

[ 学位論文 ]

周波数領域上での  
部分的モデルマッチングによる  
制御系設計手法の改善と  
その音場制御への適用

2008年 3月

熊本大学大学院  
自然科学研究科生産システム科学専攻

江 口 和 樹

# 論文概要

制御系設計手法の多くは、制御対象に関する正確なモデル情報を必要とする。典型的な例として、オブザーバを用いる LQG 制御系設計を挙げることができる。そのため正確なシステム同定手法、ロバスト制御手法等が応用時における制御系設計においては大きな意味を持つ。しかしながら、複雑な高次システムへ上記の考え方を適用することは現実には難しいことが多い。

本研究はそのような複雑な高次多入出力制御システム設計に対する実用的な制御系設計手法と考えられる周波数領域上での部分的モデルマッチングによる制御系設計手法について検討を行ったものである。その設計手法の基本的な概念は、有限個の周波数上でのプラントの周波数応答を利用して、上記周波数点で閉ループ制御系とその理想モデルとのマッチングを図ることでコントローラを設計する、というものである。この考え方は、Kallen, 岩井らによって 90 年代前半に提案と検討が行われた。それは、例えば 1 入出力 PID 制御系における準最適 PID パラメータを厳密な数学プラントモデルを必要とせずわずか 3 点の周波数応答で決定できるなど、非常に現場向きの手法であったと言える。他方、制御系の安定性の確保、安定度と追従性能を同時に向上させる 2 自由度制御系への適用、高周波数領域での部分的モデルマッチングの実現など、未解決の問題も残されていた。

本論文は上記の問題点について主に PID 制御系について改善した手法を提案し、それを基本として拡張した方法について音場制御系で具体的に検証したものである。すなわち、安定性の確保については安定性に関する制約条件を導入した最小二乗法をベースとした周波数領域上での部分的モデルマッチング手法を提案している。さらに、PID 制御系への適用に関しては、上記提案手法にさらに並列フィードフォワード補償器 (PFC) を導入し、制御対象全体の概強正実 (ASPR) 性を補償することで、PID 制御器で実際上確実に安定化できる制御系設計手法も提案している。その際、従来は設計者が個別独立に設計していた PFC の設計に周波数領域上での部分的モデルマッチング手法を用い、パラメータ最適化の観点から自動化したことも大きな特長である。次に、高周波数帯域への適用例として、部分的モデルマッチング手法を 2 自由度ステレオ音場制御系設計へ適用している。音場制御系は、従来、フィードフォワード形式で設計されることが多く、フィードバック形式は十分に考慮されてきたとはいえない。ここでは、2 自由度制御系を構成し、フィードフォワード部分は対象音場の音響特性を改善することに用い、フィードバック部分は騒音の低減に割り当てることを提案し、音響特性の改善と騒音抑制の 2 つの制御目的を同時に達成する。加えて、現実的な特性を有する騒音に対して部分的モデルマッチングの簡便さを保持しながら広い周波数帯域での適用を実現する手法

として、対象とする周波数帯域を分割して取り扱う方法を提案した。以上の結果は実際に研究室設置の 2 入出力の非線形特性を有する液位システム制御と、無響室ではない通常居室での 2 スピーカ 2 マイクロフォンのステレオ音場を対象とした音場制御に適用し、良好な結果を得ている。

本論文の内容は全 6 章にまとめられており、第 1 章は緒論、第 2 章および第 3 章は周波数領域上での部分的モデルマッチング手法の改善とその PID 制御系設計への適用に充てられている。第 4 章では 2, 3 章で提案された手法を応用した 2 自由度ステレオ音場、騒音制御系設計手法を提案している。第 5 章は第 4 章で取り扱った騒音制御問題を一般化したステレオ騒音制御手法を提案している。第 6 章では結論を述べている。以上、本論文は周波数領域上での部分的モデルマッチングによる制御系設計法の改善に関し、特に閉ループ系の安定化、2 自由度制御系設計への適用に関する手法の提案と、多入出力 PID 制御系の設計およびステレオ音場制御系の設計への具体的な適用について考察を行ったものであり、複雑な制御対象に対する実用的な制御系設計手法に関し新たな知見を付け加えたものである。

# 目次

論文概要	1
第1章 緒論	6
1.1 研究の背景	6
1.2 周波数領域上での制御系設計	7
1.2.1 周波数領域上での制御系設計	7
1.2.2 周波数領域上での部分的モデルマッチングによる制御系設計	8
1.2.3 本論文で取り扱う周波数領域上での部分的モデルマッチング問題	9
1.3 周波数領域上での部分的モデルマッチングによる多入出力音場制御	10
1.3.1 音場制御	10
1.3.2 音場制御におけるこれまでの研究経緯	11
1.3.3 本論文で取り扱う周波数領域での部分的モデルマッチングを用いた音場制御問題	12
1.4 本論文の構成	13
第2章 周波数領域上での部分的モデルマッチングによる制御系設計 – 多入出力 PID 制御系での検討 –	14
2.1 緒言	14
2.2 問題設定	15
2.3 評価関数と最小二乗解	17
2.4 制御系の安定性を考慮した最小化	19
2.4.1 パラメータ調整方針	19
2.4.2 対角成分に関する制約条件	20
2.4.3 非対角成分に関する制約条件	20
2.5 制約条件の記述と最適化問題	21
2.5.1 対角成分に関する制約条件	21
2.5.2 非対角成分に対する制約条件	22
2.5.3 最適化アルゴリズム	24
2.6 $G_{MC}(s)$ と $\Omega_{C_i}$ の選定等に関する考察	24
2.6.1 $G_{MC}(s)$ の選定	24
2.6.2 適合周波数	25
2.6.3 $\Theta_i$ の初期値について	26
2.7 数値シミュレーション	26

2.8	実験	32
2.8.1	実験装置	32
2.8.2	周波数応答の測定	34
2.8.3	制御系設計	36
2.8.4	実験結果	42
2.9	結言	47
2.10	付録	47
<b>第3章</b>	<b>ASPR 性にもとづいた周波数領域での部分的モデルマッチングによるPID 制御系設計</b>	<b>49</b>
3.1	緒言	49
3.2	問題設定	50
3.3	PFC 設計	52
3.4	PID 制御器設計	53
3.5	実験	55
3.5.1	実験装置	55
3.5.2	周波数応答の測定	56
3.5.3	PFC 設計	57
3.5.4	PID 制御器設計	57
3.5.5	モデルマッチング精度の確認	58
3.5.6	制御結果	60
3.6	結言	62
<b>第4章</b>	<b>周波数領域上での部分的モデルマッチングの音場制御への適用</b>	<b>63</b>
4.1	緒言	63
4.2	問題設定	64
4.2.1	規範モデルの選定指針	67
4.2.2	評価関数	68
4.2.3	制約条件	69
4.2.4	パラメータの導出	69
4.3	実験	70
4.3.1	実験結果	75
4.4	結言	80
4.5	付録: 時間引伸パルス (Time Stretched Pulse, TSP)	80
<b>第5章</b>	<b>帯域分割した周波数領域上での部分的モデルマッチングによる音場制御</b>	<b>82</b>
5.1	緒言	82
5.2	問題設定	82
5.3	制御系設計	85
5.3.1	評価関数	85

5.3.2	制約条件 . . . . .	86
5.3.3	パラメータの導出 . . . . .	86
5.4	実験 . . . . .	87
5.4.1	制御系設計 . . . . .	88
5.4.2	実験結果 . . . . .	92
5.5	結言 . . . . .	93
<b>第6章 結論</b>		<b>95</b>
<b>謝辞</b>		<b>97</b>
<b>関係発表論文</b>		<b>104</b>

# 第1章 緒論

## 1.1 研究の背景

制御理論に関しては、それが安定論の立場から体系的に考えられるようになった産業革命の時期から考えても長い歴史があるが [1], 大別して 1940 年代初期に提案された周波数領域での設計法と、1960 年代に提案された状態方程式にもとづく設計法としてまとめられることが多い。その場合、それらがそれぞれ古典制御理論、現代制御理論と呼ばれることはよく知られている [2] [3] [4].

さて、制御理論の実システムへの適用については、センサ、アクチュエータ、コンピュータに関連する諸技術の進展とも関連しており、理論の急速な発展に比べその進展は遅かったといえる。その理由の一つとして、制御系設計理論の実システムへの適用に際し、制御対象の何らかの数式モデルが必要となり、その数式モデルを得るためには、制御対象の同定を行わなければならないことを挙げる事ができる [5] [6].

これまでに提案された様々な同定手法のうち、例えば伝達関数モデルについていえば、線形定常特性とシステム次数をあらかじめ仮定し、その固定された次数に関して伝達関数のパラメータを入出力関係から推定することがほとんどである。しかし、システム次数などはあらかじめ仮定できない場合が多い。プロセス制御等によく用いられる 1 次おくれ + むだ時間近似は、近似度は悪くても一般的な数式モデルを与える上述のことを考慮した実用的な同定手法の 1 つである。このことから、もし上述した制御対象の厳密な数式モデルをベースとした制御系設計手法をプラントモデル情報の観点から少しでも緩和できれば、より実用に適した制御系設計が可能になるのではないかと考えられる。

上述のような厳密な数式モデルにもとづかない制御系の設計法として、ニューラルネットやファジイ理論などを用いた制御系設計が提案されているが、制御系の安定性を保証することが困難である等の問題点も多い [7] [8]. さらに、実在系の多くは多入出力 (Multi-Input Multi-Output, MIMO) 系である。この MIMO 系の制御は実際の制御系設計においてはシステム同定、評価規範の選定等の問題が非常に複雑化し、1 入出力 (Single-Input Single-Output, SISO) 系の単なる拡張とはならない。

本研究は MIMO 制御系設計における上記の問題を念頭におき、周波数領域上での部分的モデルマッチングにもとづく制御系設計手法について考察したものである。この設計法は上記の問題点、すなわち同定の複雑化、MIMO 制御系設計の複雑化、評価規範の与え方などを実用的観点から解決しようとしたものである。次節以

降で開発した制御系設計手法とその音場制御系設計への応用に関し、その研究背景等について述べる。

## 1.2 周波数領域上での制御系設計

制御系設計の実際的困難さは、モデリングの精度が悪いときや、MIMO 系のときによく表れる。前者はオブザーバ [9] やカルマンフィルタ [10] の使用を前提とした状態変数制御や、 $H_\infty$  制御 [11] におけるプラントモデルの不確かさをどう設定するか等の場合に問題となる。また、デカップリング制御系などの多変数制御系設計においては、プラントモデル同定の不確かさが制御性能に直接影響してくる。以下では、これらの問題を緩和するための一手法と考えられる周波数領域上での制御系設計について概説する。

### 1.2.1 周波数領域上での制御系設計

上述のように、一般的に制御系を設計する際、制御対象の正確な数学モデルを用いる手法は、正確なモデリングが行われな限り制御系を設計できないので実用上問題が多い。この点で制御対象を数学モデルではなく周波数応答によって表現し、制御系を図式的に決定する方法は、制御系設計の簡便さという点ではモデリングを含め実用に向いている。例えば、ゲイン余裕、位相余裕といった周波数領域上の指標を用いた直感的な制御系設計手法を MIMO 制御系設計に拡張する試みがそれにあたる。なかでも代表的なのが Rosenbrock の Inverse Nyquist Array (INA) 法 [12] [13]、MacFarlane の特性根軌跡法 [14] である。特に前者は周波数領域上での MIMO 制御系の安定性を考察した設計手法として注目されてきた。これらの手法はナイキスト線図やボード線図を用いた制御系の解析や設計を MIMO 系に拡張した図式的な手法ともいえるため、SISO 系における制御系設計での経験を MIMO 制御系設計に取り入れ易いという利点がある。ところが、これらの設計手法は多数の周波数応答を同時に評価しなければならないといった実用上の問題を含んでいる。例えば、全周波数領域における周波数応答行列を必要とする場合があるが、これは先に述べた制御対象を正確に同定することと等価であり、制御対象の厳密なモデルにもとづいた制御系設計における困難さの本質的な解決とはならない。

この問題に対する解決法として、有限個の周波数点での周波数応答行列のみを用いた MIMO 制御系設計手法がいくつか提案されている [15] [16] [17] [18]。しかし、これらの手法の問題点はゲイン余裕や位相余裕のみを設計仕様とする点にあり、設計仕様の与え方の柔軟性という点で議論の余地がある。なお、Wang らも有限個の周波数点での周波数応答行列を用いた MIMO 系に対する PID 制御系設計手法を提案しているが [18] [19]、プラントの周波数応答行列の同定に力点が置かれており、制御系設計手法、例えば PID パラメータ調整法、についてはほとんど言及されていない。



## 1.2.2 周波数領域上での部分的モデルマッチングによる制御系設計

上述の有限個の周波数点上での周波数応答にもとづく MIMO 制御系設計に関する問題を改善した手法として、周波数領域上での部分的モデルマッチング手法が提案されている [20] [21] [22] [23] [24] [25] [26] [27]. この手法は有限個の周波数点での周波数応答を利用する MIMO 制御系設計手法であり、Källén により提案された SISO 制御系設計手法を MIMO 系の問題に拡張したものである [28]. 具体的には、この手法は、周波数領域上の有限個の周波数において、制御系の一巡伝達関数と規範モデルの一巡伝達関数との周波数応答が近似的に一致するように制御器パラメータを数値的に調整する考えを基本としている。

周波数領域上での部分的モデルマッチングによる制御系設計手法は、制御対象の厳密な数学モデルを必要とせず何点かの周波数応答のみで制御系設計が可能である、MIMO 制御系設計が SISO 制御系設計の自然な拡張として実現できる、設計仕様を規範モデルという柔軟性のある形で与えることができる、といった特徴を有する実用的な手法である。特に設計に用いる周波数応答に関しては、全周波数帯域にわたる周波数応答を要するわけではなく、ある有限個の周波数における周波数応答が測定できればよい。

次に、これまでの周波数領域上での部分的モデルマッチングの研究経緯について述べる。

周波数領域上での部分的モデルマッチングの基本的アイディアは、1995 年に竹山、日野、岩井により最初に提案された [20].

その後、Egashira ら、岩井らにより制御対象の周波数応答推定器を併用した PID 制御系設計手法が提案されている [21] [22]. そこでは、制御対象の周波数応答をわずか 3 点推定し PID パラメータを調整する手法が示されており、良好な制御性能も得られている。ただ、そこでは SISO 系のみを取り扱っている、マッチングを行う周波数 (適合周波数) の選定指針が明らかではない、安定性に関する議論が不十分、などといった問題を残していた。

これらの点を改善するため、江頭らはその手法を MIMO 系に対する PID 制御系設計へ拡張している [23]. この研究により、MIMO 系に対する周波数領域上での部分的モデルマッチングが SISO 制御系設計の簡単な拡張で可能なことが示された。また、2 つの並列振り子を用いた実験を通して得られた適合周波数の具体的選定指針も示されている。ただ、安定性に関しては設計された制御系の安定性を確認するだけに留まっており、制御系設計に安定性を考慮することはできなかった。

安定性に関する問題への対応として、岩井らは定数対角行列の並列フィードフォワード補償器 (Parallel Feedforward Compensator, PFC) を用い、制御系の還送差行列を対角優勢にすることで系の安定性を保証する方法を提案している [24] [25]. そこでは適切に PFC を設計すれば系の安定性が保証されることが証明されているが、具体的な PFC 設計法については示されていない。

周波数領域上での部分的モデルマッチングの応用例としては、振動制御への適用例がある。例えば岩井らは倉庫内搬送車のアクティブ振動制御について考察している [26]. そこでは上述の周波数領域上での部分的モデルマッチング手法が制御器

構造を PID 制御器に限定していた点を改善し, PID 制御器を含む一般的な MIMO 線形制御器の調整法に拡張している. これに続き, 永田らは振動制御に加えトラッキング制御も併せて行う周波数領域上での部分的モデルマッチングによる制御系設計手法を提案している [27]. これら 2 つの研究は良好な制御性能を示しているものの, これまでの研究と同様, 安定性に関してはほとんど議論されていない. また, 永田らの研究ではフィードバック制御器のみを設計しているが, 振動制御とトラッキング制御の 2 つの制御目標を同時に達成するにはフィードバック制御のみでは不十分である.

### 1.2.3 本論文で取り扱う周波数領域上での部分的モデルマッチング問題

上述したように周波数領域上での部分的モデルマッチングはいくつかの実用的な特徴を有する一方で, 主に 3 つの問題を残している. 以下ではこれらの問題と, この論文での解決指針について述べる.

