループを考慮したコントローラを表しており，その構造は図 4.3 で表される．ここで， $K_p$  は電流ループ中の比例ゲインであり， $T_i$  は積分時間， $L$  は電機子インダクタンス， $R$  は電機子抵抗を表している．このとき，正入力伝達関数  $G_F$  および逆入力伝達関数  $G_B$  はそれぞれ (4.11), (4.12) 式となる．ここで，正入力においてはタイヤを通してラックに伝わる力  $F_a$  を (4.3) 式の  $C_L \dot{x}_L + K_L x_L$  を用いて表現したため  $F_a = 0$  とし，逆入力においてはラックの粘性と弾性によって生じる力とタイヤから混入する外乱が入力となるため，これらをまとめ  $F_a$  という入力を導入し， $C_L, K_L = 0$  としたことに注意されたい．

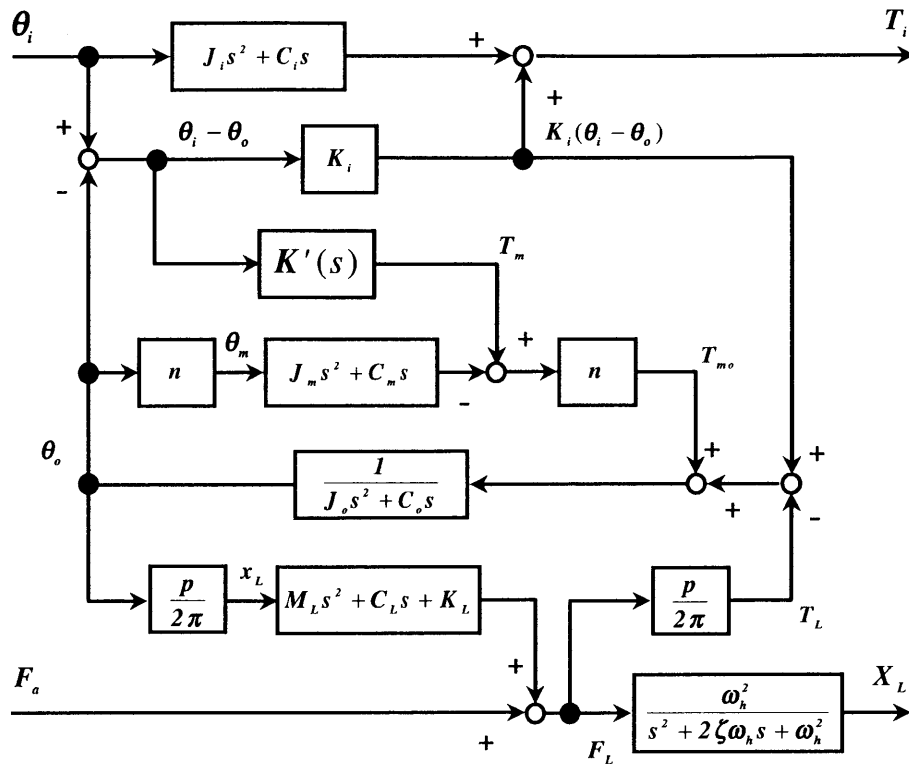


Fig. 4.2 ブロック線図

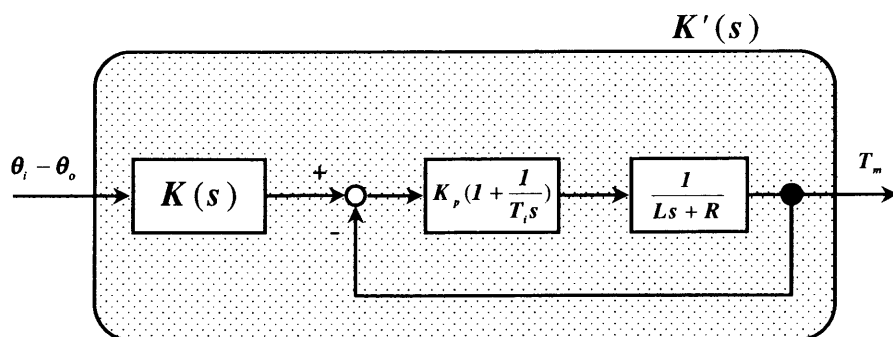


Fig. 4.3 電流ループ



$$G_F = \frac{(K_i + nK'(s))(M_L s^2 + C_L s + K_L)\omega_h^2}{(A_1 s^2 + A_2 s + A_3)(s^2 + 2\zeta\omega_h s + \omega_h^2)} \left(\frac{p}{2\pi}\right) \quad (4.11)$$

$$G_B = \frac{1}{B_1 s^2 + B_2 s + B_3} \left(\frac{p}{2\pi}\right) K_i \quad (4.12)$$

$$A_1 = n^2 J_m + J_o + \left(\frac{p}{2\pi}\right)^2 M_L \quad (4.13)$$

$$A_2 = n^2 C_m + C_o + \left(\frac{p}{2\pi}\right)^2 C_L \quad (4.14)$$

$$A_3 = K_i + \left(\frac{p}{2\pi}\right)^2 K_L + nK'(s) \quad (4.15)$$

$$B_1 = n^2 J_m + J_o + \left(\frac{p}{2\pi}\right)^2 M_L \quad (4.16)$$

$$B_2 = n^2 C_m + C_o \quad (4.17)$$

$$B_3 = K_i + nK'(s) \quad (4.18)$$

$$K'(s) = \frac{K_p(T_i s + 1)}{T_i L s^2 + T_i(R + K_p)s + K_p} K(s) \quad (4.19)$$

## 4.3 コントローラの設計

### 4.3.1 設計仕様

望ましい操舵感覚を実現するパワーステアリング駆動系を設計するため、パワーステアリングに要求される性能、すなわちパワーステアリング駆動系の仕様を以下のように考える。

**仕様 1** ハンドルの動作に対するタイヤの応答性を向上させる。

**仕様 2** 路面からの反力を適度に運転者に伝える。

**仕様 3** 低周波域での共振振動を抑制する。

仕様 1 はパワーステアリングに要求される基本的な仕様であり、ハンドルの回転角  $\theta_i$  からタイヤ、すなわち負荷の変移量  $X_L$  の応答性であることから正入力伝達特性  $G_F$  に要求される仕様と等価である。運転者に実現可能なハンドル動作はごく低周波域での動作に限られている。また、高周波成分を持つ機械的なノイズ

をタイヤに伝達することは安定した走行の妨げとなるため伝達すべきではない。よって、 $G_F$  に求められる周波数特性は低域通過特性であると言える。ローパスフィルタのカットオフ周波数は 10 [Hz]，直流ゲインは 0 [dB] とした。仕様 2 は運転者がタイヤを通して路面情報や走行状況を獲得するために設けられた仕様である。運転者はこの路面から受ける反力から，路面の状況や走行の安定性を推定している。また，これはタイヤにかかる力  $F_a$  からハンドルにかかるトルク  $T_i$  までの伝達特性，すなわち逆入力伝達特性  $G_B$  に要求される仕様と等価である。 $G_B$  に求められる周波数特性は正入力伝達特性と同様に低周波域での路面からの情報を運転者に伝達し，高周波域では伝達しない低域通過特性が望ましい。ローパスフィルタのカットオフ周波数は 5~10 [Hz]，直流ゲインは従来の油圧式パワーステアリング駆動系の設計の際に用いられてきた  $T_i$  から  $T_L$  までの伝達特性の直流ゲインの代表値，(4.20) 式から求めることとした。

$$\left. \frac{T_i}{T_L} \right|_{s=0} = \frac{K_i}{K_i + nK(0)} = \frac{1}{5} \quad (4.20)$$

仕様 3 はパワーステアリング駆動系が複数の慣性と剛性の低い回転軸から構成されることから共振モードを持ち，その抑制が必要であるため加えられた仕様である。この仕様は，正入力伝達特性および逆入力伝達特性の直流ゲインとピークゲインの差が 10 [dB] 以下であれば達成されたと考えることにする。つまり，仕様 1, 2, 3 を満たす正入力および逆入力伝達特性は図 4.4 のように図示することができる。これで，正入力および逆入力伝達特性に要求される仕様が周波数領域で記述できた。

### 4.3.2 コントローラ的设计手法

本項ではスケジュールド  $H_\infty$  制御に基づくコントローラ的设计を行う。設計を行うためには正入力および逆入力伝達特性を同時に記述した一般化制御対象が必要となるが，その構築は困難である。なぜなら正入力では  $F_a$  を零としてタイヤにかかる力をラックの粘性摩擦係数  $C_L$  とバネ定数  $K_L$  を用いて表現しており，逆入力では逆に  $C_L, K_L$  を零として直接  $F_a$  を考慮しているため正入力と逆入力では異なる系となるためである。仮にそのような一般化制御対象が構築できたと

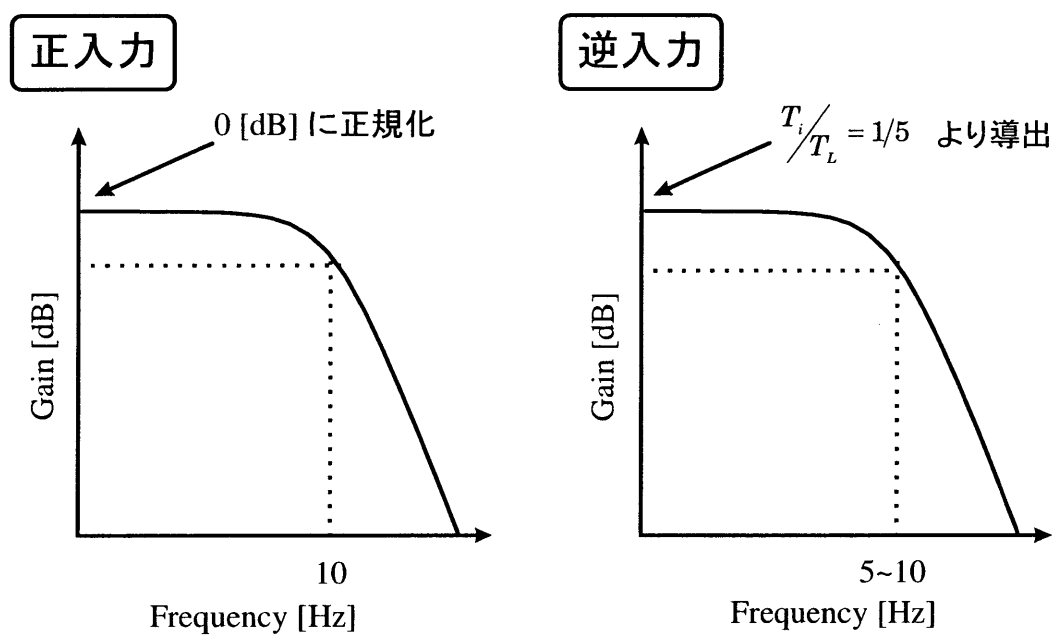


Fig. 4.4  $G_F$  と  $G_B$  に要求される仕様

してもその次数は極めて高次となる。また、スケジューリングコントローラは複数の線形コントローラの線形結合として考えることができることからその次数は潜在的に高くなり、実装を考慮すると明らかに不利な設計法となる。

そこで本章では、正入力伝達特性に要求される仕様を満たすコントローラ的设计をスケジュールド  $H_\infty$  制御に基づいて行い、设计されたコントローラが逆入力伝達特性の仕様を満たすことを確認する。仕様を満たさない場合には、设计に用いる重み関数の可調節パラメータを変更し、设计をやり直す方法を採用。本设计法の特長として、正入力伝達特性に対する设计を優先させることでラックのバネ定数  $K_L$  の変動に対してロバスト安定性を保証するコントローラ的设计が可能となることが挙げられる。また、正入力伝達特性だけを記述した一般化制御対象の次数は正入力および逆入力伝達特性を同時に記述した一般化制御対象の次数のおよそ  $1/2$  となるため、设计されたコントローラの次数も  $1/2$  になり、より実装に適した手法であると言える。以下に设计手順をまとめる。