#### (1) 制御系の安定性

これまでの周波数領域上での部分的モデルマッチング手法の研究では設計過程において制御系の安定性が十分考慮されていなかった. 理想的には, 設計者が与える安定な規範モデルと設計する制御系とのモデルマッチングが全周波数帯域で完全に達成されれば, 得られた制御系は安定であるといえる. しかしながら, 周波数領域上での部分的モデルマッチングでは, モデルマッチングを有限個の周波数上でのみ行っていることから完全なマッチングを保証することは現実には難しい. ゆえに, 制御系設計時に他の方法で安定性について考慮することが必要である.

この問題に対応するため, 本論文では Rosenbrock の安定定理 [13] を有限個の周波数上に制約条件として適用することで安定性を考慮する. この手法は制御対象の数式モデルではなく部分的な周波数応答にもとづいて安定性を考慮するため, 厳密に安定性を保証することはできないものの, 系の特徴的な性質を適切にとらえることができれば実用の範囲では十分有用である.

また, 理論的に安定性を保証するための一つの方法として, 制御対象の概強正実 (Almost Strictly Positive Real, ASPR) 性を利用することが考えられる [29]. 本論文ではこの ASPR 性にもとづき, 並列フィードフォワード補償器 (Parallel Feedforward Compensator, PFC) [30] を付加した拡大系が ASPR 性を満たすように PFC を設計し, その拡大系を制御対象とみなした制御系設計手法についても述べる.

なお, 議論を単純化するため, いずれの場合も PID 制御系構成とし, 3 つのパラメータ (SISO 系の場合) を定めることを行っている.

#### (2) 2 自由度系としての設計

これまで提案されている周波数領域上での部分的モデルマッチングでは, フィー

ドバック制御系のみを考えているため、複数の制御目標 (例えば目標値追従と外乱抑制) を同時に達成できない, という問題があった. 一般的に, 目標値追従と外乱抑制の性能はそれぞれ独立の仕様として与えられるが, フィードバック制御のみでは, 外乱抑制と目標値追従の間にトレードオフが生じる. そこで, 本研究ではそれを解消するため, 2 自由度 (2 Degree Of Freedom, 2-DOF) 制御系 [31] における部分的モデルマッチング手法を提案する.

### (3) 広帯域での部分的モデルマッチングによる設計

1.2.2 で挙げた周波数領域上での部分的モデルマッチングに関する研究の適用例では考慮している周波数帯域が限られている, という問題もある. 例えば機械振動系を考察の対象とした文献 [26] [27] は約  $4 \sim 39$  rad/sec ( $0.64 \sim 6.21$  Hz) の周波数帯域で制御系設計を行っている. これらの適用例では限られた周波数帯域のみを考慮しているにも関わらず, 良好な制御性能が得られている. この理由として, これらの制御対象の周波数特性がもともと低い周波数帯域でのみ顕著であり, 高周波数帯域では低ゲインである, ということが考えられる.

ところが, 現実には広い周波数帯域にわたり動特性を有する系も存在する. 例えば, 本研究で適用例として扱う音場制御では人間の可聴域を考慮し, およそ 20 Hz から 20 kHz までの周波数特性を取り扱う. このような広い周波数帯域に動特性を有する系を制御しようとする, 制御器の次数が高くなり実装が困難になることが懸念される. 理論的には, 周波数領域上での部分的モデルマッチングは考慮する周波数帯域に制限を受けないが, 数点の周波数上でのみモデルマッチングを行うため, 実用上の観点から安定な高次の制御器を求めることは困難であると考えられる.

そこで本研究ではこのように広い周波数領域にわたり動特性を有する制御対象に対する周波数領域上での部分的モデルマッチング問題についても考察する. さらに, バンドパスフィルタを利用し, 系の動特性をいくつかの周波数帯域に分割することで, 実現可能な制御器を得やすくする手法も提案する.

## 1.3 周波数領域上での部分的モデルマッチングによる多入出力音場制御

上述の広い周波数帯域での部分的モデルマッチング問題の適用例として, 本論文では音場制御を考える. 以下では音場制御の概要と, 本論文で取り扱う周波数領域上での部分的モデルマッチングによる音場制御問題を述べる.

### 1.3.1 音場制御

音場とは音源から放射された音が伝わる空間のことであり, 一般に室内における物体や壁面での音の反射, 回折などの影響をも含めて考える. また, 屋内における音場の音響特性はしばしば室内伝達関数 (Room Transfer Function, RTF) を用

いて表される。この RTF は、例えばステレオオーディオのように、多くの場合は MIMO 系である。

MIMO 系に対する音場制御や騒音制御を実現した例がいくつか報告されている [32] [33] [34] [35] [36]。音場制御では、RTF や騒音の影響を適当な方法で改善することを目的としている。例えば、コンサートホールの RTF の制御、ホームシアターにおいて所望の RTF を再現する、さらにはヘッドホンの音質改善などといった応用が考えられる [37] [38] [39]。

一方、騒音制御 [40] は音場制御が取り扱う問題の中でも特に人の生活環境と深く関わるものである。特に機械や住宅の静粛化が重要な課題となっており、物体形状や構造を最適化したり、吸音材、遮音材、防振材などを用いる受動騒音制御 (Passive Noise Control, PNC) 技術が広く用いられている。しかし、PNC では低周波騒音に対応しようとする部材が大きくなるのに伴いコストが高くなるなどの欠点がある。そこで、PNC とは別の騒音抑制手法として能動騒音制御 (Active Noise Control, ANC) が提案されている [32] [36]。ANC とはスピーカなどのアクチュエータを作動させて消音を実現する技術である。ANC の適用例として自動車のエンジンこもり音抑制やダクト内騒音制御などがある [41] [42]。

### 1.3.2 音場制御におけるこれまでの研究経緯

音場制御の研究は、音場の再現を目的として 1933 年に行われたベル研究所のステレオフォニクスシステムの実験に始まるといわれる。同じ年に Pueg はフィードフォワード制御による騒音制御の原理を特許として出願している [43]。また、フィードバック制御を騒音制御に用いた最初の例は Olson らによるものである [44]。この Olson らの手法は安定性に関する議論がなされていないことが指摘されているものの [45]、今日のフィードバック騒音制御の原型を見ることができる。しかしながら、これらの研究は当初、主に制御器を実装するハードウェアの性能不足により実用には至らなかった。音場制御、騒音制御の有効性が実験的に検証され始めたのは、制御技術の発展に加え電子技術、特に DSP (Digital Signal Processor) などのハードウェアの高性能化と低価格化が実現され始めた 1970 年代以降である [46]。

一般に ANC を含む音場制御ではフィードフォワード、フィードバックいずれかの制御手法のみが用いられることが多い。フィードフォワード制御のみを用いた音場制御の例としては、頭部伝達関数 (Head Related Transfer Function, HRTF) [34] や逆システム [47] [48]、キルヒホッフ・ヘルムホルツの積分方程式 [49] を用いたフィードフォワード制御により再生音場の RTF を理想とするものに近づける音場制御を実現したものや、コンサートホールなどの理想とする音場のインパルス応答を実時間で畳み込むことで所望の音場特性を実現した例 [50] [51] [52] がある。また、三好らは RTF の逆フィルタを用いた騒音制御を提案している [53]。ところが、これらの手法には、正確な HRTF や RTF のモデリングが必要となる、多数のスピーカを必要とする、無響室など再生音場の特性が良好であることを必要とする、など問題も多い。また、フィードフォワード型の ANC では、制御点での音の測定その他

に、騒音を測定するためのマイクロフォンを騒音源近傍に設置する必要があり、適用可能な対象が著しく制限されてしまう問題が考えられる。さらに、フィードフォワード制御を適用するには再生音場の正確な RTF を考慮する必要があるが、一般に正確な RTF の数学モデルを求めること [54] は非常に困難である。加えて、室温変化などの環境の変化により RTF の特性が変動することが考えられ、フィードフォワード制御のみでは十分な制御性能が得られないことが予想される。

そこで、音場の特性変動を補償するための手法としてフィードバック制御を用いることが考えられる。フィードバック制御を用いた ANC がいくつか提案され一定の成果が得られているが [55] [56], これらは音響ダクトのようにシンプルな音場の騒音制御問題への適用に留まっている。また、フィードバック制御を音場制御に適用する際、安定性の解析が困難になるという問題がある。これは、閉ループ系の安定性を厳密に考慮するには正確な RTF の数学モデルを必要とするが、一般に音場特性は広い周波数帯域を有し非常に複雑なものになり、数式などで正確に RTF をモデル化することは現実的ではないためである。

また、フィードフォワード、フィードバックいずれか一方の制御器のみを用いる場合、一つの制御目標しか達成できないが、現実には騒音の影響下で音場特性の改善を要する場合なども考えられることから、複数の制御目標を達成するために制御系の多自由度化も考慮する必要がある。

### 1.3.3 本論文で取り扱う周波数領域での部分的モデルマッチングを用いた音場制御問題

本論文で取り扱う音場制御系設計の研究は、板山らの SISO 系を対象とした周波数領域での部分的モデルマッチングによる音場制御手法 [57] を改善したものである。板山らの提案手法では、RTF のモデリングに対する解決策として、測定した音場特性を RTF とみなし制御系設計に利用する手法を採っている。特に音場特性は周波数領域においてよく表現されるため、時間引き延ばしパルス (Time Stretched Pulse, TSP) 信号を試験入力として測定した周波数応答を利用している [58]。その研究で板山らは、測定された音場の周波数応答は複雑なものであるにも関わらず、特徴的な周波数応答を示す周波数上でのみ部分的モデルマッチング問題を解くことで、低次の制御器で所望の制御性能が得られることを報告している。さらに、これまでに提案されている音場制御の多くの適用例とは異なり、無響室を仮定せず一般の居室を想定した設計を行っていることも特筆すべき点である。

しかしながら、板山らの手法では音場制御のみしか考慮されていない、という問題がある。1.3.2 で述べたように、現実には騒音や環境変動の存在下で音場制御を行う必要がある、このことは 1.2.3 で述べた 2-DOF 制御系設計を行うことで解決できると考えられる。そこで、本論文では 2-DOF 音場制御系の設計手法を提案する。さらに、動特性が広い周波数帯域にわたる音場の騒音制御を簡便に実現するため、バンドパスフィルタを用いた騒音制御系設計手法も提案する。

## 1.4 本論文の構成

第 2 章では周波数領域上での部分的モデルマッチングによる MIMO 制御系設計手法を示す。また、本手法の有効性を 2 入出力プロセス系を対象とした数値シミュレーション及び 2 入出力液位タンクを制御対象とした実験により検証する。第 3 章では部分的モデルマッチングの安定性の改善について考察する。第 2 章で示した手法の安定性はあくまである有限個の周波数上でのみ保証されているに過ぎない。この点を改善するため、出力フィードバック制御系の安定性を保証する条件である概強正実 (Almost Strictly Positive Real, ASPR) 性を導入する。ここでは簡単のため SISO 系に関し議論する。また提案手法の有効性を 1 入出力液位制御システムを制御対象とした実験により検証する。

第 4 章以降は音場制御に関し考察を行ったものである。第 4 章では一般的な居室を想定した音場制御及び騒音制御に対し部分的モデルマッチングを適用した結果を報告する。その手法の有効性を一般の居室を音場とした 2 入出力音場・騒音制御により検証する。なお、ここではまずもっとも簡単な騒音として、単一周波数の正弦波騒音を考えている。第 5 章では第 4 章で考察した騒音制御問題を拡張している。具体的には異なる周波数の複数の正弦波を騒音とし、この抑制問題を考える。また、この手法の有効性を 2 入出力騒音制御実験により検証している。第 6 章では本研究の結果のまとめを行っている。

# 第2章 周波数領域上での部分的モデルマッチングによる制御系設計 – 多入出力 PID 制御系での検討 –

## 2.1 緒言

本章では、周波数領域上での部分的モデルマッチングによる制御手法を、PID 制御系設計を中心として述べる。この PID 制御系での手法は容易に一般の線形コントローラ的设计に適用することができる [26]。

PID 制御はプロセス制御を中心に多くの工業分野においてもっとも実用されている制御手法である [59] [60]。PID コントローラパラメータの調整に関しては、Ziegler-Nichols の調整則 [61] を始めとし、現在までに多種多様な調整則が発表されている。また PID パラメータを制御対象の変化に応じて可変とする制御系構成法も提案されている [62] [63]。

さて、PID 制御系設計手法に関しては 1 入出力 (Single-Input Single-Output, SISO) 系を中心に多く考察されており、多入出力 (Multi-Input Multi-Output, MIMO) 系に対する PID コントローラ設計手法については比較的新しい最近の研究が多い [15] [64] [65] [17] [18] [19]。しかし、それらのほとんどは対象とする MIMO 系の伝達関数行列や状態方程式といった動特性が既知であることを前提としている。しかしながら、実際の MIMO 系において数学モデルを正確に同定することはかなり面倒であると同時に、それを用いる多数の PID パラメータの同時調整は一般に非常に複雑な手順で定式化されていた。

その点を改善するため岩井らは数学モデルの代わりに制御対象の周波数応答を有限個の周波数応答点で代表させ、それにもとづいて MIMO 系の PID 制御器パラメータを制御系の一巡周波数伝達関数応答と多入出力規範モデルの一巡周波数伝達関数応答が、有限個の周波数点上で適合するように定める手法を提案した [22] [23] [25]。上記手法は制御対象の数学モデルを必ずしも正確に同定する必要がなく、制御性能も規範モデルという形で与えることができ、いくつかの周波数点で制御対象の周波数応答を求めるだけで (例：2 入出力の場合は各伝達関数要素に対応して各 3 点以上) 有効な PID 制御系設計が可能となるという点で実用的であった [26]。ただし PID パラメータ調整自体を有限個の周波数上でのモデルマッチングのみで行なっているため、閉ループ系の安定性が間接的にしか考慮されていない点が問題で

あった。

そこで本章では上記手法の問題点を改善する周波数領域上での部分的モデルマッチングにもとづく安定性を考慮した多入出力 PID コントローラパラメータ調整法を提案する。この調整法ではこれまでの文献 [22] [23] [25] によるアルゴリズムに Rosenbrock の安定定理 [13] [66] [67] にもとづく不等式制約条件を導入している。その結果 PID コントローラパラメータ調整アルゴリズムは有限個の周波数点上での不等式制約条件付き非線形最適化問題に帰着される。

ところで、提案手法は周波数点上でのマッチングで PID 制御器パラメータを決定することには変わりはなく、また提案アルゴリズムで厳密に安定性が満足される訳ではないが、制御を考えている周波数帯においてなるべく少ない周波数点で規範モデルとのマッチングを達成し良い制御性能を実現するとともに、安定性を実用上問題ない程度に保証しようとするものであり、その意味で実際の多入出力 PID 制御系における実用上有効な設計法となるものと考えられる。

以下、2.2 節で提案手法の問題設定を行い、2.3 ~ 2.6 節では本章で提案する PID パラメータ調整法について説明を行う。2.7 節では提案手法の有効性を検証するために 2 入出力系に対する数値シミュレーションを示す。さらに、2.8 節では 2 入出力水位タンクシステム制御実験により実用性の検証を行う。最後に 2.9 節で本章のまとめを行う。

## 2.2 問題設定

Fig.2.1 に示す  $m$  入出力フィードバック制御系を考える。

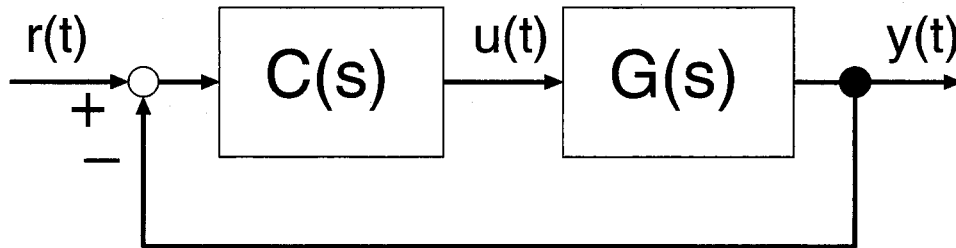


Fig. 2.1: Block diagram of control system

ここに

$$\mathbf{G}(s) = [g_{ij}(s)], \quad i, j = 1, 2, \dots, m \quad (2.1)$$

は  $m \times m$  プラント伝達関数行列で、その各要素は安定かつプロパーであるとする。さらに、制御対象に関し次の仮定を設ける。

**仮定 1** ある周波数集合  $\Omega$

$$\Omega = \{0 < \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{N-1}, \omega_N < \infty\} \quad (2.2)$$



が存在し, 制御対象  $G(s)$  の  $\Omega$  上での周波数応答行列

$$G(j\omega), \quad \omega \in \Omega \quad (2.3)$$

は既知である.

また Fig.2.1 で  $C(s)$  は

$$C(s) = [c_{ij}(s)], \quad i, j = 1, 2, \dots, m \quad (2.4)$$

と定義された  $m \times m$  PID コントローラ行列であり, その各要素は

$$c_{ij}(s) = k_{P_{ij}} + \frac{k_{I_{ij}}}{s} + \frac{k_{D_{ij}}s}{1 + \gamma_i s} \quad (2.5)$$

で与えられる. 微分器に関しては, ここでは実装上の問題を考え, 不完全微分器を導入している.  $r(t)$  は設定入力であるとする.  $u(t)$ ,  $y(t)$  はそれぞれプラントの入出力とする. また閉ループ系の一巡伝達関数行列を

$$\begin{aligned} Q(s) &= G(s)C(s) \\ &= [q_{ij}(s)] \\ &= \left[ \sum_{p=1}^m g_{ip}(s)c_{pj}(s) \right], \quad i, j = 1, 2, \dots, m \end{aligned} \quad (2.6)$$

と定義する. 次に Fig.2.2 のような設計者にとって望ましい特性を示しかつ閉ループが安定となる規範モデルを考える.

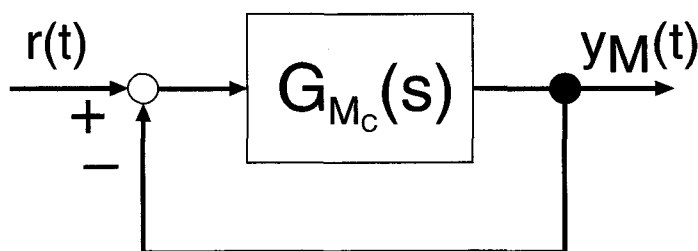


Fig. 2.2: Block diagram of reference model system

ここでは  $G_{M_C}(s)$  として

$$G_{M_C}(s) = [g_{M_C_{ij}}(s)], \quad i, j = 1, 2, \dots, m \quad (2.7)$$

からなる閉ループ系が安定となる  $m \times m$  伝達関数行列を考える.

上記のように制御系と規範モデル系を構成したときの周波数領域上でのモデルマッチング問題を考える. この場合,  $C(s)$  を PID コントローラ行列に限定してい

るので、物理的実現可能性から当然のことながら完全なモデルマッチングは達成されない。そこで以下では、この問題に対する1つの現実的な接近方法として、ある周波数領域上の有限個の周波数点上で両者の差を示す周波数ノルムが最小となる意味でPID制御系の制御性能が保証され、かつ、閉ループ系に関する周波数領域上の安定条件が有限周波数応答点上では少なくとも満たされるという意味で安定性条件も満たされる手法を提案する。準備として以下にここで考える規範モデルと適合周波数の集合についての説明を行う。

### 1. 対角形規範モデル:

以下では式(2.7)の  $G_{MC}(s)$  を対角形

$$G_{MC}(s) = \text{diag} [g_{MC_{ii}}(s)], \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (2.8)$$

とおく。これは、議論の簡単化と同時に規範モデルの選定を容易にするためである。

### 2. 適合周波数集合 $\Omega_{C_i}$ :

仮定1における周波数領域  $\Omega$  に属する有限個の周波数集合

$$\Omega_{C_i} = [\omega_{C_{il}}], \quad l = 1, 2, \dots, N_{C_i} \quad (2.9)$$

で定義される。

## 2.3 評価関数と最小二乗解

$\Omega_{C_i}$  上で定義される閉ループ周波数誤差関数

$$\epsilon_{ii}(j\omega) = \frac{g_{MC_{ii}}(j\omega) - \sum_{p=1}^m g_{ip}(j\omega)c_{pi}(j\omega)}{g_{MC_{ii}}(j\omega)} \quad (2.10)$$

$$\epsilon_{qi}(j\omega) = \frac{\sum_{p=1}^m g_{qp}(j\omega)c_{pi}(j\omega)}{g_{MC_{ii}}(j\omega)} \quad (2.11)$$

$$\omega \in \Omega_{C_i}, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad q = 1, 2, \dots, m, \quad q \neq i$$

を導入する。ここに式(2.10)は対角成分に対応するものであり、式(2.11)は非対角成分に対応するものである。ここでは数値計算における精度を一定に保つため、対角成分で正規化している。式(2.10)(2.11)は以下のように書き直すことができる。

$$\epsilon_{ii}(j\omega) = 1 - \phi_{ii}^T(j\omega)\Theta_i, \quad (2.12)$$

$$\epsilon_{qi}(j\omega) = \phi_{qi}^T(j\omega)\Theta_i. \quad (2.13)$$

ただし

$$\phi_{ii}^T(j\omega)$$

$$= \left[ A_{i1}(j\omega), \frac{A_{i1}(j\omega)}{j\omega}, \frac{j\omega A_{i1}(j\omega)}{1+j\omega\gamma_i}, \dots, A_{im}(j\omega), \frac{A_{im}(j\omega)}{j\omega}, \frac{j\omega A_{im}(j\omega)}{1+j\omega\gamma_i} \right]^T \quad (2.14)$$

$$A_{ip}(j\omega) = \frac{g_{ip}(j\omega)}{g_{MC_{ii}}(j\omega)}, \quad p = 1, 2, \dots, m$$

$$\begin{aligned} & \phi_{qi}^T(j\omega) \\ = & \left[ A_{q1}(j\omega), \frac{A_{q1}(j\omega)}{j\omega}, \frac{j\omega A_{q1}(j\omega)}{1+j\omega\gamma_i}, \dots, A_{qm}(j\omega), \frac{A_{qm}(j\omega)}{j\omega}, \frac{j\omega A_{qm}(j\omega)}{1+j\omega\gamma_i} \right]^T \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$A_{qp}(j\omega) = \frac{g_{qp}(j\omega)}{g_{MC_{ii}}(j\omega)}, \quad p = 1, 2, \dots, m$$

であり

$$\Theta_i = [k_{P_{i1}}, k_{I_{i1}}, k_{D_{i1}}, \dots, k_{P_{im}}, k_{I_{im}}, k_{D_{im}}]^T \in \mathbf{R}^{3m}, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (2.16)$$

は PID パラメータベクトルである。いま、次の評価関数を導入する。

$$\begin{aligned} J_{C_i}(\Theta_i) = & \sum_{k=1}^{N_{C_i}} |\epsilon_{ii}(j\omega_{C_{i_k}})|^2 + \sum_{k=1}^{N_{C_i}} |\epsilon_{ii}(-j\omega_{C_{i_k}})|^2 \\ & + \beta_i \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq i}}^m \left( \sum_{k=1}^{N_{C_i}} |\epsilon_{qi}(j\omega_{C_{i_k}})|^2 + \sum_{k=1}^{N_{C_i}} |\epsilon_{qi}(-j\omega_{C_{i_k}})|^2 \right). \end{aligned} \quad (2.17)$$

ここに  $\beta_i$  は非対角成分に関する重み係数である。式 (2.17) は  $J_{C_i}(\Theta_i)$  を実数値関数として構成し、 $\Theta_i$  が実数解となることを保証するために、複素共役の関係に当たる式も導入している。式 (2.12)(2.13) を用いると式 (2.17) は

$$\begin{aligned} J_{C_i}(\Theta_i) = & (\psi_c - \Phi_{c_{ii}} \Theta_i)^* (\psi_c - \Phi_{c_{ii}} \Theta_i) \\ & + \beta_i \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq i}}^m (\Phi_{c_{qi}} \Theta_i)^* (\Phi_{c_{qi}} \Theta_i) \end{aligned} \quad (2.18)$$

と書き直せる。ここで

$$\begin{aligned} \psi_c &= [1, \dots, 1]^T \in \mathbf{R}^{2N_{C_i}}, \\ \Phi_{c_{ii}} &= \left[ \phi_{ii}(j\omega_{C_{i_1}}), \dots, \phi_{ii}(j\omega_{C_{i_{N_{C_i}}}}), \phi_{ii}(-j\omega_{C_{i_1}}), \dots, \phi_{ii}(-j\omega_{C_{i_{N_{C_i}}}}) \right]^T \quad (2.19) \\ \Phi_{c_{qi}} &= \left[ \phi_{qi}(j\omega_{C_{i_1}}), \dots, \phi_{qi}(j\omega_{C_{i_{N_{C_i}}}}), \phi_{qi}(-j\omega_{C_{i_1}}), \dots, \phi_{qi}(-j\omega_{C_{i_{N_{C_i}}}}) \right]^T, \end{aligned}$$

である。ただし (\*) は共役転置を表す。

全体の評価関数を  $J_C(\Theta)$ ,  $\Theta = [\Theta_1, \dots, \Theta_m]$  とするとき、

$$J_C(\Theta) = \sum_{i=1}^m J_{C_i}(\Theta_i) \quad (2.20)$$

となる. 従って  $J_C(\Theta)$  の最小化は  $J_{C_i}(\Theta_i)$  の最小化に他ならない. 式 (2.18) より,  $\Theta_i$  の最適調整値  $\hat{\Theta}_i$  は式 (2.18) の最小二乗解として

$$\hat{\Theta}_i = \left( \Phi_{c_{ii}}^* \Phi_{c_{ii}} + \beta_i \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq i}}^m \Phi_{c_{qi}}^* \Phi_{c_{qi}} \right)^{-1} \Phi_{c_{ii}}^* \psi_c \quad (2.21)$$

と与えられる. 上式においてパラメータベクトル  $\Theta_i$  が実数となることは文献 [28] と同じ方法により示すことができ, 詳細は章末の付録に示す.

## 2.4 制御系の安定性を考慮した最小化

前節ではある周波数領域上の有限個の周波数点上で式 (2.17) で定義した評価関数を最小化する意味で PID コントローラパラメータを, 式 (2.21) の形で決定する従来の方法について述べた [23]. しかし, この方法では, 得られる PID 制御系が安定であるかどうかは必ずしも保証されない. そこで以下では, Fig.2.2 に示す規範モデルが安定に選ばれているとき, 閉ループ系のナイキスト軌跡が適合周波数点上では少なくとも Rosenbrock 安定定理を満たす, すなわち閉ループ系の非対角要素系からなる Gershgorin 帯 (disks) が常に安定条件を満たすように PID コントローラパラメータを決定する問題として定式化する.

### 2.4.1 パラメータ調整方針

さて  $Q(s) = G(s)C(s)$  は, 非対角成分を含むので, 安定条件として以下のような条件を考える.

**条件 1.**  $Q(s)$  の対角成分  $q_{ii}(s), i = 1, 2, \dots, m$  のナイキスト軌跡が, 全ての  $i = 1, 2, \dots, m$  で点  $(-1, j0)$  を左に見る.

**条件 2.**  $Q(s)$  の第  $i$  行 (もしくは列) Gershgorin 帯が, 全ての  $i = 1, 2, \dots, m$  で点  $(-1, j0)$  を含まない.

もし  $Q(s)$  と条件を満たす  $G_{MC}(s)$  との完全なマッチングが実現できれば上記条件は満足される (その場合 Gershgorin 帯は考えなくてよい) が実際にはそれは実現できない. そこで実際は  $\Omega_{C_i}$  上で  $Q(s)$  の対角成分のナイキスト軌跡と  $G_{MC}(s)$  のそれとがなるべく一致し, かつ対応する Gershgorin 帯 (実際には有限個の Gershgorin disks) が条件 2 を満たすようにすることを考える.

## 2.4.2 対角成分に関する制約条件

条件1は  $q_{ii}(j\omega)$  について、ナイキスト軌跡が以下で定義される対角制約条件周波数集合

$$\Omega_{d_i} = \{\omega_{d_{il}}\}, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad l = 1, 2, \dots, N_{d_i} \quad (2.22)$$

上において点  $(-1, j0)$  を左に見ることで満足される. 従って  $q_{ii}(j\omega)$  の  $\Omega_{d_i}$  上での周波数特性と  $g_{M_{C_{ii}}}(j\omega)$  のそれとが近ければ条件1の満たされる可能性は高くなる.  $Q(s)$  の対角成分に関する制約条件はこのような考えにもとづいて構成される. 具体的には  $\omega \in \Omega_{d_i}$  上でのナイキスト軌跡  $q_{ii}(j\omega)$  が  $g_{M_{C_{ii}}}(j\omega)$  を中心とした点  $(-1, j0)$  を含まない半径  $r_i(j\omega)$  の円内に存在するように制約条件式を構成する.  $r_i(j\omega)$  については後に述べる. なお,  $\Omega_{d_i}$  の選び方としては設計仕様などを考慮し様々考えられるが, ゲイン余裕や位相余裕の評価基準となる位相交叉周波数  $\omega_{M_{C_i}}$  を  $\Omega_{d_i}$  とするののも一つの選び方である.

## 2.4.3 非対角成分に関する制約条件

条件2は還送差行列  $I_m + Q(s)$  が対角優勢であれば満たされる ( $I_m$  は  $m \times m$  単位行列).  $Q(s)$  の非対角成分 ( $q_{ij}(s), i, j = 1, 2, \dots, m, i \neq j$ ) に関する制約条件式は以上の考えにもとづいて構成される. 具体的には  $Q(j\omega)$  の第  $i$  列における Gershgorin 帯において非対角制約条件周波数集合

$$\Omega_{nd_i} = \{\omega_{nd_{il}}\}, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad l = 1, 2, \dots, N_{nd_i} \quad (2.23)$$

上で  $|1 + q_{ii}(j\omega_{nd_{ik}})|$  を中心とした半径  $\sum_{p=1, p \neq i}^m |q_{pi}(j\omega_{nd_{ik}})|$  の円が点  $(-1, j0)$  を含まないように制約条件式を構成する. なお  $\Omega_{d_i}$  の選び方同様,  $\Omega_{nd_i}$  の選び方も様々考えられるが, 位相交叉周波数  $\omega_{M_{C_i}}$  を中心に数点, すなわち

$$\Omega_{nd_i} = \{\omega_{nd_{i1}}, \dots, \omega_{M_{C_i}}, \dots, \omega_{nd_{iN_{nd_i}}}\} \quad (2.24)$$

と選ぶ方法も考えられる. もし  $Q(j\omega)$  の  $i$  番目の対角成分が満たすならば, これは多くの場合,  $i$  番目対角成分の位相交叉周波数付近の周波数特性に支配される場合が多い. 従って  $Q(j\omega)$  の第  $i$  列における Gershgorin 帯を考えたとき, 対角成分  $q_{ii}(j\omega)$  の位相交叉周波数付近の周波数特性が対角優勢を達成しておれば条件2の満たされる可能性が高くなる.

以上の制約条件は, 安定のための条件1, 2が満足される可能性が高くなるという意味で決定されるものであることに注意しておく. Fig.2.3,2.4は  $\Omega_{d_i}, \Omega_{nd_i}$  をそれぞれ位相交叉周波数  $\omega_{M_{C_i}}$  と式(2.24)に選んだときの制約条件に関し図的な説明を行ったものである.

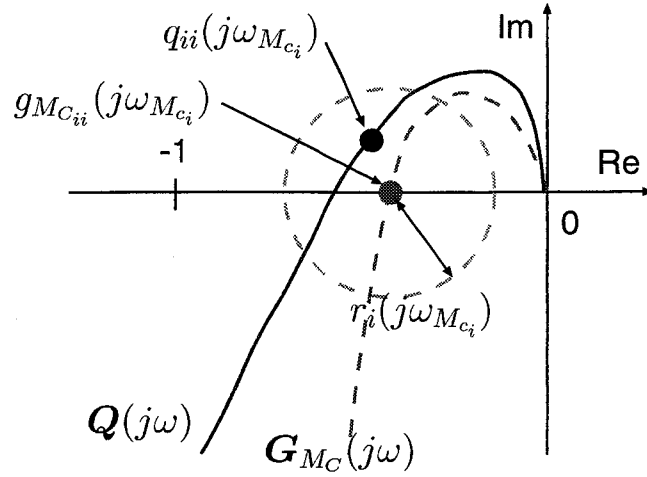


Fig. 2.3: Determination of Diagonal constants near Crossover Frequency of  $g_{MC_{ii}}(j\omega)$

## 2.5 制約条件の記述と最適化問題

前節で述べた方針にもとづき制約条件を具体的に記述する.