手順 1 正入力伝達特性に要求される周波数領域での仕様から周波数重みを決定する。

手順 2 スケジュールド  $H_\infty$  制御に基づきコントローラ  $K(s)$  を设计する。

手順 3 设计されたコントローラ  $K(s)$  を用いて正入力および逆入力伝達特性を以下の 3 点について評価する。

- カットオフ周波数
- 直流ゲインと共振周波数でのゲインの差
- 逆入力伝達特性の直流ゲイン

手順 4 (a) 设计仕様を満たさない場合

周波数重みを変え、手順 1 にもどる。

(b) 设计仕様を満たす場合

コントローラ  $K(s)$  を決定する。

### 4.3.3 スケジュールド $H_\infty$ 制御の適用

制御対象である EPS には車速に応じて変化するパラメータ  $K_L$  が存在するため正入力方向の EPS のダイナミクスは時変となる。制御対象のダイナミクスが大きく変化する時、単一のコントローラによる補償が困難になる場合が生じる。そこで、制御対象のダイナミクスの変化に応じてコントローラゲインを自動的に調節するスケジューリングコントローラの設計が可能であるスケジュールド  $H_\infty$  制御<sup>[9]</sup>を適用する。また、スケジュールド  $H_\infty$  制御は制御対象に含まれる時変性の要因となるスケジューリングパラメータの変動を直接考慮に入れることにより、パラメータの変動に対してロバスト安定な制御系を実現するコントローラの設計が可能である。本章ではスケジュールド  $H_\infty$  制御を適用するため、ダイナミクスの時変性の要因となる要素  $K_L$  をスケジューリングパラメータとする。このとき、制御対象はスケジューリングパラメータ  $K_L$  に対しアフィンに依存する線形系として表現できる。ただし、スケジューリングパラメータは実時間で得られ、スケジューリングパラメータを覆うパラメータ空間が凸となる。つまり、スケジューリングパラメータの上限と下限が存在し、その値が既知であることが拘束条件として課せられる。スケジューリングパラメータである  $K_L$  は車速の関数として得られることが実験により確かめられており、車速と  $K_L$  との関係をテーブル化することで実時間での  $K_L$  の値の獲得は可能である。また、車の速度には限界があることから、 $K_L$  の値には当然上限・下限が存在する。すなわち、拘束条件はすべて満たされ、スケジュールド  $H_\infty$  制御の適用は可能となる。

### 4.3.4 設計問題の定式化

コントローラ設計のための制御系を図 4.5 に示す。ここで、 $W$  は正入力伝達特性に対する設計仕様を記述した周波数重み、 $z$  は評価信号であり、 $w = \theta_i$  は外生信号である。 $S_1, S_2, S_3, S_4$  は以下の通りである。

$$S_1 = \frac{n}{A_1 s^2 + A_2 s + \left(\frac{p}{2\pi}\right)^2 K_L} \quad (4.21)$$

$$S_2 = \frac{K_i}{n} \quad (4.22)$$

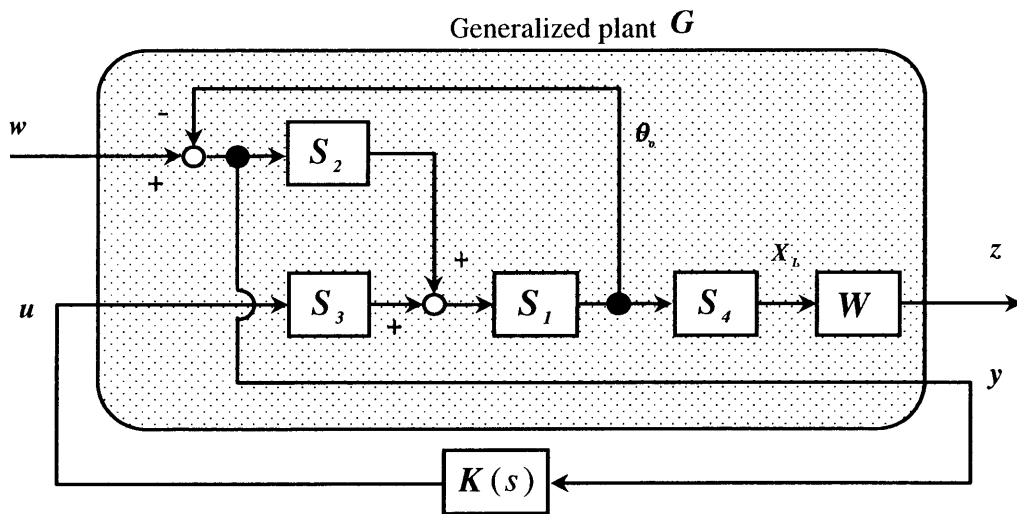


Fig. 4.5 コントローラ設計のための制御系

$$S_3 = \frac{K_p(T_i s + 1)}{T_i L s^2 + T_i(R + K_p)s + K_p} \quad (4.23)$$

$$S_4 = \frac{(M_L s^2 + C_L s + K_L)\omega_h^2 p}{s^2 + 2\zeta\omega_h s + \omega_h^2} \frac{p}{2\pi} \quad (4.24)$$

このとき、制御系設計のための一般化制御対象  $\mathbf{G}$  は (4.25) 式のように表され、(4.26) 式の実現を持つとする。

$$\begin{pmatrix} z \\ y \end{pmatrix} = \mathbf{G} \begin{pmatrix} w \\ u \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} WS_4(1 + S_1 S_2)^{-1} S_1 S_2 & WS_4(1 + S_1 S_2)^{-1} S_3 \\ (1 + S_1 S_2)^{-1} & -S_1(1 + S_1 S_2)^{-1} S_3 \end{pmatrix}$$

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}_1 w + \mathbf{B}_2 u \\ z = \mathbf{C}_1 \mathbf{x} + \mathbf{D}_{11} w + \mathbf{D}_{12} u \\ y = \mathbf{C}_2 \mathbf{x} + \mathbf{D}_{21} w + \mathbf{D}_{22} u \end{cases} \quad (4.26)$$

ここで、 $\mathbf{x}$  は一般化制御対象の状態ベクトルである。一般化制御対象  $\mathbf{G}$  はスケジューリングパラメータ  $K_L$  に応じて変化するが、 $K_L$  に対してアフィンに依存する線形時不変系として表現できることから許容される任意の  $K_L$  に対して  $\mathbf{G}$  は以下のように表現できる。

$$\mathbf{G} = \frac{K_{Lmax} - K_L}{K_{Lmax} - K_{Lmin}} \mathbf{G}_1 + \frac{K_L - K_{Lmin}}{K_{Lmax} - K_{Lmin}} \mathbf{G}_2 \quad (4.27)$$

ただし、 $\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2$  はそれぞれ  $K_L$  が最小値および最大値のときの一般化制御対象であり、 $K_{Lmax}, K_{Lmin}$  はそれぞれ  $K_L$  の最大値および最小値を表している。(4.27) 式より  $\mathbf{G}$  は  $\mathbf{G}_1$  と  $\mathbf{G}_2$  の凸補間として表現できることがわかる。制御目的は正入力伝達特性  $G_F$  の周波数整形であるから、図 4.5 の制御系に対し、外生信号  $w$  から評価信号  $z$  までの RMS ゲインを 1 未満に抑える内部安定化コントローラ的设计問題を考える。

$$\sup \frac{\|z\|_2}{\|w\|_2} < 1 \quad for \ all \ K_L \quad (4.28)$$

これは制御対象が線形時不変系である場合、 $w$  から  $z$  までの伝達関数の  $H_\infty$  ノルム、 $\|WG_F\|_\infty$  に一致する。すなわち、 $G_F$  は  $W^{-1}$  に整形されることから、 $W^{-1}$  が  $G_F$  に要求される周波数特性を持つように  $W$  を決定すればよい。しかし、制御対象である EPS は車速に応じてダイナミクスが変化する時変系であるため、 $K_L$  の変化に対してロバスト安定性と制御性能を保証するコントローラ的设计が必要となる。そのため、本来は (4.28) 式のようにスケジューリングパラメータ  $K_L$  の取り得るすべての値に対して設計問題を考える必要がある。しかしながら、パラメータ空間が凸であることと、 $K_L$  応じて変化する一般化制御対象が (4.27) 式のように  $\mathbf{G}_1$  と  $\mathbf{G}_2$  の凸補間として表現できることから、 $\mathbf{G}_1$  と  $\mathbf{G}_2$  に対して設計問題を考えれば十分であることが知られており<sup>[9]</sup>、この設計問題は以下の線形行列不等式を  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{S}$  について解く問題に置き換えることができる。

$$\begin{pmatrix} \mathcal{N}_R & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} A_i R + R A_i^T & R C_{1i}^T & B_{1i} \\ C_{1i} R & -I & D_{11i} \\ B_{1i}^T & D_{11i}^T & -I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathcal{N}_R & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix} < 0 \quad i = 1, 2 \quad (4.29)$$

$$\begin{pmatrix} \mathcal{N}_S & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix}^T \begin{pmatrix} A_i S + S A_i^T & S B_{1i} & C_{1i}^T \\ B_{1i}^T S & -I & D_{11i} \\ C_{1i} & D_{11i}^T & -I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathcal{N}_S & 0 \\ 0 & I \end{pmatrix} < 0 \quad i = 1, 2 \quad (4.30)$$

$$\begin{pmatrix} R & I \\ I & S \end{pmatrix} \geq 0 \quad (4.31)$$

ここで、 $\mathcal{N}_R$ ,  $\mathcal{N}_S$  はそれぞれ  $(B_2^T \ D_{12}^T)$ ,  $(C_2 \ D_{21})$  のゼロ空間の基底を表し、下添字  $i$  はパラメータ空間の各端点を表している。線形行列不等式の解  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{S}$  を用いて、 $K_L$  の最小値・最大値の 2 つの端点での系に対する端点コントローラ  $K_1$ ,  $K_2$  をそれぞれ求める。このとき、設計すべきスケジューリングコントローラ  $K(s)$  は 2 つの端点コントローラの凸補間として (4.32) 式のように得られる。

$$K(s) = \frac{K_{Lmax} - K_L}{K_{Lmax} - K_{Lmin}} K_1 + \frac{K_L - K_{Lmin}}{K_{Lmax} - K_{Lmin}} K_2 \quad (4.32)$$

(4.32) 式は制御対象の持つ  $K_L$  の情報を基に、コントローラはそのゲインを自動的に調節することが可能であることを意味している。また、(4.27), (4.32) 式より一般化制御対象  $\mathbf{G}$  と設計されたスケジューリングコントローラ  $K$  は同様なパラ



メータ依存性を有していることがわかる。このことより、 $\mathbf{G}$  と  $K$  から構成される閉ループ系もまた同様のパラメータ依存性を有し、スケジューリングパラメータが変化してもこの閉ループ系は (4.28) 式のノルム制約を満たし、内部安定であることがわかる。

## 4.4 コントローラの設計結果

### 4.4.1 制御対象の開ループ特性

本章で取り扱う EPS の各定数を表 4.1 に示す。ここで、各粘性摩擦係数  $C_i$ ,  $C_o$ ,  $C_L$ ,  $C_m$  は不明であるためそれぞれの慣性モーメントもしくは質量の 1/10 とした。また、出力軸の慣性モーメント  $J_o$  は小さいため零として無視した。車速の関数である  $K_L$  はその最大値  $K_{Lmax}$  と最小値  $K_{Lmin}$  が与えられているとする。このとき、EPS の開ループ伝達特性はそれぞれ図 4.6, 4.7 のようになる。図 4.6, 4.7 より、 $G_F$ ,  $G_B$  ともに 6 [Hz] あたりに共振モードを持つことが確認できる。また、 $G_F$  は  $K_L$  の変化により直流ゲインと共振周波数が変化することがわかる。

### 4.4.2 設計例

周波数重み  $W$  を  $G_F$  に要求される仕様を満たすように (4.33) 式のハイパスフィルタとして設計を行った。フィルタの次数はコントローラの次数を抑えるために 1 次とした。

$$W = K_w \frac{s + f_a}{s + f_b} \quad (f_a < f_b) \quad (4.33)$$

$f_a$  は整形される  $G_F$  のカットオフ周波数を決定するため 10 [Hz] に相当する  $6.28 \times 10^1$  [rad/s] に固定した。このとき設計に用いられるパラメータは  $K_w$ ,  $f_b$  となる。 $K_w$ ,  $f_b$  を変え、コントローラの設計を行い、そのときの  $G_B$  に与える影響を調べると以下のような傾向が得られた。

- $K_w$  の増加により  $G_B$  のカットオフ周波数が低下する。

Table 4.1 電動パワーステアリング駆動系の諸定数

$J_i$	[Kgm <sup>2</sup> ]	$5.00 \times 10^{-2}$	$C_m$	[Kgm <sup>2</sup> /s]	$0.1 J_m$
$C_i$	[Kgm <sup>2</sup> /s]	$0.1 J_i$	$n$		15.6
$K_i$	[Nm/deg]	2.84	$p$	[mm]	44.6
$J_o$	[Kgm <sup>2</sup> ]	0	$K_p$		3.00
$C_o$	[Kgm <sup>2</sup> /s]	$0.1 J_o$	$T_i$	[ms]	1.5
$M_L$	[Kg]	3.00	$L$	[ $\mu$ H]	400
$C_L$	[Kg/s]	$0.1 M_L$	$R$	[ $\Omega$ ]	0.250
$K_{Lmin}$	[N/mm]	$2.50 \times 10^2$	$\omega_h$	[Hz]	12.0
$K_{Lmax}$	[N/mm]	$5.50 \times 10^2$	$\zeta$		0.700
$J_m$	[Kgm <sup>2</sup> ]	$5.40 \times 10^{-4}$			