### 2.5.1 対角成分に関する制約条件

対角成分に関する制約条件は次式で記述される.

$$\begin{aligned} |g_{MC_{ii}}(j\omega) - q_{ii}(j\omega)|^2 + |g_{MC_{ii}}(-j\omega) - q_{ii}(-j\omega)|^2 \leq |r_i(j\omega)|^2 + |r_i(-j\omega)|^2, \\ \omega \in \Omega_{d_i}, \quad i = 1, 2, \dots, m. \end{aligned} \quad (2.25)$$

この表現は制約条件式を実数内で表現し,  $\Theta_i$  が実数解となることを保証するために用いている [28]. 半径  $r_i(j\omega)$  は

$$\begin{aligned} r_i(j\omega) &= \delta_i |g_{MC_{ii}}(j\omega)| \\ 0 < \delta_i < \left| 1 + \frac{1}{g_{MC_{ii}}(j\omega)} \right| \\ \omega \in \Omega_{d_i}, \quad i &= 1, 2, \dots, m \end{aligned} \quad (2.26)$$

と選ぶ. 式 (2.25) を式 (2.14) ~ (2.16) を用いて変形すると

$$\begin{aligned} |1 - \phi_{ii}^T(j\omega)\Theta_i|^2 + |1 - \phi_{ii}^T(-j\omega)\Theta_i|^2 \leq 2\delta_i^2 \\ \omega \in \Omega_{d_i}, \quad i = 1, 2, \dots, m \end{aligned} \quad (2.27)$$

となり, さらに書き改めると制約条件は  $\Theta_i$  に関して

$$\begin{aligned} c_{di_k}(\Theta_i) = 1 - \delta_i^2 - 2\text{Re}[\phi_{ii}^T(j\omega)]\Theta_i + \Theta_i^T \text{Re}[\phi_{ii}(j\omega)\phi_{ii}^*(j\omega)]\Theta_i \leq 0, \\ \omega \in \Omega_{d_i}, \quad i = 1, 2, \dots, m \end{aligned} \quad (2.28)$$

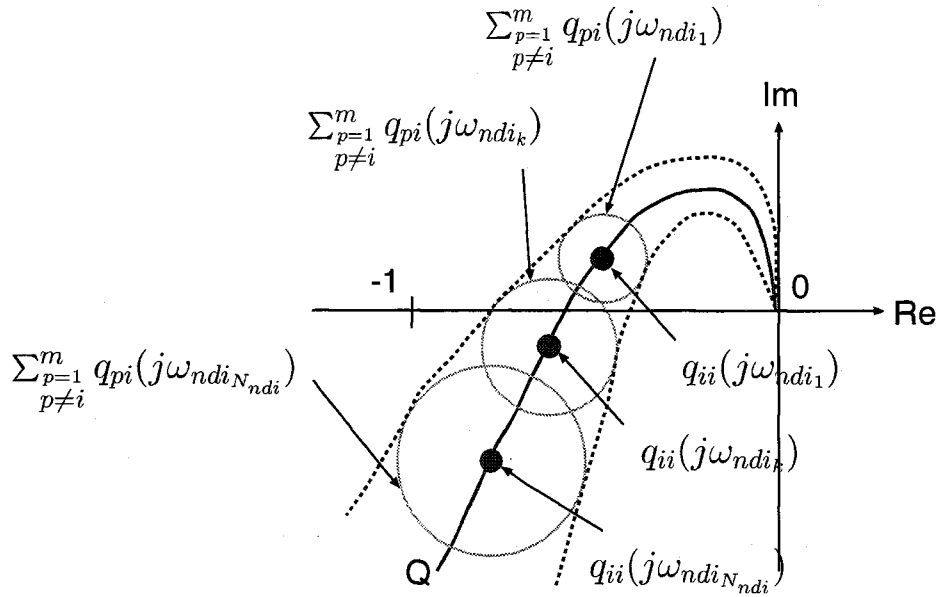


Fig. 2.4: Explanation of Nondiagonal Constraints

となる. ここに (\*) は共役転置を示す. 式 (2.28) を  $\Omega_{d_i}$  についてまとめベクトル形式にすると

$$\mathbf{c}_{d_i}(\Theta_i) \leq 0 \quad (2.29)$$

となる. ただし

$$\mathbf{c}_{d_i}(\Theta_i) = [c_{d_{i1}}(\Theta_i), \dots, c_{d_{iN_{d_i}}}(\Theta_i)]^T \quad (2.30)$$

であり, 式 (2.29) の不等式は

$$c_{d_{ik}}(\Theta_i) \leq 0, \quad k = 1, 2, \dots, N_{d_i} \quad (2.31)$$

であることを表すとする. なお  $\delta_i$  は小さく選ぶとより安定な制御系が実現できるが, 制約が厳しくなるため得られた解の評価値  $J_i(\Theta_i)$  が増大する恐れがあるので, 選定には注意が必要である.

## 2.5.2 非対角成分に対する制約条件

非対角制約条件周波数集合  $\Omega_{nd_i}$  上で  $Q(j\omega)$  の第  $i$  列における列 Gershgorin 帯が点  $(-1, j0)$  を含まないように制約条件式をそれぞれの  $\omega \in \Omega_{nd_i}$  について, 対角成分における場合と同様次のように定義する.

$$|1 + q_{ii}(j\omega)|^2 + |1 + q_{ii}(-j\omega)|^2$$

$$\geq \alpha_i \left\{ \left| \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i}}^m |q_{pi}(j\omega)| \right|^2 + \left| \sum_{\substack{p=1 \\ p \neq i}}^m |q_{pi}(-j\omega)| \right|^2 \right\} \quad (2.32)$$

$$\alpha_i > 1, \quad \omega \in \Omega_{nd_i}, \quad i = 1, 2, \dots, m.$$

ただし係数  $\alpha_i$  は  $\Omega_{nd_i}$  で点  $(-1, j0)$  が列 Gershgorin 帯を構成する円板の境界円上に含まれないようにする目的で導入されている。いま

$$\Psi_{ii}(j\omega) = \left[ g_{i1}(j\omega), \frac{g_{i1}(j\omega)}{j\omega}, \frac{j\omega g_{i1}(j\omega)}{1+j\omega\gamma_i}, \dots, g_{im}(j\omega), \frac{g_{im}(j\omega)}{j\omega}, \frac{j\omega g_{im}(j\omega)}{1+j\omega\gamma_i} \right]^T \quad (2.33)$$

$$\Psi_{qi}(j\omega) = \left[ g_{q1}(j\omega), \frac{g_{q1}(j\omega)}{j\omega}, \frac{j\omega g_{q1}(j\omega)}{1+j\omega\gamma_i}, \dots, g_{qm}(j\omega), \frac{g_{qm}(j\omega)}{j\omega}, \frac{j\omega g_{qm}(j\omega)}{1+j\omega\gamma_i} \right]^T \quad (2.34)$$

を定義すると式 (2.32) は

$$\begin{aligned} & |1 + \Psi_{ii}^T(j\omega)\Theta_i|^2 + |1 + \Psi_{ii}^T(-j\omega)\Theta_i|^2 \\ & \geq \alpha_i \left\{ \left| \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq i}}^m \Psi_{qi}^T(j\omega)\Theta_i \right|^2 + \left| \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq i}}^m \Psi_{qi}^T(-j\omega)\Theta_i \right|^2 \right\} \end{aligned} \quad (2.35)$$

のような形に変換でき、これをさらに整理すると以下のような実2次形式で記述することができる。

$$\begin{aligned} -c_{nd_{i_k}}(\Theta_i) &= 1 + 2\text{Re} \left[ \Psi_{ii}^T(j\omega) \right] \Theta_i \\ &+ \Theta_i^T \left\{ \text{Re} \left[ \Psi_{ii}(j\omega) \Psi_{ii}^*(j\omega) \right] - \alpha_i \left( \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq i}}^m \text{Re} \left[ \Psi_{qi}(j\omega) \Psi_{qi}^*(j\omega) \right] \right. \right. \\ &\left. \left. + 2\text{diag} \left[ \sum_{\substack{q=1 \\ q \neq i}}^{m-1} \sum_{\substack{r=q+1 \\ r \neq i}}^m \|\Psi_{qi}^T(j\omega)\|_2 \|\Psi_{ri}^T(j\omega)\|_2 \right] \right) \right\} \Theta_i. \end{aligned} \quad (2.36)$$

上式で、 $\|\cdot\|_2$  はユークリッドノルム、 $\text{diag}[\cdot]$  は対角行列を表す。式 (2.36) を  $\Omega_{nd_i}$  についてまとめベクトル形式にすると、非対角制約条件は以下のように定式化できる。

$$c_{nd_{i_k}}(\Theta_i) \leq 0. \quad (2.37)$$

ただし

$$c_{nd_i}(\Theta_i) = [c_{nd_{i_1}}(\Theta_i), \dots, c_{nd_{i_{N_{nd_i}}}}(\Theta_i)]^T \quad (2.38)$$

であり、式 (2.37) の不等号は

$$c_{nd_{i_k}}(\Theta_i) \leq 0, \quad k = 1, 2, \dots, N_{nd_i} \quad (2.39)$$

であることを表すとする。



### 2.5.3 最適化アルゴリズム

以上をまとめると、 $m$  入出力 PID 制御系のコントローラパラメータ  $\Theta_i, i = 1, 2, \dots, m$ , は以下の手順で定めることができる。

1. 適合周波数領域を定め、 $\Omega_{C_i}$  を選ぶ。
2. 対角, 非対角制約条件周波数集合  $\Omega_{d_i}, \Omega_{nd_i}$  を選ぶ。
3. 適当なパラメータ  $\beta_i, \delta_i, \alpha_i$  を選定する。
4. 次の不等式制約条件付き最適問題を数値的に解く。

$$\begin{aligned} & \text{cost function } J_{C_i}(\Theta_i) \rightarrow \text{minimum} \\ & \text{subject to constraints } c_{di}(\Theta_i) \leq 0, \quad c_{ni}(\Theta_i) \leq 0 \\ & \quad \quad \quad i = 1, \dots, m \end{aligned}$$

## 2.6 $G_{M_C}(s)$ と $\Omega_{C_i}$ の選定等に関する考察

### 2.6.1 $G_{M_C}(s)$ の選定

$G_{M_C}(s)$  (または、その閉ループ系の伝達関数) は安定性はもとよりそれ以外の設計条件 (ロバスト性, 定常特性など) をすべて含んだものとして一般には与える。したがって設計条件を満たしていれば原則としてはどのように与えてもよい。しかしながら、PID 調整則では調整パラメータ数が限定されるため、 $Q(j\omega)$  の特性変化には限界がある。すなわち、 $G_{M_C}(s)$  と  $G(j\omega)$  の間に大きな特性の差があると、 $G_{M_C}(j\omega)$  と  $Q(j\omega)$  との間で良好なマッチング結果を得ることが難しくなる。ここでは規範モデルの一例として、3 次規範モデルをバターワースモデル、あるいは二項係数モデルとして与える場合を示す。このモデルの利点は、プラント伝達関数数行列の位相交叉周波数の概略値が分かっているとき幅広い周波数帯域で適合を行うことができ、また、ゲイン余裕、位相余裕という分かりやすい指標でロバスト性も確認できることにある。ここでは  $G(j\omega)$  の位相交叉周波数が既知である場合の  $G_{M_C}(j\omega)$  の選定について、具体例で述べる。

以下の 3 次規範モデルを考える。

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_{M_{cl}}(s) &= \mathbf{G}_{M_C}(s) (\mathbf{I}_m + \mathbf{G}_{M_C}(s))^{-1} \\ &= \text{diag}[g_{M_{cl}i}(s)] \\ &= \text{diag} \left[ \frac{\omega_{M0i}^3}{s^3 + \zeta_i \omega_{M0i} s^2 + \zeta_i \omega_{M0i}^2 s + \omega_{M0i}^3} \right], \\ & \quad i = 1, 2, \dots, m. \end{aligned} \tag{2.40}$$

このとき対応する  $G_{M_C}(s)$  は

$$\begin{aligned} G_{M_C}(s) &= \text{diag}[g_{M_{C_{ii}}}(s)] \\ &= \text{diag} \left[ \frac{\omega_{M_{0i}}^3}{s^3 + \zeta_i \omega_{M_{0i}} s^2 + \zeta_i \omega_{M_{0i}}^2 s} \right], \quad i = 1, 2, \dots, m \end{aligned} \quad (2.41)$$

となる.  $g_{M_{C_{ii}}}(j\omega)$  の位相交叉周波数  $\omega_{M_{C_i}}$  は

$$\text{Im} \left[ \frac{\omega_{M_{0i}}^3}{s^3 + \zeta_i \omega_{M_{0i}} s^2 + \zeta_i \omega_{M_{0i}}^2 s} \right] = 0 \quad (2.42)$$

より

$$\omega_{M_{C_i}} = \omega_{M_{0i}} \sqrt{\zeta_i} \quad (2.43)$$

となる.

良好な制御結果を得るためには  $Q(s)$  と  $G_{M_C}(s)$  の対角成分が幅広い周波数帯域で適合することが望ましい. そこで  $\omega_{M_{0i}}$  を

$$\frac{1}{\sqrt{\zeta_i}} \min \{ \omega_{c_{ij}} | j = 1, 2, \dots, m \} \leq \omega_{M_{0i}} \leq \frac{1}{\sqrt{\zeta_i}} \max \{ \omega_{c_{ij}} | j = 1, 2, \dots, m \} \quad (2.44)$$

を満たす範囲で与える. ここで  $\omega_{c_{ij}}$  は  $g_{ij}(j\omega)$  の位相交叉周波数を表す. 上式は  $q_{ii}(j\omega)$  を構成する  $g_{ij}(j\omega)$  の位相交叉周波数付近における特性と  $g_{M_{C_{ii}}}(j\omega)$  のそれとを比較し,  $q_{ii}(j\omega)$  と  $g_{M_{C_{ii}}}(j\omega)$  の位相交叉周波数付近の特性が近くなるように規範モデルを与えることを意味する. なお,  $\zeta_i = 2$  の場合,  $g_{M_{C_{ii}}}(s)$  はバターワースモデルとなり,  $\zeta_i = 3$  の場合は二項係数モデルとなる [60].

## 2.6.2 適合周波数

$m$  入出力 PID コントローラパラメータが調節可能なための適合周波数の個数  $N_{C_i}$  に関しては既に必要条件として

$$N_{C_i} \geq \frac{3m}{2} \quad (2.45)$$

でなければならないことが解っている [28]. また文献 [23] によれば適合周波数の選び方に関し

1. 周波数点数  $N_{C_i}$  よりも適合帯域の選択の方が制御効果に関して大きく影響する.
2. 適合帯域が広いと全体としては誤差は小さくても局所的に大きな適合誤差が生じる場合が多い.

ということが分かっている. PID コントローラが多く用いられるプロセス制御の場合には, プロセスの定常特性は低周波帯域における特性に大きく支配されるため, 制御性能の良否は低周波帯域での適合精度による場合が多い. 従ってプロセス制御においては低周波帯域でのモデルマッチングを重視し,  $g_{ii}(s)$  の位相交叉周波数  $\omega_{c_{ij}}$  と比較して低周波帯域に  $\Omega_{C_i}$  を選び, かつその分布を対数スケールで等しく取ると, 良好な追従結果の得られることが多い [68].

### 2.6.3 $\Theta_i$ の初期値について

計算上の効率を考えると, 3 節で述べた最小二乗解を  $\Theta_i$  の初期値とすることが効果的である.

## 2.7 数値シミュレーション

以下の 2 入出力系について検討した.

$$\mathbf{G}(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.5}{(0.1s+1)^2(0.2s+1)^2} & \frac{4}{(0.1s+1)^2(0.2s+1)^2} \\ \frac{1}{(0.1s+1)(0.2s+1)^2} & \frac{2.4}{(0.1s+1)(0.2s+1)^2(0.5s+1)} \end{bmatrix}. \quad (2.46)$$

この制御対象の各要素の位相交叉周波数 (rad/sec) は

$$\omega_{c11} = 7.07, \quad \omega_{c12} = \omega_{c21} = 11.18, \quad \omega_{c22} = 4.77 \quad (2.47)$$

である. 規範モデルとしては式 (2.41) を二項係数モデル ( $\zeta_1 = \zeta_2 = 3.0$ ) として用い

$$\mathbf{G}_{MC}(s) = \begin{bmatrix} \frac{125}{s^3+15s^2+75s} & 0 \\ 0 & \frac{64}{s^3+12s^2+48s} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

とした. ただし,  $\omega_{M_{0i}}$  と  $\omega_{M_{ci}}$  は式 (2.47) の制御対象の位相交叉周波数を用い式 (2.43) と式 (2.44) にもとづいて

$$\omega_{M_{01}} = 5.0, \quad \omega_{M_{02}} = 4.0 \quad (2.49)$$

$$\omega_{M_{c1}} = 8.66, \quad \omega_{M_{c2}} = 6.93 \quad (2.50)$$

と決定した. 適合周波数は式 (2.45) により最小個数 3 個に取り, また, その範囲は位相交叉周波数よりも低い周波数領域に取って

$$\Omega_{C_i} = [0.09, 0.3, 1.0], \quad i = 1, 2 \quad (2.51)$$

とした. また, 評価関数式 (2.17) の非対角成分に対する重みは  $\beta_i = 1.0$ ,  $i = 1, 2$  とした. 対角成分に関する制約条件のパラメータは式 (2.50) を参照して次のように決定した.

$$\Omega_{d_1} = [8.7], \quad \Omega_{d_2} = [6.9], \quad \delta_1 = 1.0, \quad \delta_2 = 1.0. \quad (2.52)$$

ここで, 対角制約条件周波数集合は規範モデルの位相交叉周波数に選んでいる. また, 非対角制約条件に関する制約条件周波数とパラメータは次のように決定した. なお, 非対角制約条件周波数集合は規範モデルの位相交叉周波数を中心に 6 点を選んだ.

$$\begin{aligned} \Omega_{nd_1} &= [2.98, 4.26, 6.09, 8.7, 12.43, 17.76] \\ \Omega_{nd_2} &= [2.37, 3.38, 4.83, 6.9, 9.86, 14.09] \\ \alpha_1 &= 1.1, \quad \alpha_2 = 1.1. \end{aligned} \quad (2.53)$$

これらの選定は 5 節で述べた安定性を確保するためのものである。なお規範入力  $\mathbf{r}(t) = [r_1(t), r_2(t)]^T$  は

$$\begin{cases} r_1(t) = 1.0, t \geq 0 \\ r_2(t) = 0, t < 30 \text{ [sec]}, \quad 1, t \geq 30 \text{ [sec]} \end{cases} \quad (2.54)$$

とし、入力側に規範入力の  $\pm 20\%$  に値するステップ状外乱 [69]  $\mathbf{d}(t) = [d_1(t), d_2(t)]^T$  を

$$\begin{cases} d_1(t) = 0.2, 10 \leq t \leq 20 \text{ [sec]}, \quad 0, \text{それ以外} \\ d_2(t) = -0.2, 40 \leq t \leq 50 \text{ [sec]}, \quad 0, \text{それ以外} \end{cases} \quad (2.55)$$

のように与えた。また式 (2.5) の不完全微分のパラメータは  $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.1$  とした。

以上のパラメータと既述のアルゴリズムを用いて PID パラメータを導出した結果、以下の結果が得られた。

$$[k_{P11}, k_{I11}, k_{D11}] = [0.45, -1.37, -0.20], \quad (2.56)$$

$$[k_{P12}, k_{I12}, k_{D12}] = [0.09, 1.87, 0.09], \quad (2.57)$$

$$[k_{P21}, k_{I21}, k_{D21}] = [0.06, 0.58, 0.02], \quad (2.58)$$

$$[k_{P22}, k_{I22}, k_{D22}] = [0.008, -0.23, -0.005]. \quad (2.59)$$

Fig.2.5,2.6 は規範モデルとの適合度合を、一巡伝達関数の周波数応答で表示したものである。実際には、適合周波数 (○印) のみでの計算であるが、ここでは理解の便のためそれら以外についても示している。Fig.2.5,2.6 共に実線が  $Q(j\omega)$ 、一点鎖線が  $G_{MC}(j\omega)$  を示している。低周波領域での一致はよく、また非対角成分のゲインが小さくなっており、非干渉化が達成されていることがわかる。

Fig.2.7,2.8 は安定条件について見たものである。Fig.2.7 では実線が  $q_{ii}(j\omega)$ 、一点鎖線が  $g_{MC_{ii}}(j\omega)$  を示しており、○印と一点鎖線の円はそれぞれ  $g_{MC_{ii}}(j\omega_{M_{c_i}})$  の点と式 (2.26) で定義される  $r_i(j\omega_{M_{c_i}})$ 、また × 印は  $q_{ii}(j\omega_{M_{c_i}})$  の点を示している。さらに、Fig.2.8 では実線は  $q_{ii}(j\omega)$ 、○印は  $q_{ii}(j\omega)$ 、 $\omega \in \Omega_{nd_i}$ 、○印を中心とする円は式 (2.32) 中の  $\sum_{p \neq i}^m |q_{pi}(j\omega)|$ 、 $\omega \in \Omega_{nd_i}$  を示している。対角成分については規範モデルの位相交叉周波数の周波数応答近傍にプラントのそれが位置していること、非対角成分に関しては、Gershgorin 円板が安定条件を満たしていることがわかる。

Fig.2.9 はプラントに外乱が印加されているときの出力を示したものである。Fig.2.9 では実線が制御対象の出力、一点鎖線が規範モデルの出力を示しているが、この制御結果より規範モデル出力によく追従していることがわかる。

本例では制約条件付逐次二次計画法 [70] を用いて計算を行った。その際の初期条件としては式 (2.21) で示した最小二乗解を用いた。式 (2.48) に示した最適解は約 10 ステップの計算で得られた。なお、最小二乗解では閉ループ系は本例に関しては不安定となった。

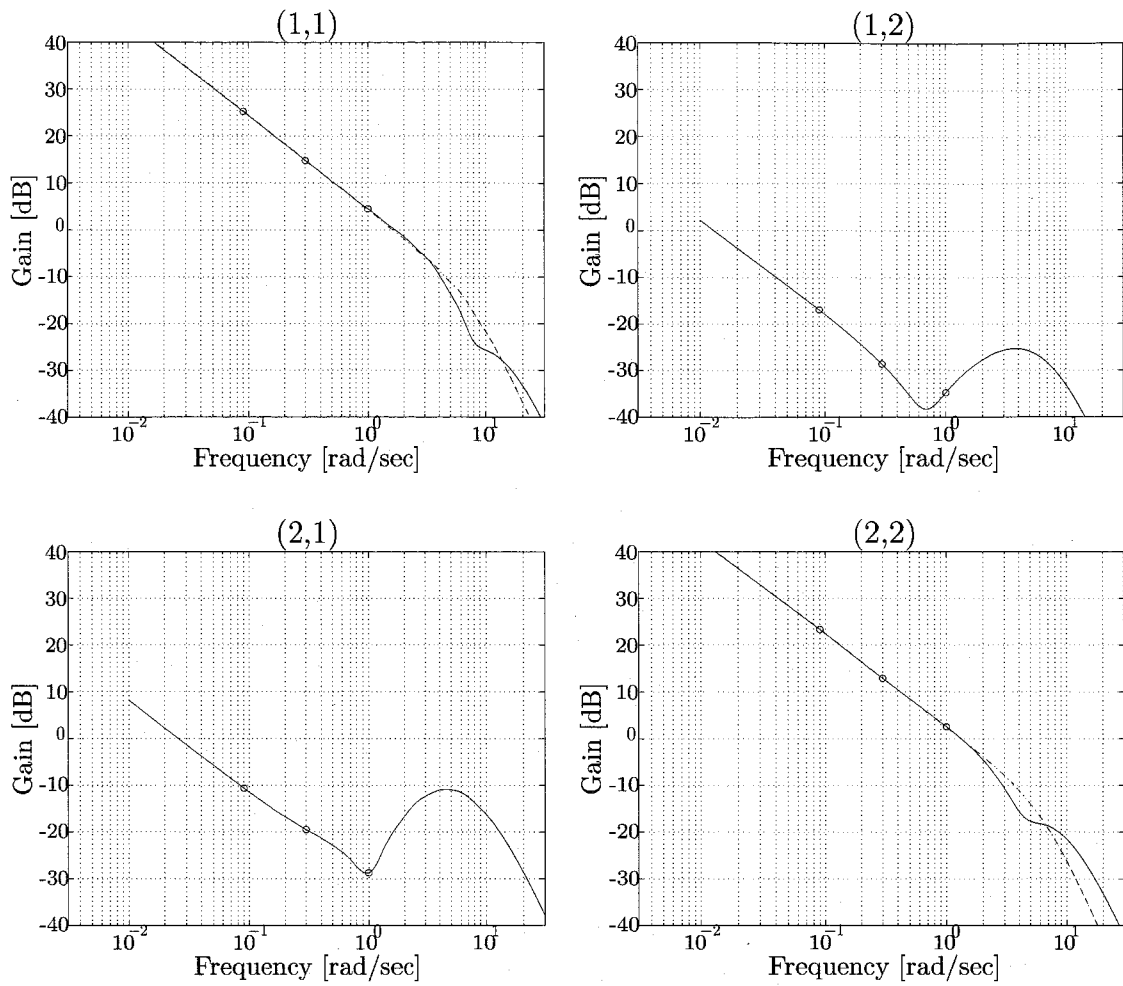


Fig. 2.5: Matching of Loop Transfer Function between  $Q(s)$  and  $G_{Mc}(s)$  (Gain)

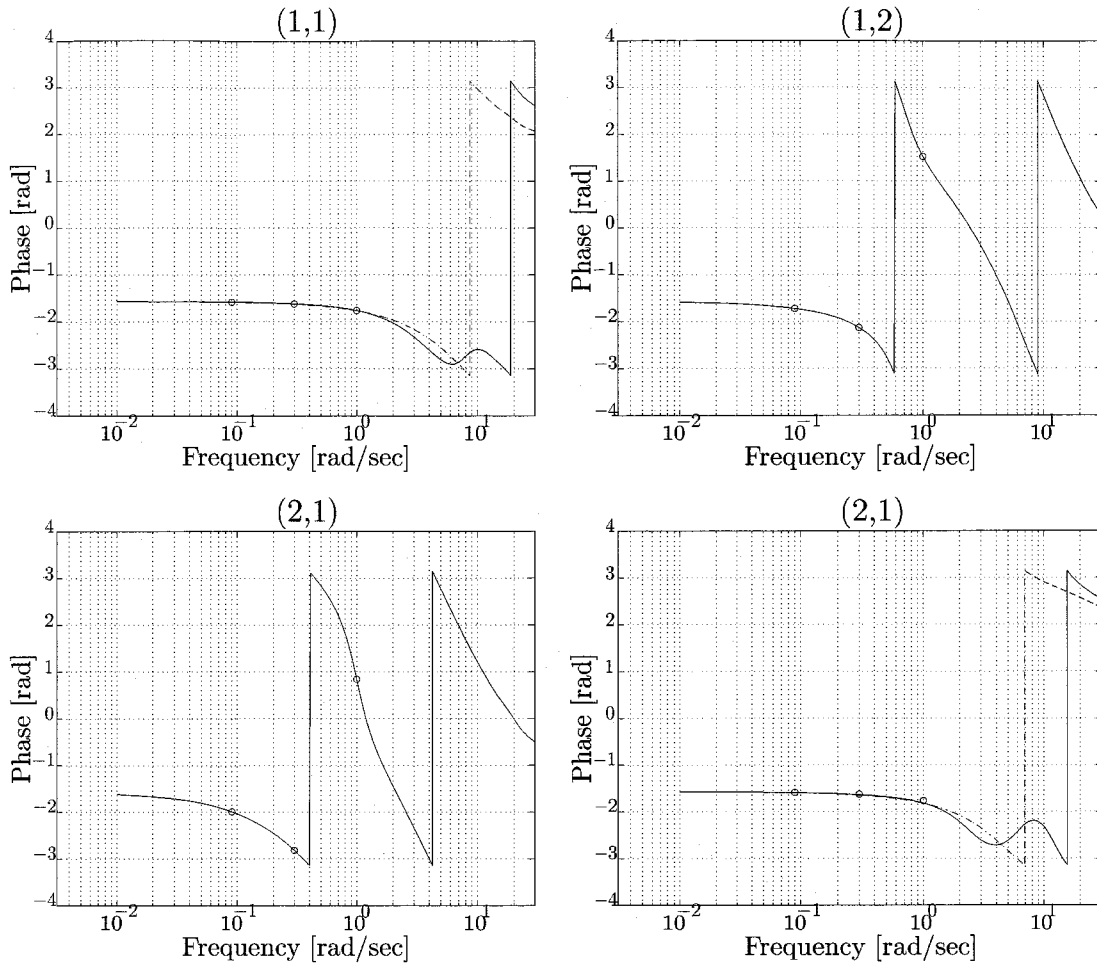


Fig. 2.6: Matching of Loop Transfer Function between  $Q(s)$  and  $G_{MC}(s)$  (Phase)