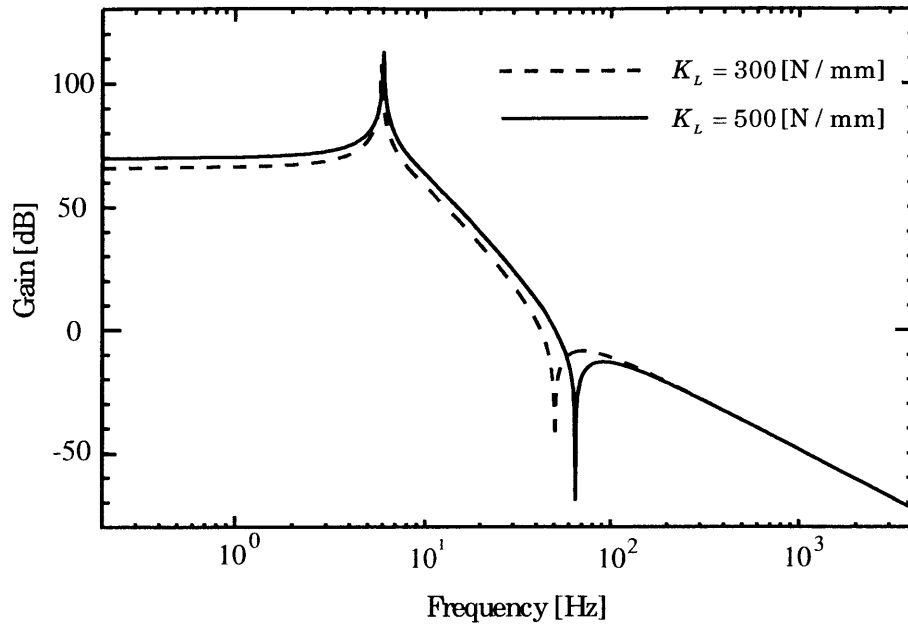


Fig. 4.6  $G_F$  の開ループ伝達特性

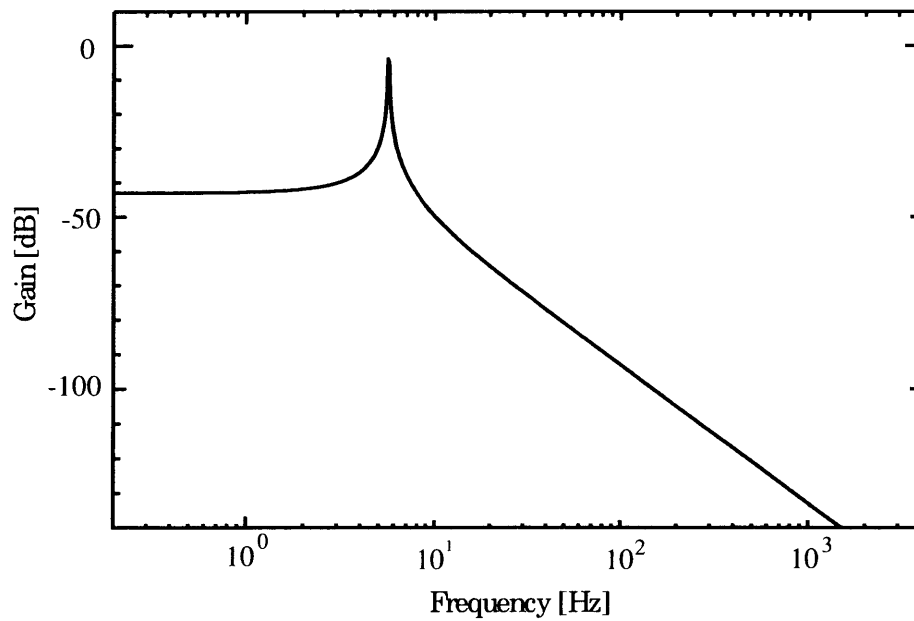


Fig. 4.7  $G_B$  の開ループ伝達特性

- $f_b$  の増加により  $G_B$  の直流ゲインが低下する.

この傾向を利用し, 設計手順に従って設計を繰り返し,  $G_B$  に要求される仕様を満たす周波数重みを最終的に (4.34) 式とした.

$$W = 4.17 \times 10^2 \frac{s + 6.28 \times 10^1}{s + 6.28 \times 10^4} \quad (4.34)$$

設計された端点でのコントローラ  $K_1, K_2$  の周波数特性は図 4.8 のようになった. 図 4.6 に見られた低周波数域でのゲインの違いに対応して, 低周波数域でのゲインが異なるコントローラが得られた. そのときの  $G_F, G_B$  の閉ループ特性を図 4.9, 4.10 に示す.  $G_F$  のカットオフ周波数は  $K_L$  が最小のとき 12.3 [Hz], 最大のとき 12.8 [Hz] であった. また, 直流ゲインはともに 0 [dB] であり, ピークゲインはそれぞれ  $2.54 \times 10^{-1}$  [dB],  $3.22 \times 10^{-1}$  [dB] であった. また,  $G_B$  のカットオフ周波数は 4.53 [Hz] であり,  $T_i/T_L$  は  $1.69 \times 10^{-1}$  であった. 直流ゲイン, ピークゲインはともに -38.8 [dB] であった. 以上より, すべての仕様を満たすコントローラの設計ができたことが確認できる.

## 4.5 シミュレーション

本節では設計されたスケジューリングコントローラ  $K$  の有効性をシミュレーションを通して確認する. シミュレーションでは設計では考慮していない減速器のバックラッシュを考慮した. ただし, バックラッシュの不感帯の幅は 1 [deg] とした. また, 減速器の共振については人間のハンドル操作が極めて低速であることを考慮して無視した. 比較の対象として,  $K_L$  を固定し, 制御対象を線形時不変系として線形化し, 従来の  $H_\infty$  制御理論に基づいて設計されたコントローラを考える.  $H_\infty$  制御理論に基づいてコントローラを設計する場合,  $K_L$  の値を固定して制御対象を線形化する必要があるため,  $K_{Lmin}$  と  $K_{Lmax}$  の中間の値である  $4.00 \times 10^2$  [N/mm] に固定して設計を行った. このときの正入力方向のステップ応答を図 4.11 に示す. また, そのときの  $K_L$  の時間変化を図 4.12 に示す. この動作はハンドルの切り角を一定 (0.1 [rad]) にし, 回転運動をしながら徐々に減速を行うことに相当する. 図 4.11 より, 提案する手法の方が立ち上がり時間が早

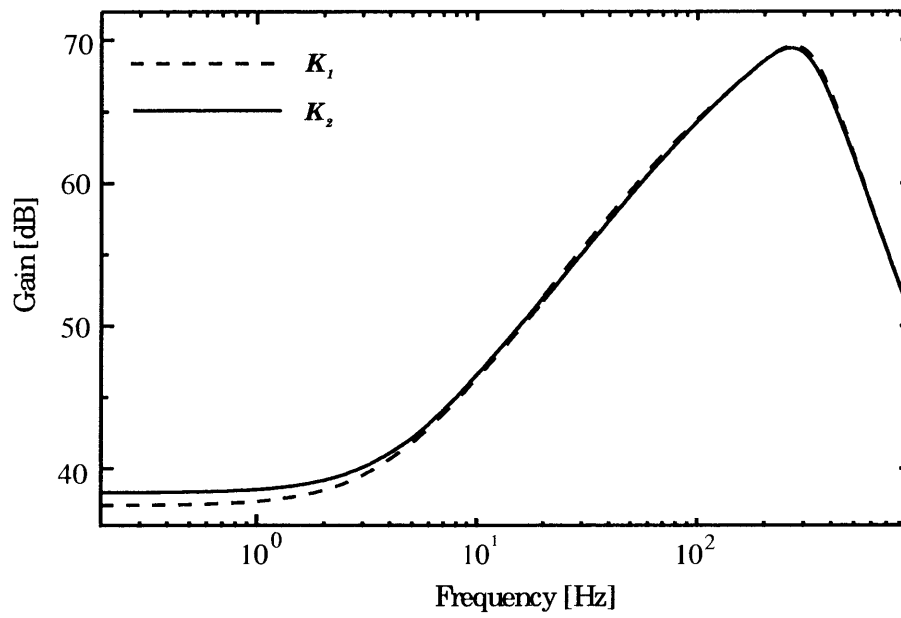
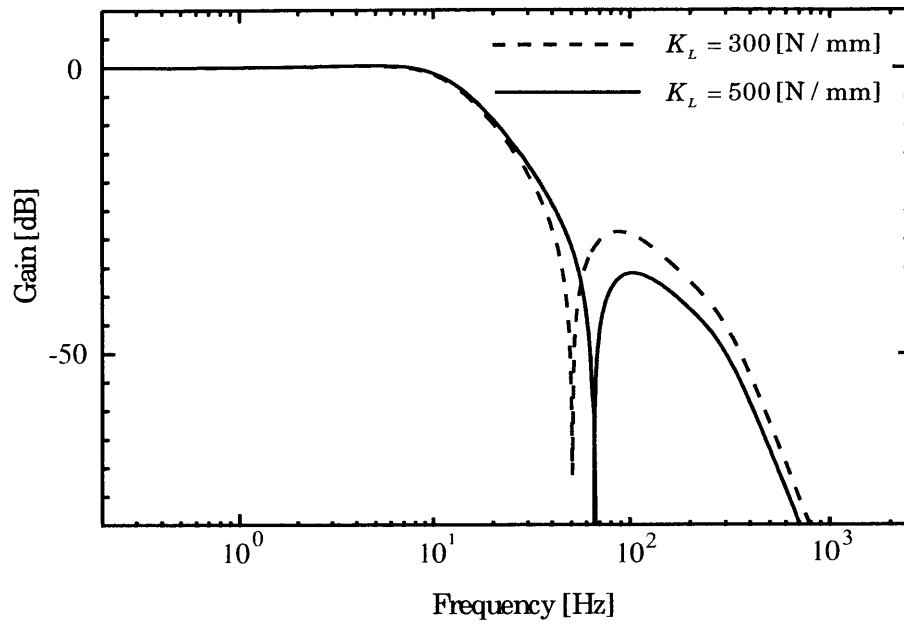
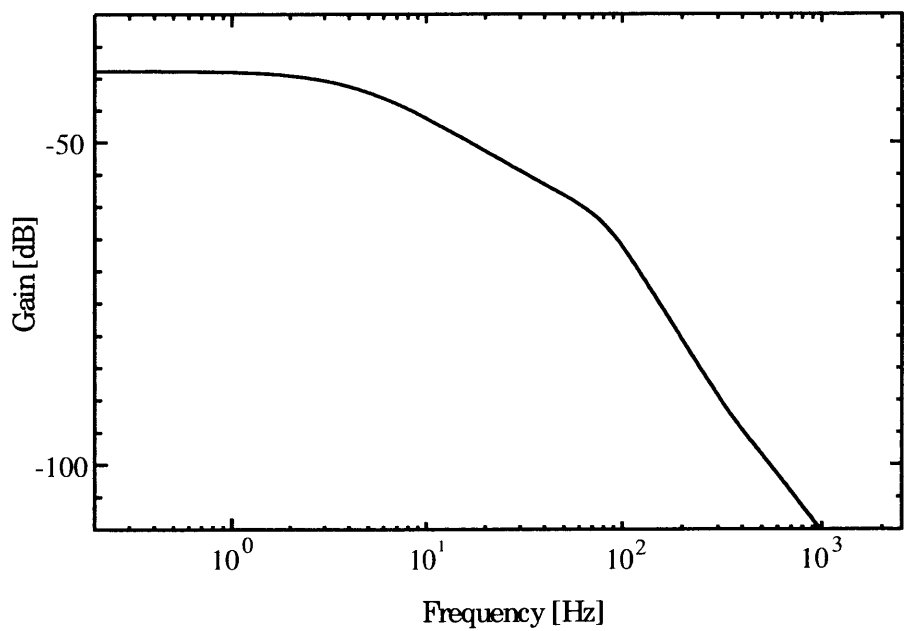