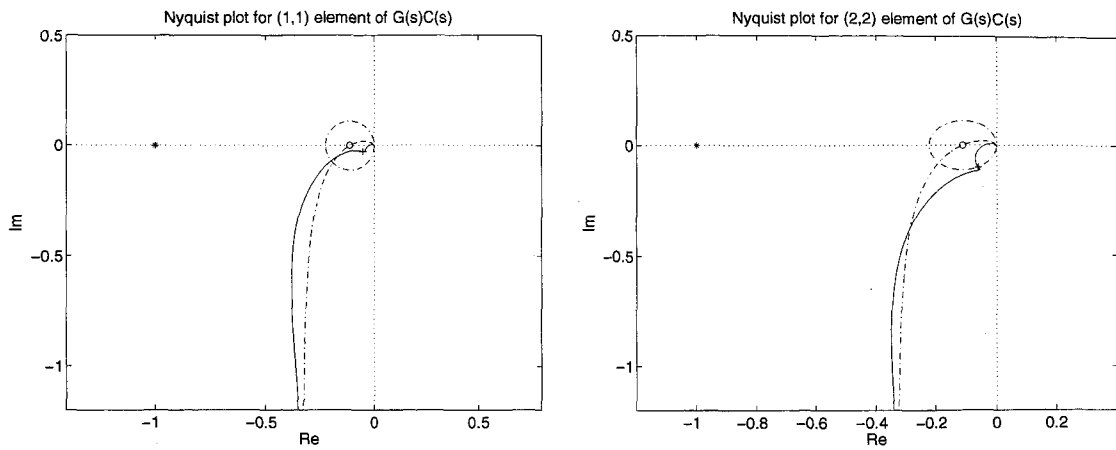


Fig. 2.7: Nyquist Plots of Diagonal Elements of  $Q(s)$

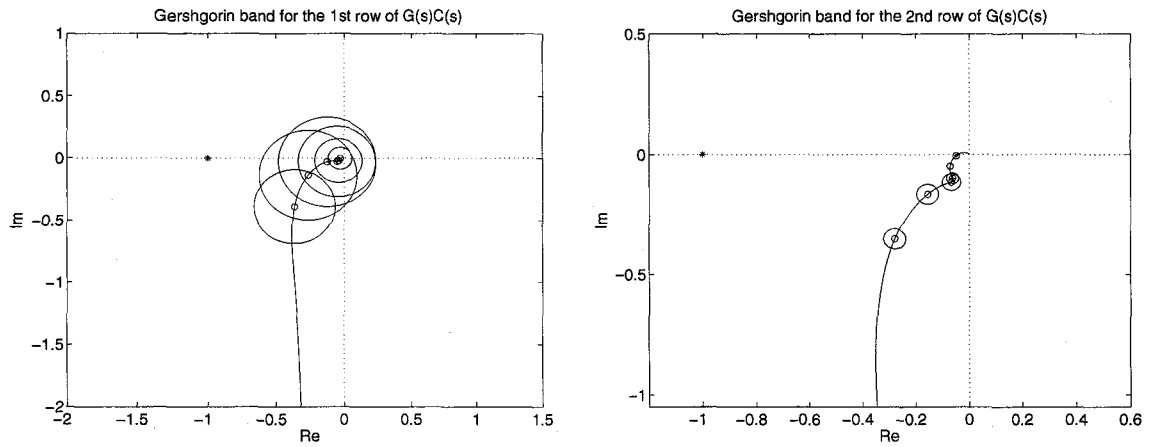


Fig. 2.8: Gershgorin Disks for 1st and 2nd Rows of  $Q(s)$

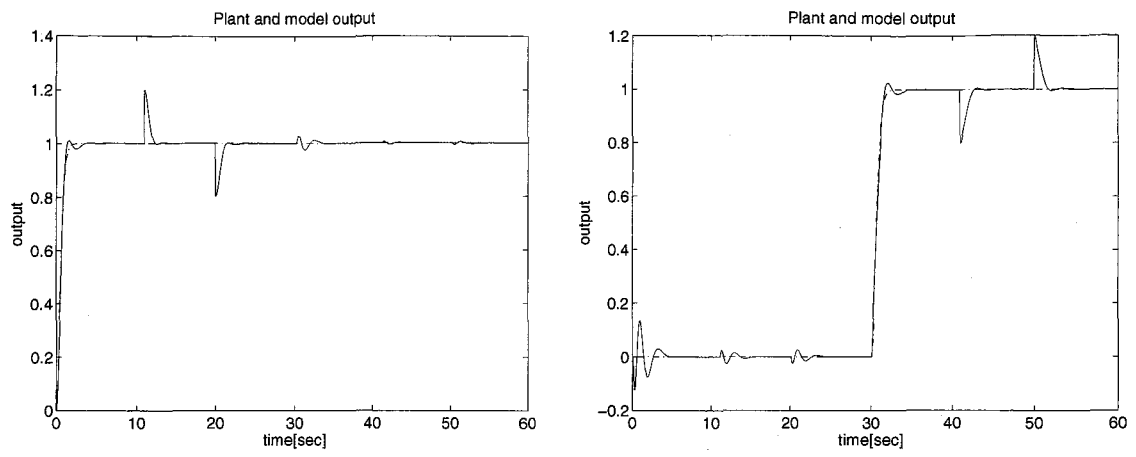


Fig. 2.9: Outputs of the Plant with Disturbance



## 2.8 実験

次に現実のプラントに対する実用性を検証するため、2 入出力水位タンク実験装置を用いて行った実験について示す。

### 2.8.1 実験装置

実験に用いた 2 入出力水位タンクの概略図を Fig.2.10 に示す。

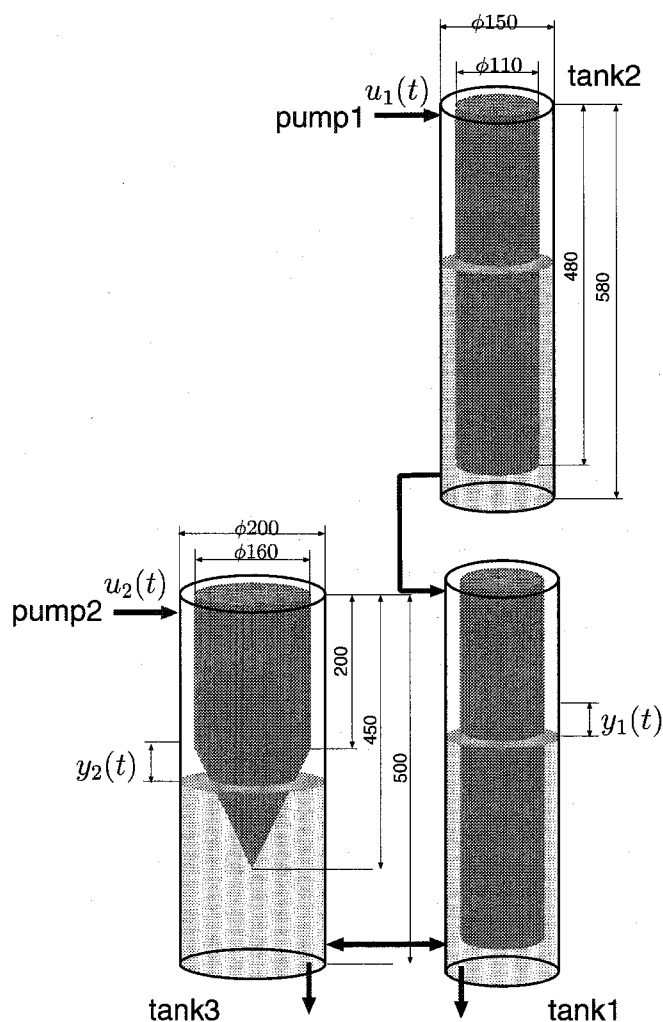


Fig. 2.10: Liquid Level Process

実験システムは tank 1, 2, 3 の 3 つのタンクとそれらを連結するホース, tank 2, 3 に水を供給する 2 つのポンプ (pump 1, pump 2), A/D 変換器, 制御入力を計算するパーソナルコンピュータ (PC) より構成される。Fig.2.10 より, この水位タンクは非線形な要素を含んでいることが分かる。特に, Fig.2.11 に詳細を示す tank 3 は円柱の下部が円錐形をしており, 円錐部分の断面積  $C_3$  は tank 3 の水位  $h_3$  の変

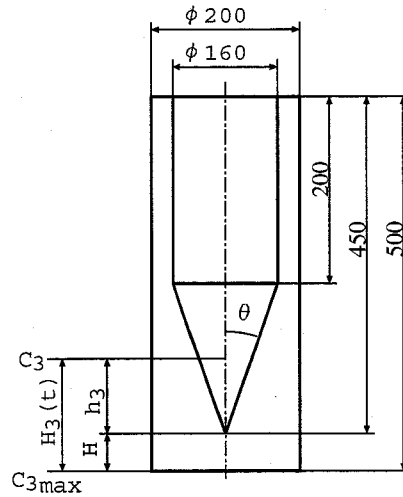


Fig. 2.11: Details of tank 3

化に伴い

$$C_3 = C_{3\max} - \pi(h_3)^2 \tan^3(\theta) \quad (2.60)$$

$$h_3 = y_3 - H, \quad 0 < h_3 \leq 0.05[\text{m}]$$

$$\theta = 0.309[\text{rad}]$$

のように非線形に変化する。また、各タンクを連結しているホースの動特性なども非線形性を含んでいると考えられるが、制御系設計時にはこれらの非線形性は考慮しないこととする。このシステムの出力は tank 1, 3 の定常値からの水位  $\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t)]^T$  (m) である。全てのタンクの水位は各タンク下部に設置した圧力計により電圧値として計測される。あらかじめ圧力計の校正を行い電圧値と水位の関係式を求めている。計測された tank 1, 3 の水位信号は A/D 変換器において 1.0 Hz で 0.33 mm 刻みのデジタル信号としてサンプリング、量子化され、PC において制御入力を計算する。制御入力は tank 2, 3 に供給される水の流量  $\mathbf{u}(t) = [u_1(t), u_2(t)]^T$  である。制御信号は再び D/A 変換器に送られアナログ信号に変換された後、ポンプに送られる。また、pump 1, 2 に与えられる制御入力はポンプの回転数 (rpm) として表現される。pump 1, 2 の仕様を Table 2.1 に示す。なお、水の伝送に用いるチューブは L/S36 である。

Table 2.1: Specification of Pumps

	形式	回転数 [rpm]	最大送液量 [ml/min]	
Pump1	7750-60 (ヤマト科学(株))	10 ~ 600	L/S36	2280
Pump2	7750-10 (ヤマト科学(株))	10 ~ 600	L/S36	2900

## 2.8.2 周波数応答の測定

ここで提案する制御系設計手法を用いるには、有限個の周波数上における制御対象の周波数応答が必要となる。制御対象の周波数応答を得る手法としては例えば、正弦波入力による手法が考えられるが [5]、この手法により周波数応答を得るまでには長い時間を要するという欠点がある。そこで本実験においては、ステップ応答により伝達関数を同定可能な Prony 法 [71] [72] を用いることとする。Prony 法を用いて同定した実験装置の伝達関数行列の各要素は以下のようにになった。

$$g_{11}(s) = \frac{13.3s + 0.6915}{s^2 + 0.01654s + 3.148 \times 10^{-5}}, \quad (2.61)$$

$$g_{12}(s) = \frac{34.9953s + 0.5240}{s^2 + 0.0179s + 3.5313 \times 10^{-5}}, \quad (2.62)$$

$$g_{21}(s) = \frac{0.195}{s^2 + 0.02913s + 3.109 \times 10^{-5}}, \quad (2.63)$$

$$g_{22}(s) = \frac{35.24s + 0.5343}{s^2 + 0.01813s + 3.621 \times 10^{-5}}. \quad (2.64)$$

また、式 (2.61) ~ (2.64) で表される伝達関数のボード線図を Fig.2.12 に示す。

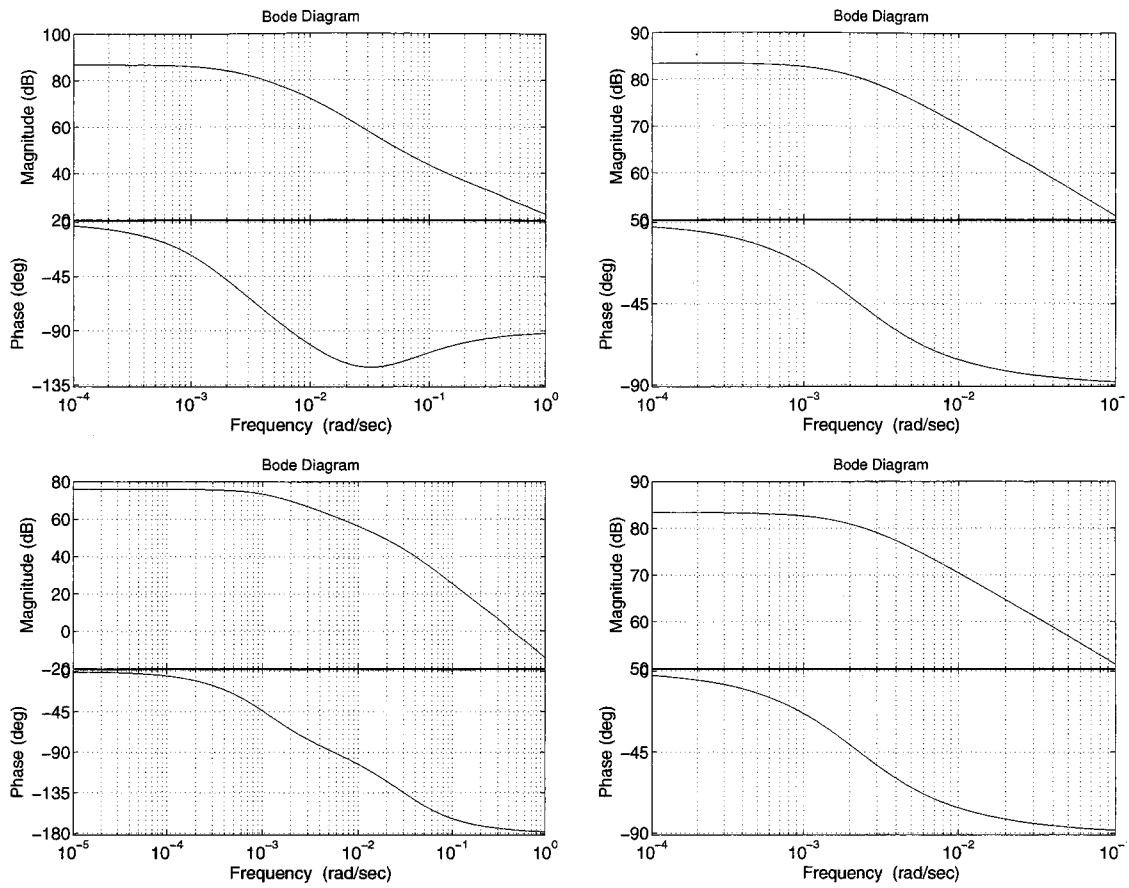


Fig. 2.12: Bode diagrams of  $G(j\omega)$

### 2.8.3 制御系設計

まず規範モデルの選定を行う. ここでも数値シミュレーション同様, 式 (2.41) において  $\zeta_i = 3.0 (i = 1, 2)$  とし, 二項係数モデルを選ぶ. また残る設計パラメータ  $\omega_{M0_i} (i = 1, 2)$  (rad/sec) は

$$\omega_{M0_1} = 0.0080, \quad \omega_{M0_2} = 0.0070 \quad (2.65)$$

とした. 以上より規範モデルは以下ようになった.

$$\mathbf{G}_{MC}(s) = \begin{bmatrix} \frac{0.000512}{s^3+0.24s^2+0.0192s} & 0 \\ 0 & \frac{0.000343}{s^3+0.21s^2+0.0147s} \end{bmatrix}. \quad (2.66)$$

なお, この規範モデルの位相交叉周波数 (rad/sec) は

$$\omega_{Mc_1} = 0.139, \quad \omega_{Mc_2} = 0.121 \quad (2.67)$$

となった. この規範モデルを用いるとゲイン余裕と位相余裕はおよそ 20 dB と 1.4 rad/sec となる. 通常, ゲイン余裕と位相余裕は 3 ~ 10 dB と 0.35 rad/sec であれば十分であるとされる [60] ことから, 本設計仕様はより安定性を考慮した仕様であるといえる.

次に適合周波数などの選定を行う. まず式 (2.45) より, 実験システムが 2 入出力系 ( $m = 2$ ) であることから最小の適合周波数の点数として  $N_{C_i} = 3 (i = 1, 2)$  とした. また数値シミュレーション同様, 適合周波数は規範モデルの位相交叉周波数より低周波側から対数スケールの間隔でとることとし

$$\Omega_{C_i} = [1.0 \times 10^{-4}, 3.16 \times 10^{-4}, 1.0 \times 10^{-3}]; \quad i = 1, 2 \quad [\text{rad/sec}] \quad (2.68)$$

とした. また, 対角, 非対角制約条件周波数集合  $\Omega_{d_i}, \Omega_{nd_i}$  はどちらも規範モデルの位相交叉周波数にとり

$$\Omega_{d_1} = [0.139], \quad \Omega_{d_2} = [0.121] \quad [\text{rad/sec}], \quad (2.69)$$

$$\Omega_{nd_1} = [0.139], \quad \Omega_{nd_2} = [0.121] \quad [\text{rad/sec}] \quad (2.70)$$

とした. さらにその他の設計パラメータは

$$\beta_i = 1.0, \quad \delta_i = 1.0, \quad \alpha_i = 6.0, \quad \gamma_i = 0.1, \quad i = 1, 2 \quad (2.71)$$

とした.

以上のパラメータと既述のアルゴリズムを用いて PID パラメータを導出した結果, 以下の PID パラメータが得られた.

$$\begin{aligned} \mathbf{k}_{11} &= [6.14 \times 10^{-4}, 0.0166 \times 10^{-4}, -1.69 \times 10^{-3}] \\ \mathbf{k}_{12} &= [-3.89 \times 10^{-4}, -0.0147 \times 10^{-4}, -1.83 \times 10^{-2}] \\ \mathbf{k}_{21} &= [0.230 \times 10^{-4}, -0.00670 \times 10^{-4}, -2.37 \times 10^{-3}] \\ \mathbf{k}_{22} &= [4.76 \times 10^{-4}, 0.0217 \times 10^{-4}, -2.71 \times 10^{-3}]. \end{aligned} \quad (2.72)$$

ここで,  $\mathbf{k}_{ij} = [k_{P_{ij}}, k_{I_{ij}}, k_{D_{ij}}]$ ,  $i, j = 1, 2$ . と定義している.

規範モデルと制御系の一巡伝達関数との適合度合を確認するためそれぞれのボード線図をプロットしたものが Fig.2.13 と Fig.2.14 である. Fig.2.13,2.14 共に実線が  $Q(j\omega)$ , 一点鎖線が  $G_{MC}(j\omega)$  を示している. 低周波領域での一致はよく, また非対角成分のゲインが小さくなっており, 非干渉化が達成されていることがわかる.