Fig. 4.8 コントローラの周波数特性

Fig. 4.9  $G_F$  の閉ループ特性Fig. 4.10  $G_B$  の閉ループ特性

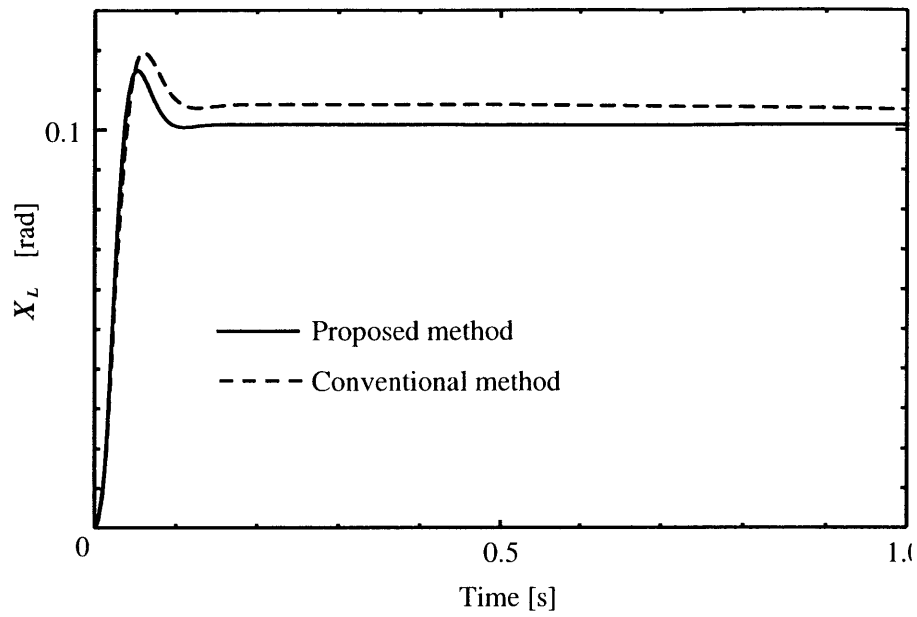


Fig. 4.11 ステップ応答

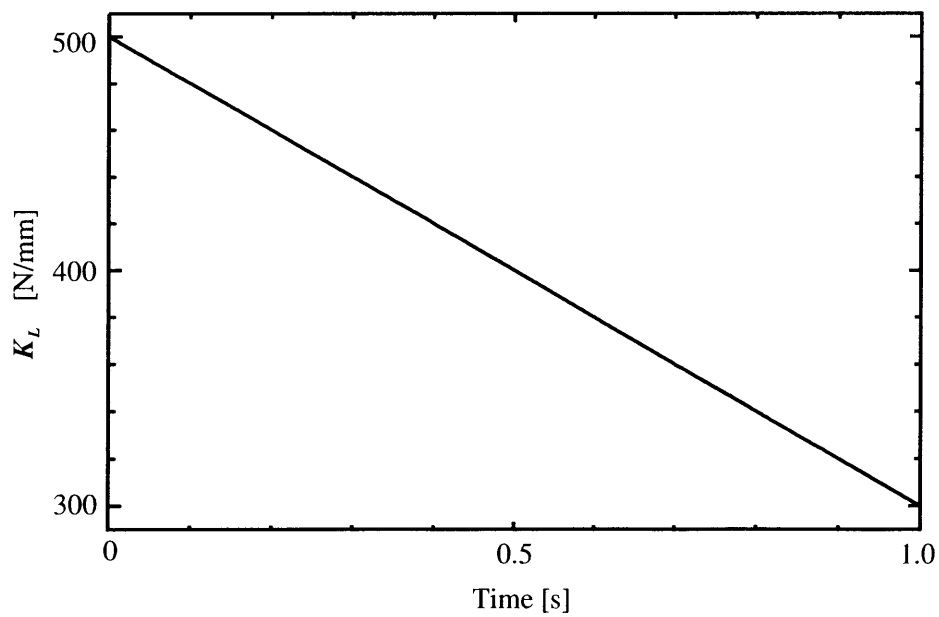


Fig. 4.12  $K_L$  の軌道

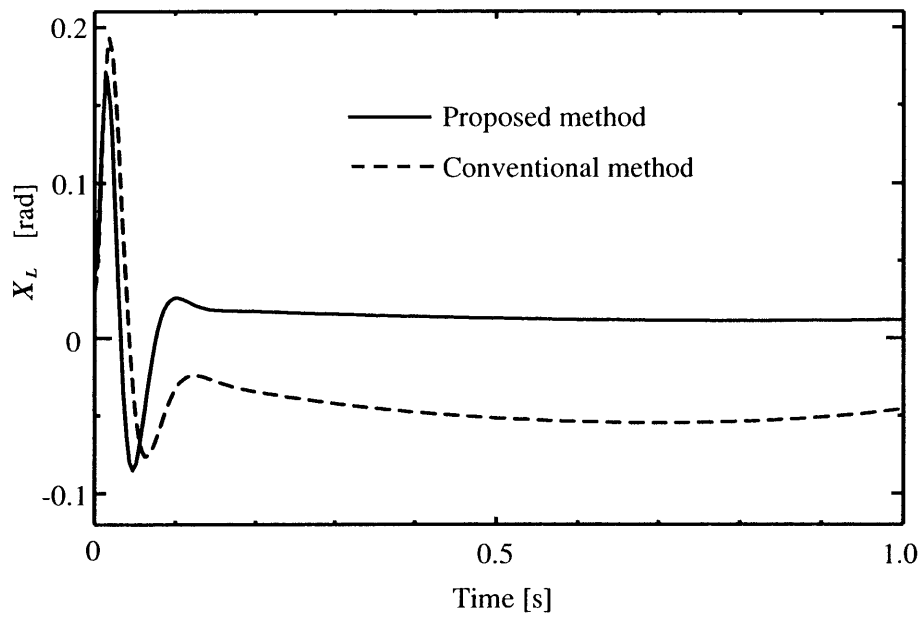


Fig. 4.13 外乱応答



く、整定時間が短いことがわかる。さらに、従来手法である  $H_\infty$  コントローラを用いた場合、 $K_L$  が変化することにより生じる制御対象の直流ゲインの変化に対応できず、目標値である 0.1 [m] に収束しない。また、ラックにステップ状の外乱トルクが入力された時のラックの変移量  $X_L$  への影響を図 4.13 に示す。このときの  $K_L$  の時間変化は図 4.12 と同一である。入力する外乱トルクは 1.00 [Nm] とした。設計において外乱抑制を考慮していないにもかかわらず、提案手法は従来手法に比べ、より強い外乱抑制能力を有していることが確認できる。以上より、提案する手法の有効性が確認できる。

## 4.6 まとめ

EPS に要求される仕様を閉ループ特性に要求される周波数特性として捉え、スケジュールド  $H_\infty$  制御を用いて EPS 駆動系の設計を行った。スケジュールド  $H_\infty$  制御を用いることにより、制御対象が持つ可変パラメータの変化に対してロバスト安定なコントローラの設計が可能となった。また、設計に用いる数学モデルを制御対象の解析モデルから導出したため制御対象に含まれる物理的な意味を持つさまざまな信号に対して設計仕様を設定することが可能となった。

## 第5章 2 自由度制御系の構造を利用した結合化設計

### 5.1 はじめに

従来，モデル同定と補償器設計は互いに別の問題として取り扱われることが多かった．しかし，既存の補償器の多くが十分に信頼のおける制御対象のモデルに基づいていること，また，モデル同定において同定精度が要求される周波数帯域が補償器に左右されることからわかるように，本来モデル同定と補償器設計の間には相互関係が存在している．近年，このモデル同定と補償器設計との間の相互関係を意識した結合化設計と呼ばれる制御系設計法の必要性が指摘されている<sup>[26][27]</sup>．しかし，この相互関係を意識した制御系設計問題は同時最適化問題となるため一般に可解とはならない．Schramaらは制御系設計問題を特定の閉ループ特性のノルム最小化問題として定式化し，三角不等式を用いることで制御系設計問題をモデルの同定問題と補償器の設計問題に分割した．そして，同定と設計を繰り返すことで本来の評価指標を最小値に近付ける手法を提案し，その有効性が報告されている<sup>[28][29][30]</sup>．しかし，これらの手法では閉ループ同定において事前に初期値として制御対象の推定モデルを必要とするため，不安定系への直接的な適用が困難であるという問題点があった．

一方，第2章においては，2自由度制御系の内部構造を制御対象と安定化補償器の既約分解を用いて解析してきた．その結果，2自由度制御系は安定化補償器，外乱推定器，および目標値整形フィルタから構成されていることが明らかとなり，2自由度制御系の設計問題は目標値応答特性とフィードバック特性を規定する2つのフリーパラメータの設計に帰着できることがわかった．さらに，Youlaパラ

メトリゼーションの双対性に基づいて表現される制御対象の変動分を導入し、その変動分を制御対象とみなしてロバスト安定性を保証するフリーパラメータの設計法を提案した。そして、その有効性を実機を用いて検証してきた。第2章で提案した補償器設計アルゴリズムは設計の簡便性を重視したため、変動分のモデル同定問題と補償器設計問題との間の相互関係は意識されておらず、保守的な補償器が導かれる恐れがあった。

そこで本章では、結合化設計の考え方と文献<sup>[11]</sup>の考え方を融合した2自由度制御系の設計手法を提案する。Youlaパラメトリゼーションの双対性に基づいて表現された制御対象の変動分は制御対象が不安定な場合でも安定な変動分として表現される。したがって、安定な変動分を制御対象と捉えることによって、不安定系に対しても結合化設計の考え方が直接適用可能となるという利点を有する。さらに、モデル同定問題と補償器設計問題が関連付けられることにより、第2章で提案した補償器設計法に従って設計された補償器と比べて、より制御性能を向上させることが可能となる。

以下、5.2節では文献<sup>[11]</sup>で示された2自由度制御系の内部構造について述べ、制御対象の変動分を意識したブロック図を導出する。5.3節ではSchramaらによって提案された三角不等式を用いた結合化設計の手法について述べる。そして、これまで問題とされてきた不安定系に対して適用可能な結合化設計手法を提案する。5.4節では提案する結合化設計を原点に極を持つ系である回転機の位置決め制御問題に対して適用し、シミュレーションによりその有効性を確認する。5.5節はまとめである。なお、本章では1入力1出力系を考察の対象とする。

## 5.2 2自由度制御系の内部構造

本節では2自由度制御系の内部構造について簡単に述べる<sup>[11]</sup>。一般の2自由度制御系は図5.1のように表現される。図5.1において、 $P$ は制御対象を表し、 $r$ 、 $u$ 、 $y$ はそれぞれ参照入力、制御入力、観測出力を表す。また、フィードフォワード補償器 $C_1$ 、フィードバック補償器 $C_2$ はそれぞれ制御対象 $P$ の $RH_\infty$ 上での

既約分解 (5.1) 式を用いて (5.2), (5.3) 式のようにパラメータ表現できる.

$$P = ND^{-1} \quad (5.1)$$

$$C_1 = (D + C_2N)K \quad (5.2)$$

$$C_2 = (X + QD)(Y - QN)^{-1} \quad (5.3)$$

ここで,  $X, Y$  はベズー方程式

$$XN + YD = U \quad (5.4)$$

を満たす既約分解の 1 つであり,  $U$  はユニモジュラ関数である. また,  $K, Q \in RH_\infty$  はフリーパラメータである. さらに, これらを用いると 2 自由度制御系で達成可能な伝達関数のクラスや感度関数  $S$ , 相補感度関数  $T$  は次式のように表される.

$$G_{yr} = NK \quad (5.5)$$

$$G_{yd} = (Y - NQ)N \quad (5.6)$$

$$S = (Y - NQ)D \quad (5.7)$$

$$T = N(X + QD) \quad (5.8)$$

上式において, 設計者の扱える補償器のパラメータは  $K, Q$  の 2 種類であり, これらを適切に設計することにより, 目標値応答特性  $G_{yr}$  とフィードバック特性  $G_{yd}, S, T$  を独立に設定できるという点が 2 自由度制御系の大きな特長である.