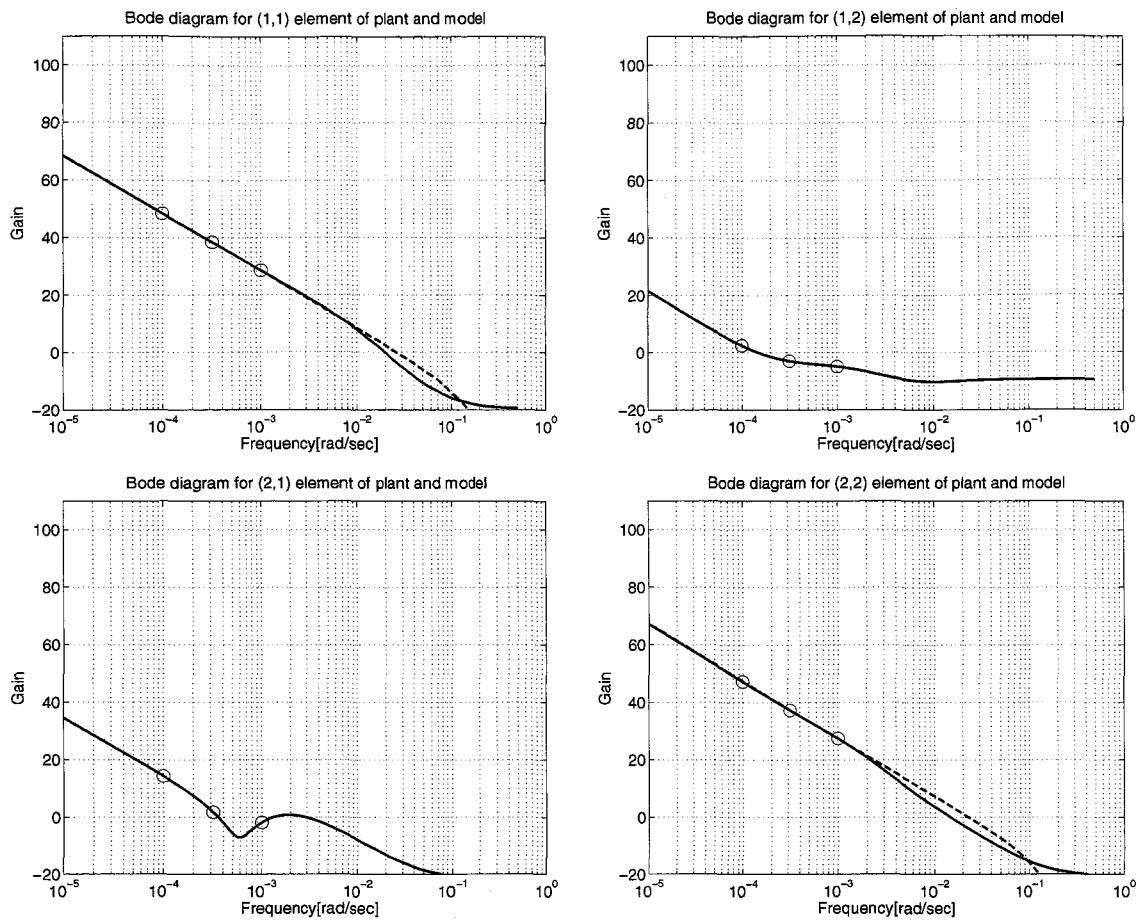


Fig. 2.13: Matching of Loop Transfer Function between  $Q(s)$  and  $G_{MC}(s)$  (Gain)

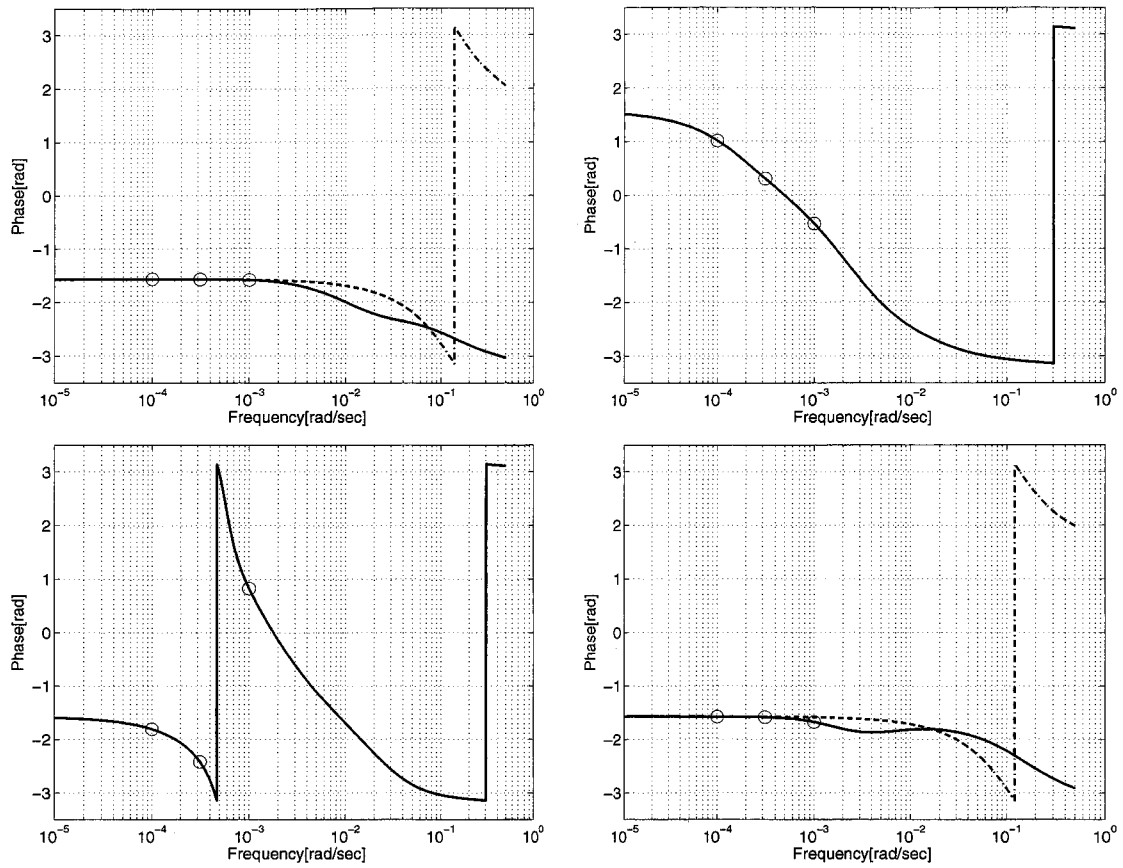


Fig. 2.14: Matching of Loop Transfer Function between  $Q(s)$  and  $G_{M_C}(s)$  (Phase)

また、制約条件を満たしていることを確認するために以下の Fig.2.15 と Fig.2.16 をプロットした。Fig.2.15 では実線が  $q_{ii}(j\omega)$ 、一点鎖線が  $g_{M_C ii}(j\omega)$  を示しており、○印と一点鎖線の円はそれぞれ  $g_{M_C ii}(j\omega_{M_{c_i}})$  の点と式 (2.26) で定義される  $r_i(j\omega_{M_{c_i}})$ 、また × 印は  $q_{ii}(j\omega_{M_{c_i}})$  の点を示している。さらに、Fig.2.16 では実線は  $q_{ii}(j\omega)$ 、○印は  $q_{ii}(j\omega)$ 、 $\omega \in \Omega_{nd_i}$ 、○印を中心とする円は式 (2.32) 中の  $\sum_{p \neq i}^m |q_{pi}(j\omega)|$ 、 $\omega \in \Omega_{nd_i}$  を示している。対角成分については規範モデルの位相交叉周波数の周波数応答近傍にプラントのそれが位置していること、非対角成分に関しては、Gershgorin 円板が安定条件を満たしていることがわかる。



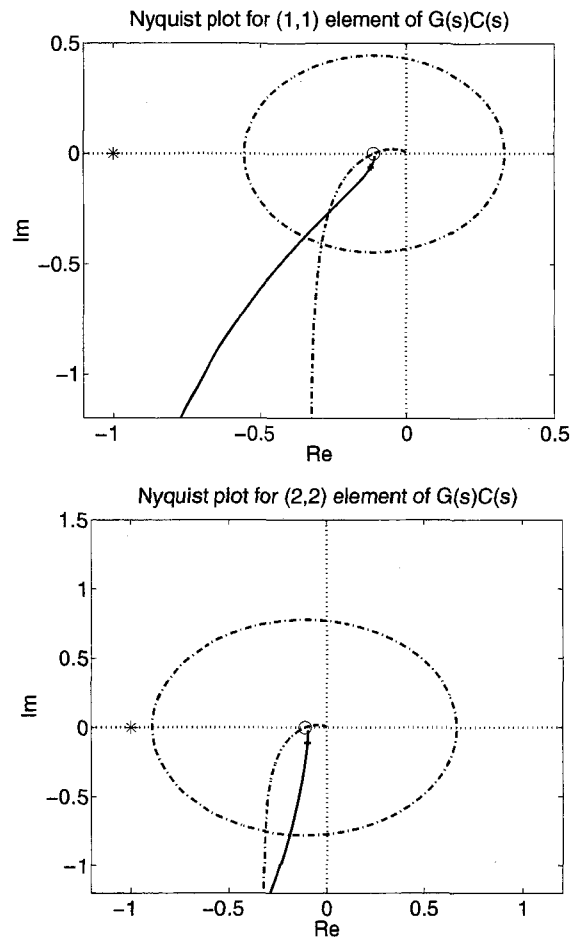


Fig. 2.15: Nyquist Plots of Diagonal Elements of  $Q(s)$

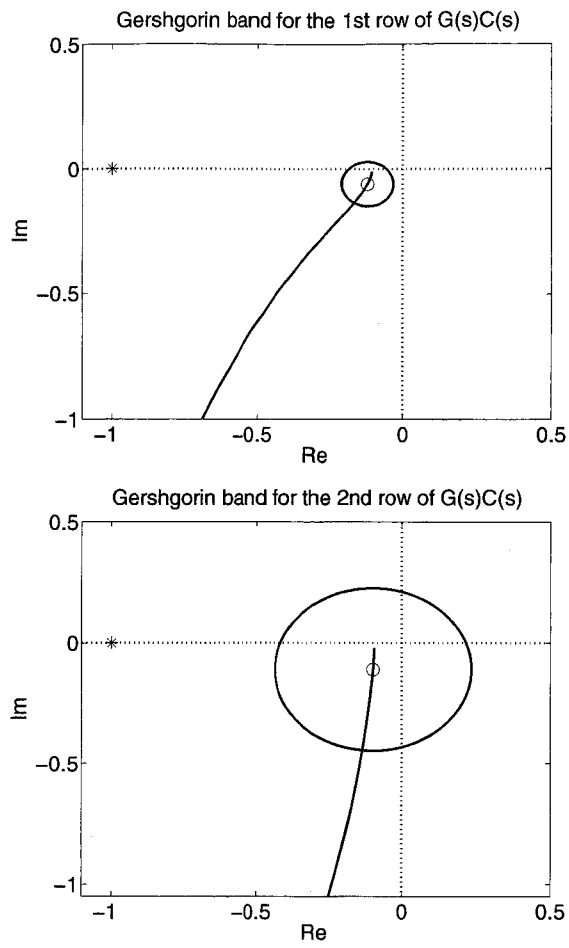


Fig. 2.16: Gershgorin Disks for 1st and 2nd Rows of  $Q(s)$

## 2.8.4 実験結果

実験は各入出力間の干渉度合を見るため以下の 2 つの場合の規範入力について行った。

Case 1

$$r_1(t) = 10.0, \quad r_2(t) = 0.0 \text{ [mm]} . \quad (2.73)$$

Case 2

$$r_1(t) = 0.0, \quad r_2(t) = 10.0 \text{ [mm]} . \quad (2.74)$$

Case 1, 2 それぞれの結果を以下に示す. Fig.2.17 は Case 1 の制御出力を示しており, 実験による制御出力と式 (2.66) の規範モデルの出力を比較している. また, Fig.2.18 は Case 1 の制御入力である.

さらに Fig.2.19 は Case 2 の制御出力を示しており, 実験による制御出力と式 (2.66) の規範モデルの出力を比較している. また, Fig.2.20 は Case 2 の制御入力である.

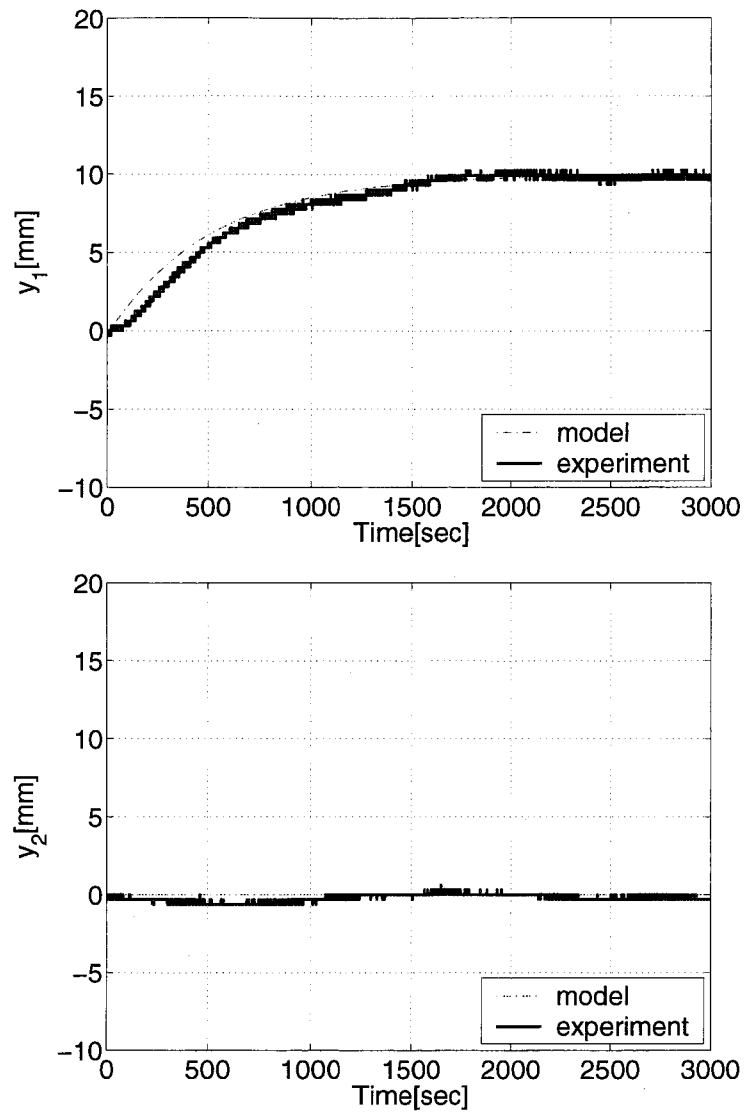


Fig. 2.17: Outputs of the plant and the reference model  $y_1(t)$  (above) and  $y_2(t)$  (below) (Case 1)

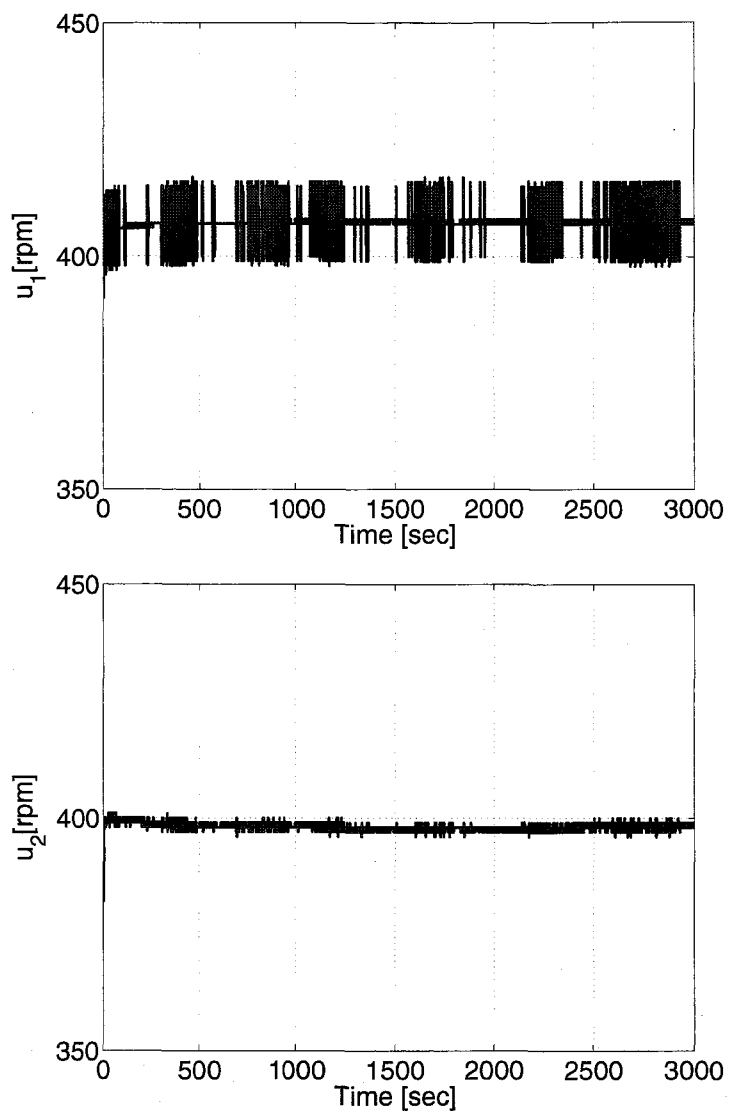


Fig. 2.18: Control input  $u_1(t)$  (above) and  $u_2(t)$  (below) (Case 1)