図 5.1 はまた (5.1), (5.2), (5.3) および (5.4) 式を用いて整理することにより等価な図 5.2 に変形できる. 図 5.2 より, 2 自由度制御系の内部構造は安定化補償器, 外乱推定器, および目標値整形フィルタから構成されていることがわかる. さらに, なんらかの影響で制御対象が  $P$  から  $P_{dev}$  へ変動したと仮定する. このとき, 変動した制御対象  $P_{dev}$  が (5.3) 式において  $Q = 0$  とした  $C_2$  によって安定化されるとすると,  $P_{dev}$  は Youla パラメトリゼーションの双対性を用いて (5.9) 式のように表現することができる.

$$P_{dev} = (N + YR)(D - RX)^{-1} \quad (5.9)$$

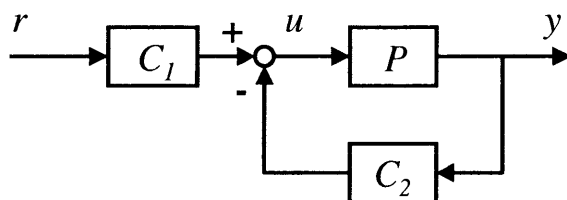


Fig. 5.1 2自由度制御系の内部構造 I

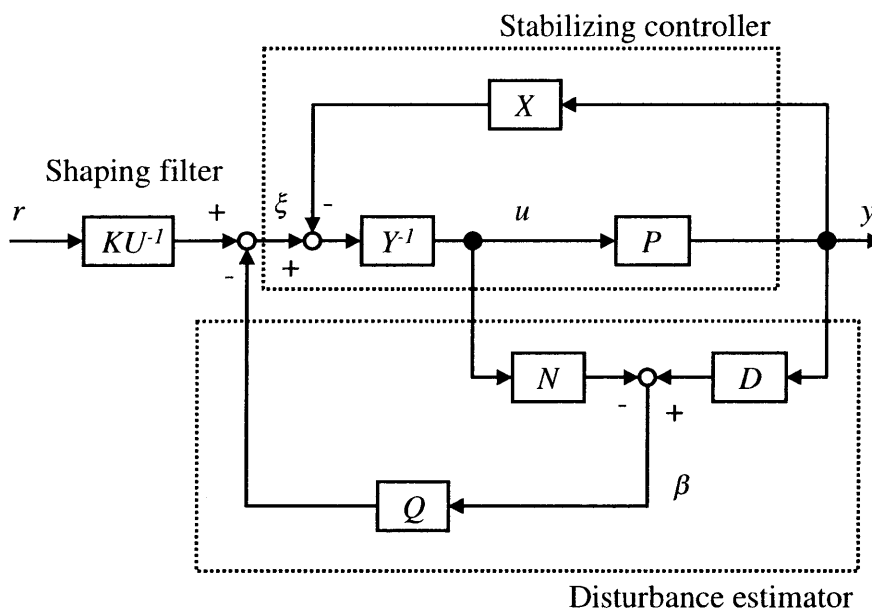


Fig. 5.2 2自由度制御系の内部構造 II

ただし,  $R \in RH_\infty$  は制御対象の変動分を表すパラメータである. 図 5.2 の  $P$  を (5.9) 式で置き換え, 整理することによって,  $r$  から  $\beta$  および  $\xi$  へのブロック図は図 5.3 に示すように非常に簡単なブロック図で表される. 図 5.3 から  $\beta$  と  $\xi$  を用いることにより変動分  $R$  を同定できることがわかる. また, 図 5.3 は制御対象が  $P$  から  $P_{dev}$  に変動した場合, 閉ループ系がロバスト安定であるための条件が次式で与えられることを示している.

$$(1 + RQ)^{-1} \in RH_\infty \quad (5.10)$$

すなわち, 制御系のロバスト安定性を考慮したフリーパラメータ  $Q$  の設計は, 同定された変動分  $R$  を制御対象として行うべきであることがわかる. ここで, 変動分  $R$  はそのパラメトリゼーションの性質上, 不安定な制御対象であっても常に安定であることを注意しておく.

## 5.3 結合化設計

### 5.3.1 従来の結合化設計

本項では Schrama らによって提案されている結合化設計について簡単に述べる<sup>[26]</sup>. まず, 与えられた制御目的から制御系設計問題をある閉ループ特性のノルム最小化問題として定式化する. この制御系設計問題はモデル同定問題と補償器設計問題の同時最適化問題となるため, 一般に解くことが困難とされている. そこで, Schrama らはこのノルム最小化問題を三角不等式を用いて分割し, モデル同定問題と補償器設計問題に分ける方法を提案した. 今, 最小化すべき閉ループ特性のノルムを  $J(P, C_{\hat{P}})$  とすると, このノルムは三角不等式を用いて次式のように分割される.

$$\|J(P, C_{\hat{P}})\| \leq \|J(\hat{P}, C_{\hat{P}})\| + \|J(P, C_{\hat{P}}) - J(\hat{P}, C_{\hat{P}})\| \quad (5.11)$$

ここで,  $P, \hat{P}$  は実際の制御対象と同定によって推定された制御対象のモデルを表しており,  $C_{\hat{P}}$  は  $\hat{P}$  に基づいて制御仕様を満足するように設計された補償器である. (5.11) 式左辺は設計された補償器を用いて実際に得られる閉ループ特性, 右

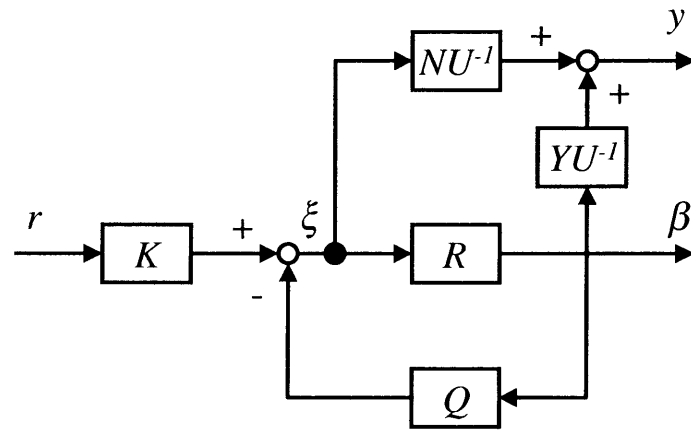


Fig. 5.3 2 自由度制御系の内部構造 III

辺第 1 項は設計において最小化された閉ループ特性，右辺第 2 項は同定誤差に基づく性能の劣化と考えることができる．また，右辺第 1 項と第 2 項はそれぞれ補償器の設計とモデルの同定の評価指標とも捉えることができる．すなわち，同定により同定誤差に基づく性能の劣化を最小化することができれば，補償器設計によって得られる閉ループ特性が本来最小化したい閉ループ特性のよい近似となり，適切な設計を施すことにより制御目的を達成することができる．しかし，Schrama らが提案した結合化設計では閉ループ同定のフィルタとして制御対象の推定モデルを事前に必要とするため不安定系への適用が問題とされていた．

### 5.3.2 提案する結合化設計

本項では Schrama らが提案した三角不等式を用いた結合化設計の手法を，フリーパラメータ  $K, Q$  と変動分  $R$  で記述された 2 自由度制御系の設計問題に利用した新しい結合化設計手法を提案する．提案する結合化設計の利点は，制御対象が不安定であっても制御対象の変動分は常に安定となることを利用し，従来の結合化設計の欠点であった不安定系への適用を可能にしている点である．

フリーパラメータ  $K$  の設計はモデルマッチング問題を解くことで容易に求めることができるため，ここでは特に変動分  $R$  を制御対象，フリーパラメータ  $Q$  を補償器として  $R$  と  $Q$  との間の相互関係を意識した設計手法について考える．制御目的として具体的に観測出力  $y$  と設計者が希望する目標値  $y^* = NKr$  との誤差の最小化問題を考える．すると，制御系設計問題は以下のように定式化できる．

$$\text{Find } R \text{ and } Q \text{ such that } \min \|J(R, Q)\|_2 \quad (5.12)$$

ただし，評価関数  $J(R, Q)$  は設計者が与える目標値応答特性に関するモデル伝達関数  $G_M = NK$  と実際に得られる目標値応答特性  $G_{yr}$  を用いて以下のように求めることができる．

$$\begin{aligned} J(R, Q) &= G_M - G_{yr}(R, Q) \\ &= NK - \frac{N + YR}{1 + RQ} K \end{aligned}$$



$$= \frac{(Y - NQ)R}{1 + RQ}K \quad (5.13)$$

この制御系設計問題は  $R$  と  $Q$  に関する同時最適化問題となるため、評価関数を三角不等式を用いて (5.14) 式のように分割する。

$$\|J(R, Q)\|_2 \leq \|J(\hat{R}, Q)\|_2 + \|J(R, Q) - J(\hat{R}, Q)\|_2 \quad (5.14)$$

ここで、 $\hat{R}$  は同定により推定された変動分を表している。これより、 $Q$  の設計問題と  $R$  の同定問題はそれぞれ (5.15), (5.16) 式のように定式化できる。

$$Q = \arg \min_{\tilde{Q}} \left\| \frac{(Y - N\tilde{Q})\hat{R}}{1 + R\tilde{Q}}K \right\|_2 \quad (5.15)$$

$$R = \arg \min_{\tilde{R}} \left\| \frac{Y - NQ}{(1 + RQ)(1 + \tilde{R}Q)}(R - \tilde{R})K \right\|_2 \quad (5.16)$$

また、 $R$  の同定問題は励起信号を図 5.3 の  $r$  に印加すれば、制御系の内部信号  $\xi$  と  $\beta$  を用いて (5.17) 式のように書き換えることができる。

$$R = \arg \min_{\tilde{R}} \left\| \frac{Y - NQ}{1 + \tilde{R}Q}(\beta - \tilde{R}\xi) \right\|_2 \quad (5.17)$$

ただし、(5.17) 式の導出にあたっては次の関係式を用いた。

$$\xi = \frac{1}{1 + RQ}Kr \quad (5.18)$$

$$\beta = \frac{R}{1 + RQ}Kr \quad (5.19)$$

しかし、(5.15) 式で表される補償器設計問題と (5.17) 式で表されるモデル同定問題の評価関数はそれぞれお互いの関数となっていることから、設計と同定の繰り返しを行い、1 回前の試行で得られた  $Q$  と  $R$  を用いて設計と同定を行う。以下に提案する結合化設計の手順を述べる。

**手順 1** モデルマッチング問題を解くことでフリーパラメータ  $K$  を求める。設計者が定める目標値応答特性に関するモデル伝達関数  $G_M$  はフリーパラメータ  $K$  が  $RH_\infty$  に属するように決定しなければならない。

$$K = G_M N^{-1} \quad (5.20)$$

フリーパラメータ  $K$  により、変動分  $R$  が存在しない場合、得られる制御系の目標値応答特性は  $G_M$  により規定される。

手順 2 フリーパラメータ  $Q$  の初期値を  $Q_0 = 0$  として、変動分の初期値  $R_0$  を予測誤差法により求める。ここで、提案手法においては制御対象  $P$  が  $XY^{-1}$  により安定化されていることから、変動分の初期値  $R_0$  の同定は容易に行うことができる。

$$R_0 = \arg \min_{\tilde{R}} \left\| \beta - \tilde{R}\xi \right\|_2 \quad (5.21)$$

この同定問題は (5.17) 式において  $Q = 0$  としたものに等しい。また、試行回数  $i$  を 1 とする。

手順 3 同定された変動分  $R_{i-1}$  に基づいてフリーパラメータ  $Q_i$  を設計する。 $Q_i$  の設計問題は  $H_2$  制御問題として (5.22) 式のように定式化することができる。また、 $Q_i$  は図 5.4 のような一般化制御対象を構成し、制御系設計 CAD・MATLAB を用いて求めることができる。

$$Q_i = \arg \min_{\tilde{Q}} \left\| \frac{(Y - N\tilde{Q})R_{i-1}K}{1 + R_{i-1}\tilde{Q}} \right\|_2 \quad (5.22)$$

手順 4 手順 3 において設計されたフリーパラメータ  $Q_i$  を用いて、次の試行で用いる変動分  $R_i$  を同定する。しかし、(5.17) 式の同定問題は制御系の内部信号である  $\beta$  と  $\xi$  を通すフィルタの分母に  $\tilde{R}$  を含むため、通常の方法に基づく同定法では解くことができない。そこで、 $\tilde{R}$  の代わりに 1 回前の試行で同定された変動分  $R_{i-1}$  を用いて (5.23) 式で定義されるフィルタ  $F_i$  を作成し、図 5.5 のように  $\beta, \xi$  を  $F_i$  でフィルタリングした信号  $\beta_F$  と  $\xi_F$  を用いて同定を行う。

$$F_i = \frac{Y - NQ_i}{1 + R_{i-1}Q_i} \quad (5.23)$$

すなわち、 $R_i$  の同定問題は予測誤差法を用いて (5.24) 式のように定式化することができる。

$$R_i = \arg \min_{\tilde{R}} \left\| \beta_F - \tilde{R}\xi_F \right\|_2 \quad (5.24)$$

従来、予測誤差法を用いた同定法においては同定精度が要求される周波数帯域を決定する周波数重みの決定が問題となっていたが、結合化設計にお

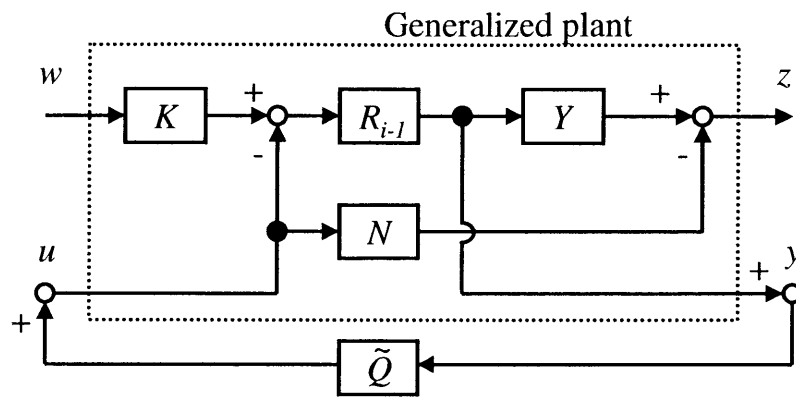


Fig. 5.4 設計に用いる制御系

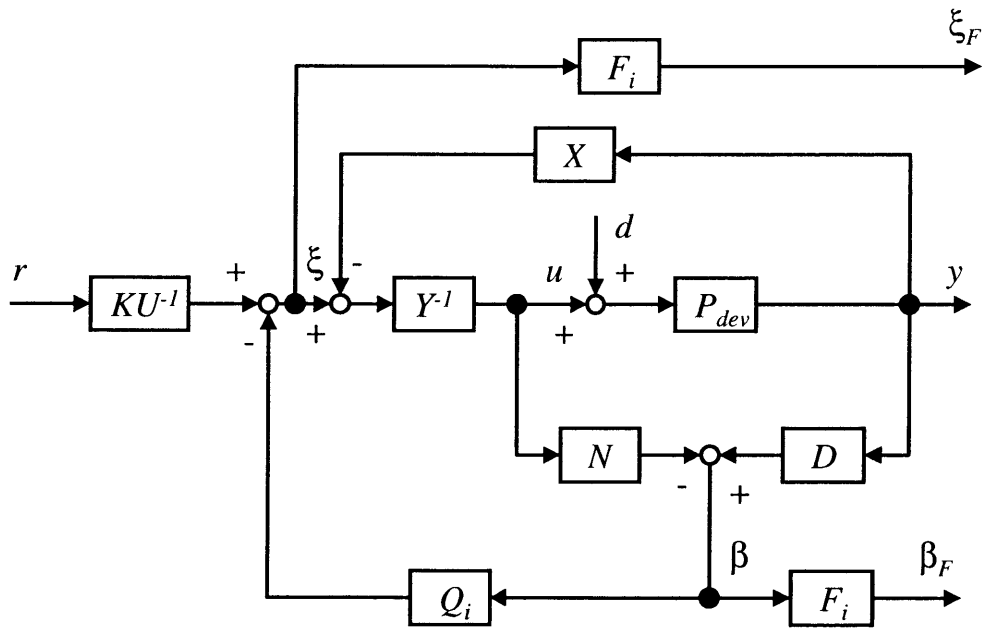


Fig. 5.5 同定に用いる制御系

いては制御目的を反映した周波数重みが (5.23) 式のフィルタとして自然に導出される点が特長である。

手順 5 設計されたフリーパラメータ  $Q_i$  を用いて閉ループ系を構成し、設計者が希望する閉ループ特性が得られているかどうか確認する。希望する閉ループ特性が得られない場合、試行回数  $i$  に 1 を加え、手順 3 に戻る。希望する閉ループ特性が得られた場合、その  $Q_i$  を  $Q$  として設計を終了する。

以上の設計手順を図 5.6 に示す。

## 5.4 シミュレーション

本節では提案する結合化設計の有効性を確認するためシミュレーションを行う。制御対象の公称モデルとして、次式のような DC モータなどの回転機の位置決め制御において入力をトルク電流、出力を回転角とみなした場合のモデルを考える。

$$P = \frac{K_{tn}}{s(J_n s + D_n)} \quad (5.25)$$

ここで、 $K_{tn}$  はトルク定数の公称値であり、 $J_n, D_n$  はそれぞれ慣性モーメントと粘性抵抗の公称値である。このとき制御対象は原点に極を持っている点に注意されたい。また、制御対象の公称モデル  $P$  の既約分解の 1 つは (5.26) 式のように選択することができる。

$$\begin{aligned} P &= ND^{-1} \\ &= \left\{ \frac{K_{tn}}{(J_n s + D_n)(\tau_1 s + 1)} \right\} \left( \frac{s}{\tau_1 s + 1} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (5.26)$$

$\tau_1$  は既約分解に用いる安定なフィルタの時定数である。また、位置決め制御においては PD 補償器が有効であることが知られている。そこで、実装を考慮して、安定化補償器  $XY^{-1}$  として (5.27) 式で与えられる近似 PD 補償器を考える。

$$\begin{aligned} XY^{-1} &= K_p + K_d \frac{s}{\tau_2 s + 1} \\ &= 1 \cdot \left\{ \frac{(\tau_2 K_p + K_d)s + K_p}{\tau_2 s + 1} \right\}^{-1} \end{aligned} \quad (5.27)$$

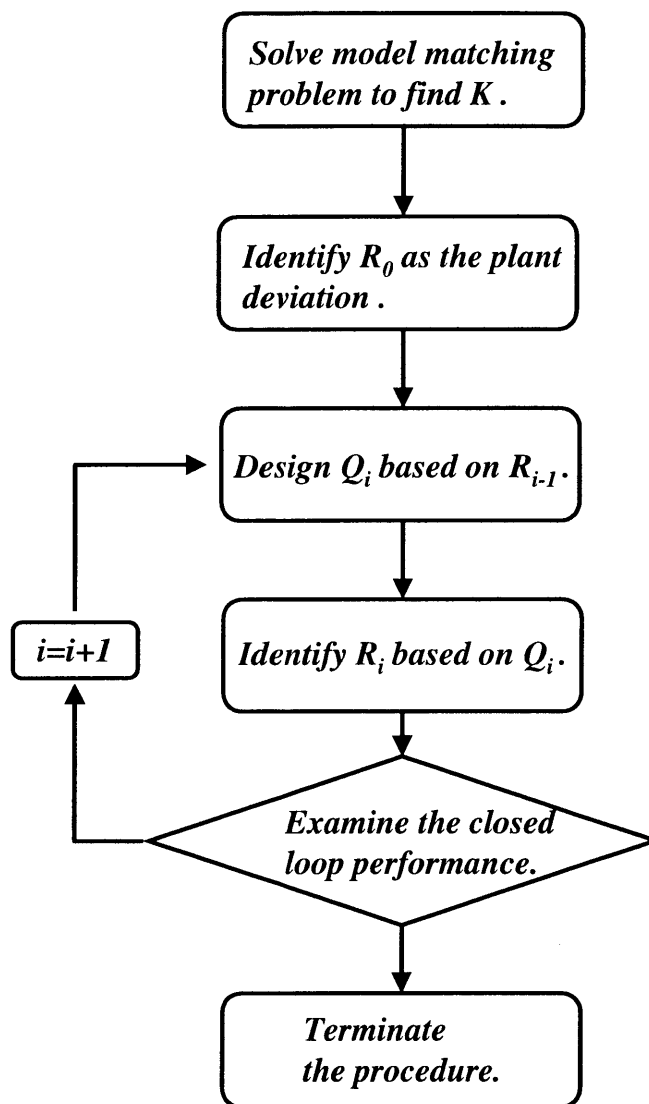


Fig. 5.6 設計手順

ここで、 $K_p$ ,  $K_d$  はそれぞれ比例ゲイン、微分ゲインであり、 $\tau_2$  は近似微分に用いるフィルタの時定数である。また、制御対象の変動としては、構造的な変動はなく、(5.28) 式のようにパラメータ変動のみが存在していると考える。

$$P_{dev} = \frac{K_{tdev}}{s(J_{dev}s + D_{dev})} \quad (5.28)$$

ここで、 $K_{tdev}$  は変動したトルク定数であり、 $J_{dev}$ ,  $D_{dev}$  はそれぞれ変動した慣性モーメントと粘性定数である。表 5.1 にシミュレーションで用いたパラメータの値を示す。また、設計者が定める目標値応答特性に関するモデル伝達関数  $G_M$  はフリーパラメータ  $K$  のプロパー性を保証するため 2 次とし、時定数が約 0.10 [s] となるように以下のように決定した。

$$G_M = \frac{1}{(1.0 \times 10^{-1}s + 1)(1.0 \times 10^{-5}s + 1)} \quad (5.29)$$

図 5.7 は構成された制御系のステップ応答を表している。図 5.7 より、試行が進むにつれて振動が抑えられ、目標とする追従特性が得られていく様子が見られる。結合化設計においてはモデルの同定と補償器の設計の繰り返しが必要となるが、約 5 回の繰り返しにより所望する目標値追従特性を得ることができた。図 5.8 は手順 3 において用いられるフィルタ  $F_i$  を表している。図 5.8 から、試行が進むにつれて同定精度が要求される周波数帯域が特定され、より大きな重みが掛けられていく様子が見られる。図 5.8 の場合では、周波数の低い領域での同定精度が試行を重ねるに従ってより重要視されている。このように同定における周波数重みが自動的に更新されていく点は結合化設計の大きな利点である。また、図 5.9 は実際の変動分と各試行において同定された変動分  $R_i$  を表している。実際の変動分の次数は 5 次であり、変動分の同定は設計されるフリーパラメータの次数を抑えるため 3 次のモデルに基づいて行った。同定された変動分  $R_i$  はいずれも 30 [rad/s] 以下の周波数帯域において実際の変動分に対して大きな同定誤差を生じているが、その時間応答は図 5.7 からわかるように試行が進むに従って改善されている。このことから、補償器設計においてすべての周波数帯域での正確な同定が必ずしも必要ではないことがわかる。

Table 5.1 シミュレーションに用いたパラメータ

$K_{tn}$	$2.5 \times 10$	$K_{tdev}$	$3.5 \times 10$
$J_n$	$6.5 \times 10^{-2}$	$J_{dev}$	$5.0 \times 10^{-2}$
$D_n$	2.0	$D_{dev}$	3.0
$K_p$	2.0	$K_d$	0.2
$\tau_1$	$1.0 \times 10^{-3}$	$\tau_2$	$1.0 \times 10^{-3}$

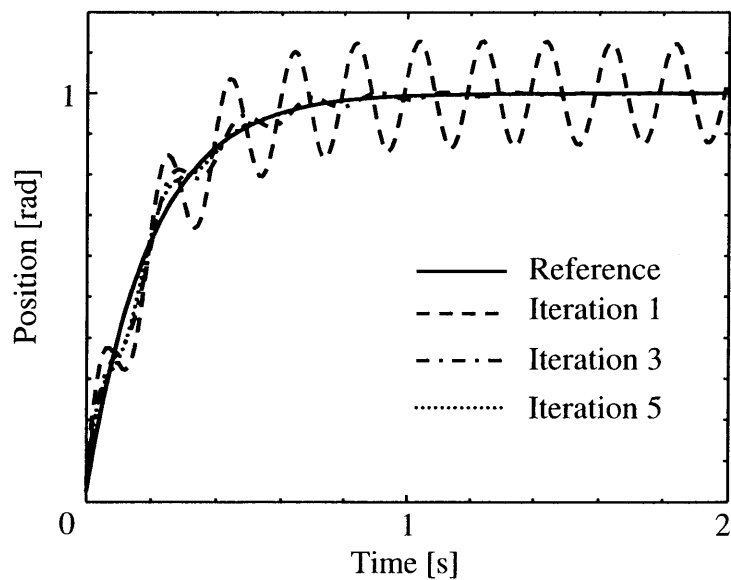
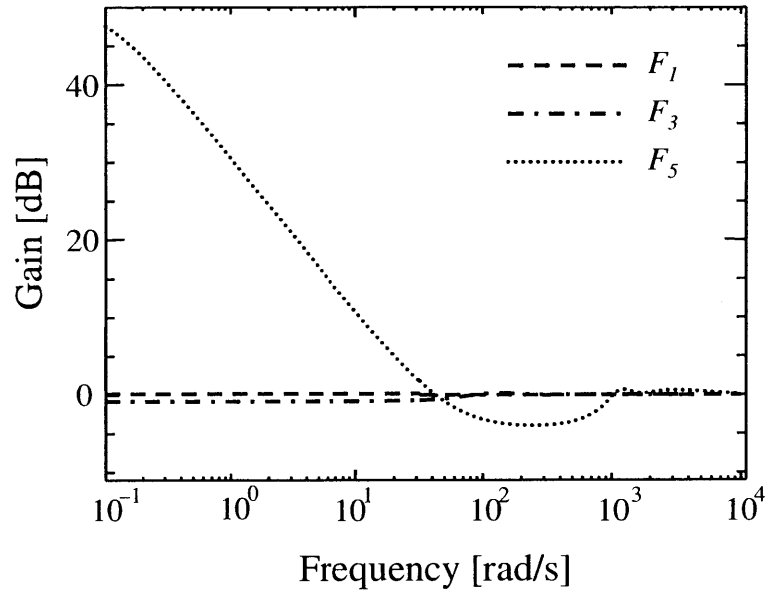
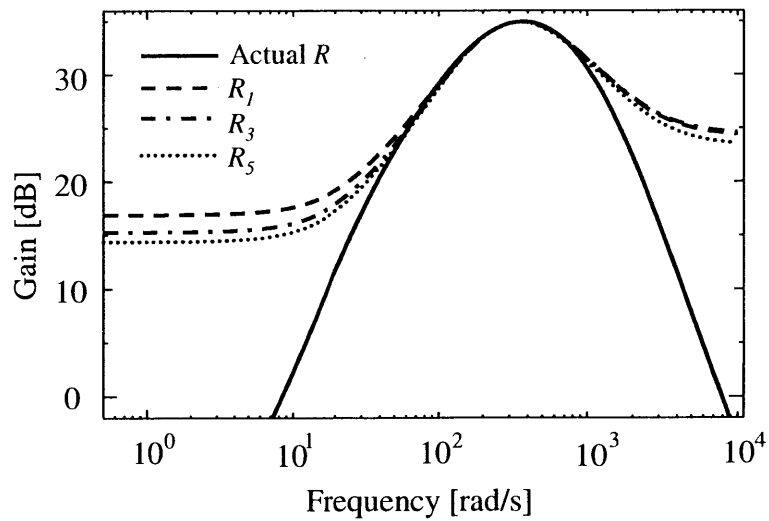


Fig. 5.7 ステップ応答

Fig. 5.8 フィルタ  $F_i$  の周波数特性Fig. 5.9 変動分  $R_i$  の周波数特性



## 5.5 まとめ

本章では、産業界で広く用いられている2自由度制御系の設計を、近年ロバスト制御の分野で注目を集めている結合化設計に基づいて行う手法を提案した。2自由度制御系を既約分解を用いて表現し、Youla パラメトリゼーションの双対性を用いて制御対象の変動分を表す安定なパラメータを導入することで、従来結合化設計において問題となっていた不安定系への適用を可能にした。また、設計すべき補償器をフリーパラメータとしたことから、既存の制御系の構造を変えずにフリーパラメータのチューニングにより制御性能を改善することが可能である。

## 第6章 結論

### 6.1 本研究の成果

本研究では、不確かさを持つ系に対して、不確かさに対してロバストな制御を実現する制御法について考察し、機械系の高精度な運動制御の実現に対する問題点を示し、それに対する解決策を示した。

- 第2章では、既約分解表現を用いて2自由度制御系の内部構造を解析し、2自由度制御系が安定化補償器、外乱推定器、および目標値整形フィルタから構成されていることを示した。さらに、Youlaパラメトリゼーションの双対性に基づき、実際の制御対象を変動分というパラメータを導入して表現し、制御対象の不確かさに対する制御系のロバスト安定条件を明らかにした。さらに、導出したロバスト安定条件を満足する簡便な補償器設計法を提案した。さらに高精度な制御系を実現するため、制御対象モデルの逆モデルを用いた繰り返し動作に基づく学習と2自由度制御系を組み合わせた制御系を提案し、VCMの力制御問題に適用し、実機によりその有効性を確認した。
- 第3章では、あるクラスの非線形性の強い制御対象を変動するパラメータを持つ線形系であるLPV系として表現した。非線形系をLPV系として表現することにより、理論的な解析が容易となり、従来の不確かさを持つ線形系の設計理論の拡張を可能にした。スケジュールド $H_\infty$ 制御を用いて、制御対象の持つパラメータ変動の情報を利用してゲインを調節する補償器を設計した。さらに、非線形補償とスケジュールド $H_\infty$ を組み合わせることで、実装に要する計算量を大幅に低減し、実装が容易になることを示した。

垂直型 2 自由度 DD マニピュレータの軌道制御問題に対して提案するスケジュールド  $H_\infty$  制御と非線形補償を適用し、実機によりその有効性を確認した。

- 第 4 章では、経験に基づく試行錯誤的な設計手法に頼っていた、電動パワーステアリング駆動系の設計に対し、不確かさに対してロバストであり、制御理論に裏付けされた設計手法を提案した。まず、制御対象である電動パワーステアリングの動特性を詳細に記述した解析モデルを導出した。さらに、走行路面の状況の変化を制御対象のパラメータ変動として捉え、LPV 系として表現した。そして、電動パワーステアリング駆動系設計問題を閉ループ伝達関数の周波数整形問題として捉え、スケジュールド  $H_\infty$  制御を用いることでパラメータ変動に対して制御性能と制御系の安定性を保証する制御系の設計法を提案し、計算機シミュレーションによりその有効性を確認した。
- 第 5 章では、ロバスト制御において意識されることが少なかった補償器設計とモデル同定との相互関係を考慮した制御系設計法について考察した。制御系設計問題をある閉ループ伝達関数のノルム最小化問題として定式化し、三角不等式を用いることで補償器設計問題とモデル同定問題に分割できることを示した。モデル同定において有効な同定法として知られている最小二乗法に基づく同定法において問題となる周波数重みが制御目的から自然な形で導出され、制御目的に適した同定を行うことができることを示した。また、Youla パラメトリゼーションの双対性を用いて導入される変動分と呼ばれるパラメータを制御対象として捉えることにより、従来、問題であった不安定系へ適用可能な結合化設計手法を提案した。回転機の位置決め制御問題に適用し、計算機シミュレーションを行い、提案する結合化設計手法が不安定系に対して有効であることを示した。

以上が本研究で得られた成果である。これらの成果から不確かさを持つ機械系の高精度運動制御の実現について考察してみる。第 2 章の成果から、モデル化が困難な制御対象の動特性が Youla パラメトリゼーションの双対性を用いることで

完全に記述でき、ロバスト安定性を保証する制御系を構成することができる。そして、第3章および第4章の成果から、パラメータ変動を持つ線形系として表現できる制御対象に対して、スケジュールド  $H_\infty$  制御を用いることでパラメータ変動に応じた可変補償器を設計することが可能となる。不確かさを持つ制御対象集合に対して、固定構造の補償器による制御の限界と、可変構造を持つ補償器の可能性を示した。第5章の成果から、ロバスト制御においてはモデル同定と補償器設計は関連付けることにより、より高精度な制御系の実現が可能となる。こうしたことから、制御対象がモデル化が困難な動特性を持つ場合、Youla パラメトリゼーションの双対性を用いて表現し、変動分を制御対象とする制御設計問題を考える。その際に、変動分の同定を結合化設計を用いて補償器設計と関連付けることにより高精度な運動制御の実現が可能となる。また、機械系によく見られるクラスであるパラメータ変動を持つ制御対象に対しては、制御対象を LPV 系としてモデル化して設計されたスケジュールド  $H_\infty$  補償器による制御により高精度な運動制御の実現が可能である。

## 6.2 今後の課題

本研究では、不確かさを持つ機械系に対して高精度な運動制御を実現するための制御法に関する議論を行った。今後の課題を以下に示す。

- Youla パラメトリゼーションの双対性から導かれる実際の制御対象の表現法から制御系がロバスト安定であるための条件が導かれたが、本研究で提案した補償器設計法はオフラインで同定された変動分に基づいているため、変動分の動作状況に応じた変化に関しては考慮されていない。より高精度な制御を実現するためには、変動分の実時間同定機構を備えた間接適応制御などの適用が必要である。
- 本研究ではパラメータ変動を持つ系に対して、スケジュールド  $H_\infty$  制御が有効であることを示したが、これはパラメータ変動が完全に観測可能であることが前提条件であった。パラメータ変動の観測値に対してロバストな

補償器設計法の確立により、より広いクラスの制御対象に対して適用が可能となるであろう。

- 本研究で提案した結合化設計では、モデル同定に制御目的を反映させるため三角不等式を用いて制御系設計問題を分割したが、多くの近似を含む上に、モデル同定と補償器設計の繰り返しを要する。このような問題を解決するため、三角不等式に基づく問題の分割を行わずに同時最適化問題を解く手法や、繰り返しによる設計アルゴリズムの収束の保証などが必要である。

## 参 考 文 献

- [1] E. J. Routh. *A Treatise on the Stability of a Given State of Motion*. Macmillan, 1877.
- [2] A. Hurwitz. Über die bedingungen unter welchen eine gleichung nur wurzeln mit negativen reellen teilen besitzt. *Mathematische Annalen*, Vol. 46, pp. 273–284, 1895.
- [3] H. Nyquist. Regeneration theory. *Bell System Technical Journal*, Vol. 11, pp. 126–147, 1932.
- [4] H. W. Bode. *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*. Van Nostrand, 1945.
- [5] R. E. Kalman. Contributions to the theory of optimal control. *Boletin de la Sociedad Matematica Mexicana*, Vol. 5, pp. 102–109, 1960.
- [6] R. E. Kalman. A new approach to linear filtering and prediction problem. *ASME J. Basic Engineering*, Vol. 82D, pp. 35–45, 1960.
- [7] G. Zames. Feedback and optimal sensitivity : Model reference transformations, multiplicative seminorms and approximate inverses. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 26, No. 2, pp. 585–601, 1981.
- [8] J.C. Doyle and G.Stein. Multivariable feedback design : Concepts for a classical/modern synthesis. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 26, No. 1, pp. 4–16, 1981.

- [9] P. Gahinet and P. Apkarian. A linear matrix inequality approach to  $H_\infty$  control. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Vol. 4, No. 4, pp. 421–448, 1994.
- [10] T. Iwasaki and R. E. Skelton. All controllers for the general  $H_\infty$  control problem : Lmi existance conditions and state space fomulas. *Automatica*, Vol. 30, pp. 1307–1317, 1994.
- [11] 松本和則, 鈴木達也, Somboon Sangwongwanich, 大熊繁. 2自由度制御系の内部構造と補償器のフリーパラメータの一設計法. 電気学会論文誌, Vol. 113-D, No. 6, pp. 768–777, 1993.
- [12] 杉江俊治, 吉川恒夫, 小野敏郎. 2自由度系を用いたロボットマニピュレータのロバスト制御系設計. システムと制御, Vol. 31, No. 8, pp. 613–620, 1987.
- [13] 梅野孝治, 堀洋一. 2自由度制御系のパラメトリゼーションに基づくロバストサーボ系の設計. 電気学会論文誌, Vol. 109-D, No. 11, pp. 825–832, 1989.
- [14] 申正鎬, 藤畝健司, 鈴木達也, 大熊繁, 山田康二. 2自由度補償器を用いたダイレクトドライブロボットの位置決め制御. 電気学会論文誌, Vol. 115-D, No. 4, pp. 444–451, 1995.
- [15] 早川聡一郎, 曾根裕二, 鈴木達也, 大熊繁. 離散時間学習制御法によるマニピュレータの軌道制御 – 実機による検証 –. 電気学会論文誌, Vol. 113-D, No. 5, pp. 655–664, 1993.
- [16] 鈴木達也, 安江正徳, 大熊繁, 内川嘉樹. ロボットマニピュレータの離散時間学習制御法. 日本ロボット学会誌, Vol. 8, No. 2, pp. 47–55, 1990.
- [17] J. Y. S. Luh, M. W. Walker, and R. P. Paul. Resolved-acceleration control of mechanical manipulators. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 25, No. 3, pp. 468–474, 1980.

- [18] E. Freund. Fast nonlinear control with arbitrary pole-placement for industrial robots and manipulators. *International Journal of Robotics Research*, Vol. 1, No. 1, pp. 65–78, 1982.
- [19] P. Apkarian, P. Gahinet, and G. Becker. Self-scheduled  $H_\infty$  control of linear parameter-varying systems. *Automatica*, Vol. 31, No. 9, pp. 1251–1261, 1991.
- [20] 美多勉, 大須賀公一. ロボット制御工学入門. コロナ社, 1984.
- [21] 小林尚登, 増田良介他. ロボット制御の実際. 計測自動制御学会, 1997.
- [22] 村上俊之, 大西公平. 外乱オブザーバによる多自由度ロボットの動特性同定法. 日本ロボット学会誌, Vol. 11, No. 1, pp. 131–139, 1993.
- [23] K. Glover. All optimal hankel-norm approximations of linear multivariable systems and their  $L_\infty$  error bounds. *International Journal of Control*, Vol. 39, pp. 1115–1193, 1984.
- [24] 熊谷寿彦, 小川岳, 鈴木達也, 大熊繁. 高次コントローラの有限語長プロセッサ上での実現に関する検討. 電気学会論文誌, Vol. 116-D, No. 9, pp. 982–983, 1996.
- [25] 杉谷, 藤原, 内田, 藤田. ロードインフォメーションを考慮した電動パワーステアリング制御. 自動車技術会学術講演会前刷集, pp. 129–132, 1996.
- [26] P. M. J. Van den Hof and R. J. P. Schrama. Identification and control – closed-loop issues. *Automatica*, Vol. 31, No. 12, pp. 1751–1770, 1995.
- [27] H. L. Trentelman and J. C. Willems. *Essays on Control : Perspectives in the Theory and its Applications*. Birkhauser, 1993.
- [28] R. J. P. Schrama and P. M. J. Van den Hof. An iterative scheme for identification and control design based on coprime factorizations. In *Proceedings of American Control Conference*, pp. 2842–2846, 1992.



- [29] R. G. Hakvoort, R. J. P. Schrama, and P. M. J. Van den Hof. Approximate identification in view of LQG feedback design. In *Proceedings of American Control Conference*, pp. 2824–2828, 1992.
- [30] 岡田昌史, 杉江俊治. 予測誤差法に基づく閉ループ同定と 2 自由度補償器の結合化設計. 計測自動制御学会論文集, Vol. 32, No. 1, pp. 55–65, 1996.
- [31] S. D. Eppinger. Three dynamic problems in robot force control. *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Vol. 8, No. 6, pp. 751–758, 1992.
- [32] 原辰次, 杉江俊治. 2 自由度制御系 – II – 達成可能な伝達関数および諸特性のクラス – システムと制御, Vol. 30, No. 8, pp. 457–466, 1986.
- [33] 前田肇. 線形制御系の設計理論 – I – 伝達関数の分数表現によるアプローチ – システムと制御, Vol. 31, No. 8, pp. 591–598, 1987.
- [34] 梅野孝治, 堀洋一. 2 自由度ロバストサーボ系の構成とマニピュレータの運動制御への応用. 電気学会論文誌, Vol. 110-D, No. 11, pp. 1163–1170, 1990.
- [35] 松本和則, 鈴木達也, 大熊繁.  $\mu$ -Synthesis を用いた 2 自由度補償器の設計 (外乱オブザーバを考慮した補償器の実装法). 日本機械学会論文集, Vol. 62, No. 603-C, pp. 52–59, 1996.
- [36] C. N. Nett, C. A. Jacobson, and M. J. Balas. A connection between state-space and doubly coprime fractional representations. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 29, No. 9, pp. 831–832, 1984.
- [37] 小菅一弘. 力制御法の分類と制御システムの設計法. 日本ロボット学会誌, Vol. 9, No. 6, pp. 751–758, 1991.
- [38] T. T. Tay, J. B. Moore, and R. Horowitz. Indirect adaptive techniques for fixed controller performance enhancement. *International Journal of Control*, Vol. 50, No. 5, pp. 1941–1951, 1989.

- [39] P. Apkarian and P. Gahinet. A convex characterization of gain-scheduled  $H_\infty$  controllers. Vol. 40, No. 5, pp. 853–864, 1995.
- [40] L. Gang, B. D. O. Anderson, M. Gevers, and J. E. Perkins. Optimal FWL design of state-space digital systems with weighted sensitivity minimization and sparseness consideration. *IEEE Transactions on Circuits System*, Vol. 39, No. 5, pp. 365–377, 1992.
- [41] J. S. Schamma and M. Athans. Analysis of nonlinear gain scheduled control systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 35, No. 8, pp. 898–907, 1990.
- [42] 杉江俊治. サーボ系の設計理論と  $H_\infty$  制御性能. システム/制御/情報, Vol. 35, No. 2, pp. 80–87, 1991.
- [43] 木村英紀. LQG から  $H^\infty$  へ. 計測と制御, Vol. 29, No. 2, pp. 111–119, 1990.
- [44] T. Iwasaki. Control system design via LMIs. 計測と制御, Vol. 34, No. 3, pp. 164–169, 1995.
- [45] 小原敦美, 杉江俊治. 凸最適化を用いた制御系設計. システム/制御/情報, Vol. 38, No. 3, pp. 139–146, 1994.
- [46] 内田健康. ゲインスケジューリング. 計測と制御, Vol. 34, No. 3, pp. 182–187, 1995.
- [47] 高柳洋一, 申鉄龍, 武藤康彦, 田村捷利. 2 自由度 D.D. マニピュレータのロバスト制御. 計測自動制御学会論文集, Vol. 29, No. 12, pp. 1421–1426, 1993.
- [48] J. M. Boling and P. M. Makila. On control relevant criteria in  $H_\infty$  identification. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 43, No. 5, pp. 694–700, 1998.

- [49] D. K. de Vries and P. M. J. Van den Hof. Frequency domain identification with generalized orthonormal basis functions. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 43, No. 5, pp. 656–668, 1998.
- [50] M. Canale, S. A. Malan, and M. Milanese. Model quality evaluation in identification for  $H_\infty$  control. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 43, No. 1, pp. 125–131, 1998.
- [51] Y. Theodor, U. Shaked, and N. Berman. Time-domain  $H_\infty$  identification. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 41, No. 7, pp. 1019–1023, 1996.
- [52] R. E. Skelton. Model error concept in control design. *International Journal of Control*, Vol. 49, No. 5, pp. 1725–1753, 1989.
- [53] 杉江俊治, 岡田昌史. システム同定と補償器の統合化設計. システム/制御/情報, Vol. 41, No. 1, pp. 6–11, 1997.
- [54] P. M. J. Van den Hof and R. J. P. Schrama. An indirect method for transfer function estimation from closed loop data. *Automatica*, Vol. 29, No. 6, pp. 1523–1527, 1993.
- [55] R. J. P. Schrama. Accurate identification for control : The necessity of an iterative scheme. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 37, No. 7, pp. 991–994, 1992.
- [56] 杉江俊治, 岡田昌史. 実験結果との対話的手法によるロバスト補償器の設計法. システム制御情報学会論文誌, Vol. 8, No. 2, pp. 61–69, 1995.
- [57] 杉江俊治, 岡田昌史. 閉ループ同定を利用した補償器の繰り返し設計法. 計測自動制御学会論文集, Vol. 32, No. 3, pp. 313–319, 1996.
- [58] 有本卓. ロボットの力学と制御. 朝倉書店, 1990.
- [59] 小郷寛, 美多勉. システム制御理論入門. 実教出版, 1979.

- [60] 美多勉. デジタル制御理論. 昭晃堂, 1984.
- [61] S. Sastry and M. Bodson. *Adaptive Control Stability, Convergence and Robustness*. Prentice-Hall, 1989.
- [62] K. Narendra and A. M. Annaswamy. *Stable Adaptive Systems*. Prentice-Hall, 1989.
- [63] S. P. Boyd and C. H. Barratt. *Linear Control Design Limits of Performance*. Prentice-Hall, 1991.
- [64] G. Strang. *Linear Algebra And Its Applications Third Edition*. Harcourt Brace Jovanovich Publishers, 1988.
- [65] 細江繁幸, 荒木光彦. 制御系設計  $H_\infty$  制御とその応用 -. 朝倉書店, 1994.
- [66] 木村英紀, 藤井隆雄, 森武宏. ロバスト制御. コロナ社, 1994.
- [67] 中溝高好. 信号解析とシステム同定. コロナ社, 1988.
- [68] 岩井善太, 井上昭, 川路茂保. オブザーバ. コロナ社, 1988.
- [69] 伊藤正美, 木村英紀, 細江繁幸. 線形制御系の設計理論. 計測自動制御学会, 1978.
- [70] 児玉慎三, 須田信英. システム制御のためのマトリクス理論. 計測自動制御学会, 1981.
- [71] 美多勉.  $H_\infty$  制御. 昭晃堂, 1994.
- [72] 前田肇, 杉江俊治. アドバンスト制御のためのシステム制御理論. 朝倉書店, 1990.
- [73] 吉川恒夫. ロボット制御基礎論. コロナ社, 1988.
- [74] 片山徹. システム同定入門. 朝倉書店, 1993.
- [75] B. A. Francis. *A Course in  $H_\infty$  Control Theory*. Springer-Verlag, 1987.

- [76] 岩崎徹也. LMI と制御. 昭晃堂, 1997.
- [77] 藤井隆雄. フィードバック制御の理論 – ロバスト制御の基礎理論 –. コロナ社, 1996.
- [78] 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.
- [79] P. Gahinet, A. Nemirovski, A. J. Laud, and M. Chiali. *LMI Control Toolbox For Use with MATLAB*. The MATH WORKS Inc., 1995.
- [80] L. Ljung. *System Identification Theory for the user second edition*. Prentice-Hall, 1999.
- [81] J. C. Doyle, B. A. Francis, and A. R. Tannenbaum. *Feedback Control Theory*. Macmillan, 1992.
- [82] A. A. Goldenberg. Analysis of force control based on linear models. In *Proceedings of the 1992 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, pp. 1348–1353, 1992.
- [83] F. Hansen, G. Franklin, and R. Kosut. Closed-loop identification via the fractional representation : Experiment design. In *Proceedings of American Control Conference*, pp. 1422–1427, 1989.
- [84] D. McFarlane and K. Glover. An  $H_\infty$  design procedure using robust stabilization. In *Proceedings of the 27th Conference on Decision and Control*, pp. 1343–1348, 1988.
- [85] P. Albertos and J. Picó. Iterative controller design by frequency scale experimental decomposition. In *Proceedings of the 32nd Conference on Decision and Control*, pp. 2828–2832, 1993.
- [86] W. S. Lee, B. D. O. Anderson, and I. M. Y. Mareels. On robust performance improvement through the windsurfer approach to adaptive robust control. In

- Proceedings of the 32nd Conference on Decision and Control*, pp. 2821–2827, 1993.
- [87] R. J. P. Schrama. Control-oriented approximate closed-loop identification via fractional representations. In *Proceedings of American Control Conference*, pp. 719–720, 1991.
- [88] P. M. J. Van den Hof, R. J. P. Schrama, O. H. Bosgra, and R. A. de Callafon. Identification of normalized coprime plant factors for iterative model and controller enhancement. In *Proceedings of the 32nd Conference on Decision and Control*, pp. 2839–2844, 1993.
- [89] A. G. Partanen and R. R. Bitmead. Two stage iterative identification/controller design and direct experimental controller refinement. In *Proceedings of the 32nd Conference on Decision and Control*, pp. 2833–2838, 1993.
- [90] R. A. de Callafon, P. M. J. Van den Hof, and M. Steinbuch. Control relevant identification of a compact disc pick-up mechanism. In *Proceedings of the 32nd Conference on Decision and Control*, pp. 2050–2055, 1993.



# 謝 辞

本研究の遂行ならびに本論文の作成に際し，終始並々ならぬ御指導を賜りました名古屋大学大学院工学研究科電気工学専攻 教授 工学博士 大熊繁先生に心より御礼申し上げます。本論文をまとめるにあたり，貴重な御助言を賜りました名古屋大学大学院工学研究科電子工学専攻 教授 工学博士 平田富夫先生に深く感謝いたします。本研究の遂行に対し，直接ご指導、ご尽力を賜りました名古屋大学大学院工学研究科 講師 工学博士 鈴木達也先生に心より感謝いたします。

本研究の遂行に際し，数々の御助言を賜りました名古屋大学大学院工学研究科 助手 工学博士 道木慎二先生に心より感謝いたします。本研究の遂行に際し，多くの有益な御意見を頂きました財団法人 名古屋産業科学研究所 主任研究員 工学博士 橋山智訓先生に心より感謝いたします。

本論文の第 2 章に関しては，名古屋大学大学院工学研究科後期課程電気工学専攻 3 年 板橋界児氏に，第 3 章に関しては株式会社東芝 工学博士 松本和則氏および，大韓民国仁荷工業専門大学 工学博士 申正鎬先生に，第 4 章に関しては名古屋大学大学院工学研究科前期課程電気工学専攻 2 年 宇賀雄次氏にそれぞれ多大なる御協力を頂きました。ここに厚く御礼申し上げます。

本研究を進めるに当たり，精神的にも物質的にも恵まれた環境を用意して頂きました。これは，諸先生方の御尽力は言うに及ばず，名古屋大学大学院工学研究科電気工学専攻技官 藤原文治氏をはじめ，筆者と同時代に大熊研究室に所属した諸氏の公私に渡る御協力の賜物であります。深く感謝致します。

筆者が研究に専念することができたのは，両親をはじめ，家族の理解と協力の御陰であります。末筆ながら，家族に対して心よりの感謝の意をもって，この論文の締めくくりとさせていただきます。