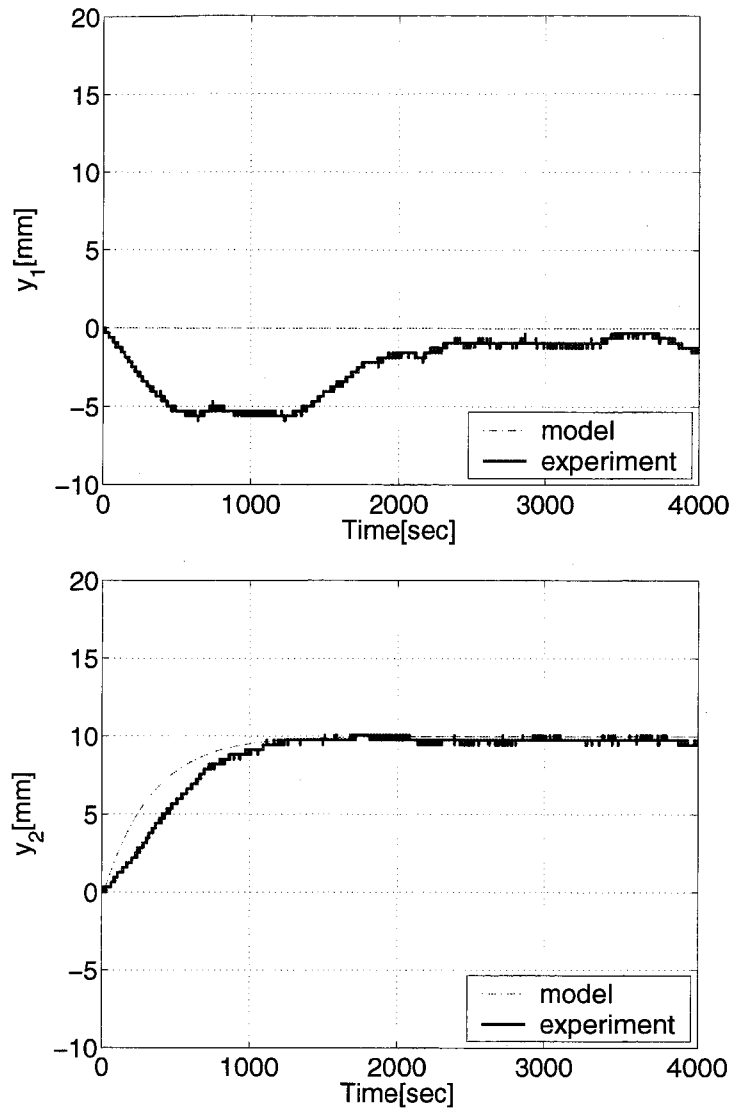


Fig. 2.19: Outputs of the plant and the reference model  $y_1(t)$  (above) and  $y_2(t)$  (below) (Case 2)

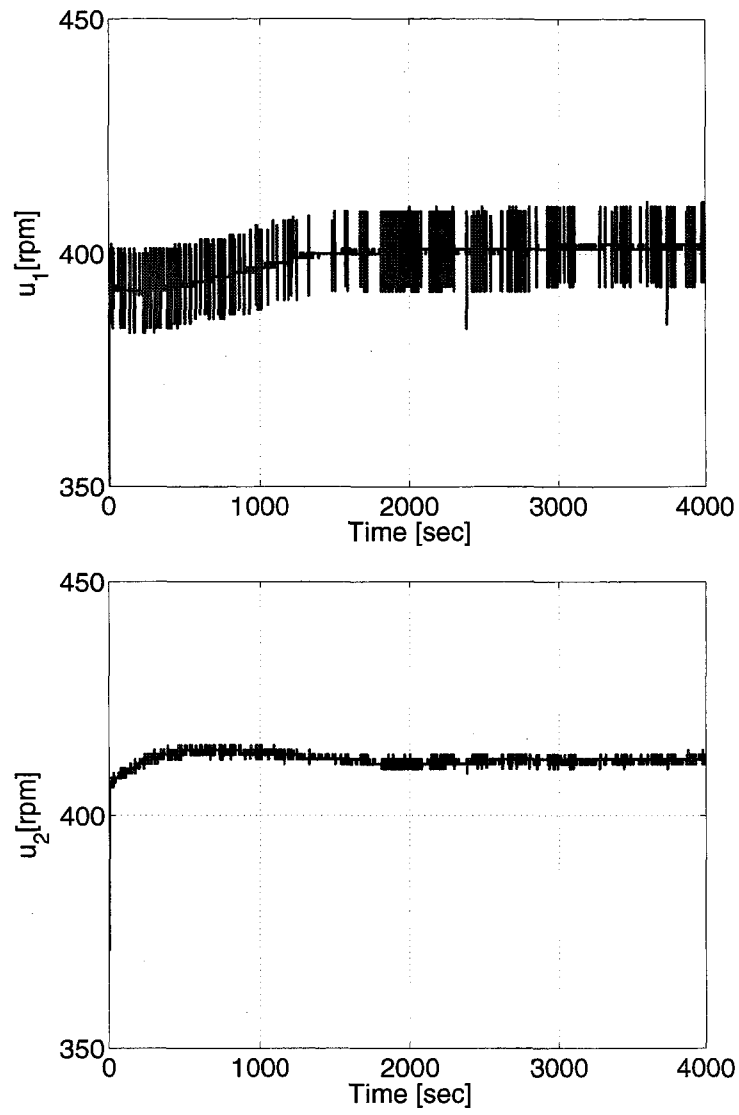


Fig. 2.20: Control input  $u_1(t)$  (above) and  $u_2(t)$  (below) (Case 2)

## 2.9 結言

本章ではこれまでに提案されている周波数領域における部分的モデルマッチング手法にもとづく多入出力 PID 制御系設計手法を改善し、制御性能の実現と同時に、得られる制御系の安定性も保証されるアルゴリズムを、不等式制約条件付非線形最適化問題として定式化した。本手法は多入出力制御対象の有限個の周波数応答を求めるだけで、PID パラメータを定めることができる。特に共振ピーク等をあまり持たないプロセス系等に関しては低周波領域での数点の周波数応答（その決定については文献 [22] [23] 参照）のみで PID 制御系が設計できる等の実用性に富んだ特徴を有している。

また、提案手法の有効性を検証するために数値シミュレーションと 2 入出力水位タンクを用いた実験の両方を行った。

## 2.10 付録

式 (2.21) が実数になることを示す。まず

$$\begin{aligned}\Phi_{ccii} &= [\phi_{ii}(j\omega_1), \phi_{ii}(j\omega_2), \dots, \phi_{ii}(j\omega_{N_{C_i}})]^T \\ \Phi_{ccqi} &= [\phi_{qi}(j\omega_1), \phi_{qi}(j\omega_2), \dots, \phi_{qi}(j\omega_{N_{C_i}})]^T \\ \psi_{cc} &= [1, 1, \dots, 1]^T \in \mathbf{R}^{N_{C_i}}\end{aligned}$$

を用いると式 (2.20) で定義される  $\Phi_{c_{ii}}$ ,  $\Phi_{c_{qi}}$ ,  $\psi_c$  は以下のように書き直すことができる。

$$\Phi_{c_{ii}} = \begin{bmatrix} \Phi_{ccii} \\ \bar{\Phi}_{ccii} \end{bmatrix}, \quad \Phi_{c_{qi}} = \begin{bmatrix} \Phi_{ccqi} \\ \bar{\Phi}_{ccqi} \end{bmatrix}, \quad \psi_c = \begin{bmatrix} \psi_{cc} \\ \psi_{cc} \end{bmatrix}.$$

ただし、 $\bar{\cdot}$  は複素共役を表す。上式を用いると式 (2.21) 中の行列、ベクトルは

$$\begin{aligned}\Phi_{c_{ii}}^* \Phi_{c_{ii}} &= \begin{bmatrix} \Phi_{ccii} \\ \bar{\Phi}_{ccii} \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} \Phi_{ccii} \\ \bar{\Phi}_{ccii} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \Phi_{ccii}^* & (\bar{\Phi}_{ccii})^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ccii} \\ \bar{\Phi}_{ccii} \end{bmatrix} \\ &= \Phi_{ccii}^* \Phi_{ccii} + (\bar{\Phi}_{ccii})^* (\bar{\Phi}_{ccii}) \\ &= \Phi_{ccii}^* \Phi_{ccii} + \overline{(\Phi_{ccii}^* \Phi_{ccii})} \\ &= 2\text{Re}[\Phi_{ccii}^* \Phi_{ccii}],\end{aligned}$$

$$\Phi_{c_{qi}}^* \Phi_{c_{qi}} = \begin{bmatrix} \Phi_{ccqi} \\ \bar{\Phi}_{ccqi} \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} \Phi_{ccqi} \\ \bar{\Phi}_{ccqi} \end{bmatrix}$$



$$\begin{aligned}
&= \left[ \Phi_{ccqi}^* \left( \overline{\Phi_{ccqi}} \right) \right] \begin{bmatrix} \Phi_{ccqi} \\ \overline{\Phi_{ccqi}} \end{bmatrix} \\
&= \Phi_{ccqi}^* \Phi_{ccqi} + \left( \overline{\Phi_{ccqi}} \right)^* \left( \overline{\Phi_{ccqi}} \right) \\
&= \Phi_{ccqi}^* \Phi_{ccqi} + \overline{\left( \Phi_{ccqi}^* \Phi_{ccqi} \right)} \\
&= 2\text{Re} \left[ \Phi_{ccqi}^* \Phi_{ccqi} \right],
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\Phi_{cii}^* \psi_c &= \begin{bmatrix} \Phi_{ccii} \\ \overline{\Phi_{ccii}} \end{bmatrix}^* \begin{bmatrix} \psi_{cc} \\ \overline{\psi_{cc}} \end{bmatrix} \\
&= \left[ \Phi_{ccii}^* \left( \overline{\Phi_{ccii}} \right)^* \right] \begin{bmatrix} \psi_{cc} \\ \overline{\psi_{cc}} \end{bmatrix} \\
&= \Phi_{ccii}^* \psi_{cc} + \left( \overline{\Phi_{ccii}} \right)^* \left( \overline{\psi_{cc}} \right) \\
&= \Phi_{ccii}^* \psi_{cc} + \overline{\left( \Phi_{ccii} \psi_{cc} \right)} \\
&= 2\text{Re} \left[ \Phi_{ccii}^* \psi_{cc} \right].
\end{aligned}$$

と表すことができる. これより式 (2.21) は実数となる.

# 第3章 ASPR性にもとづいた周波数領域での部分的モデルマッチングによるPID 制御系設計

## 3.1 緒言

前章では安定性を考慮した周波数領域上での部分的モデルマッチングを用いた多入出力 PID 制御系設計について述べた。前章で提案した制御系設計手法は、制御対象の周波数応答のみを利用し、規範モデルの形で制御系の制御性能を与え、加えて安定性に関する制約条件を設けることで制御性能と安定性とを同時に考慮できる実用的な制御系設計手法であるといえる。しかしながら、有限個の周波数上でのみ評価をする部分的モデルマッチングの性質上、これら 2 つの設計仕様を厳密に満たすような制御系設計ができるという保証はない。特に、PID 制御器による制御系設計に限っていえば、構造上の制約から安定性を保証できる制御対象のクラスは限られているといえる。このことより、より広いクラスの制御対象に対する安定な制御系設計に関し議論することは有益であると考えられる。

ところで、制御対象が概強正実 (Almost Strictly Positive Real, ASPR) 性を満たしていれば、定数出力フィードバックにより安定化できることが証明されている [29]。SISO 系に対する具体的な ASPR 条件は、(1) 相対次数が 0 または 1, (2) 最小位相, (3) 最高位係数が正, である。ところが、実在の制御対象でこれらの条件全てを満たしているものはほとんどない。そこで、この状況を緩和するため、本章では、制御対象に並列フィードフォワード補償器 (Parallel Feedforward Compensator, PFC) を付加した拡大系の ASPR 性を補償する [30] [73]。PFC により ASPR 化した系に対し制御系を設計することで、安定化可能な制御対象のクラスを拡大できるのではないかと考えられる。

PFC 設計手法としては、これまでにいくつかの方法が提案されている [73]。しかしながら、それらは設計手順が複雑である、などの理由から実用上問題がある。そこで、本章では、周波数領域上での部分的モデルマッチングによる PFC 設計手法も提案する。

本章の構成は以下の通りである。まず 3.2 節において問題設定を行う。続く 3.3 節では周波数領域上での部分的モデルマッチングによる PFC 設計手法について述べる。さらに 3.4 節では、3.3 節で設計された PFC を付加した拡大系に対して周波数領域上での部分的モデルマッチングによる PID 制御系設計について述べる。また、本節で提案した手法の有効性を検証するため、3.5 節において 3 タンク水位実

験装置を用いた実験を行う。最後に 3.6 節で結言を述べる。

## 3.2 問題設定

本章で考察する制御系のブロック線図を Fig.3.1 に示す。

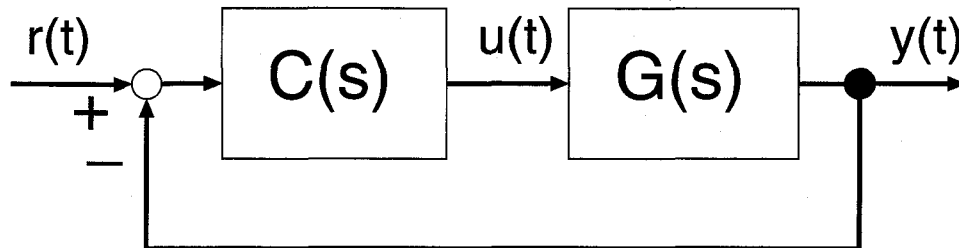


Fig. 3.1: Block diagram of controlled system  $G(s)$  with PID controller  $C(s)$

Fig.3.1 で  $G(s)$  は 1 入出力 (Single-Input Single Output, SISO) の制御対象の伝達関数である。また  $C(s)$  は以下のように定義される PID 制御器である。

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s . \quad (3.1)$$

さらに  $r(t)$ ,  $u(t)$ ,  $y(t)$  はそれぞれ規範入力, 制御入力, 出力を表す。ここで前章と同様  $G(s)$  に関し次の仮定を設ける。

**仮定 2** ある周波数集合  $\Omega$

$$\Omega = \{0 < \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{N-1}, \omega_N < \infty\} \quad (3.2)$$

が存在し, 制御対象  $G(s)$  の  $\Omega$  上での周波数応答

$$G(j\omega), \quad \omega \in \Omega \quad (3.3)$$

は既知である。

さらに, 本章では上記の仮定に加え以下の仮定も導入する。

**仮定 3**  $G(s)$  の相対次数  $\gamma$  が既知。

本章では以上のように表された制御系について, 出力  $y(t)$  が規範入力  $r(t)$  に追従するような安定な制御器  $C(s)$  を設計する手法を提案する。

ところで, 制御対象  $G(s)$  が概強正実 (Almost Strictly Positive Real-ness, ASPR) 性を満たしているならば, 定数出力フィードバックにより制御系を安定化できることが知られている [29]。このことより, PID 制御器は P ゲインを含んでいるため制御対象が ASPR であれば安定な制御系設計が可能である [74]。ここで SISO 系が ASPR であるための条件は次のように与えられている。

[ASPR 条件] [29]

制御系  $G(s)$  が以下の条件

1. 相対次数  $\gamma$  が 0 または 1.
2.  $G(s)$  の最高位係数が正.
3. 最小位相.

を満たせば  $G(s)$  は ASPR である, といわれる.

ところが, 実在の多くのプラントは上記の ASPR 条件を満足しない. そこで次の伝達関数で表される並列フィードフォワード補償器 (Parallel Feedforward Compensator, PFC) を導入することを考える.

$$\begin{aligned}
 G_f(s) &= \frac{N_f(s)}{D_f(s)} \\
 &= \frac{\beta_1 s^{\gamma-2} + \beta_2 s^{\gamma-3} + \cdots + \beta_{\gamma-1}}{s^{\gamma-1} + \alpha_1 s^{\gamma-2} + \cdots + \alpha_\gamma}.
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

この PFC は制御対象  $G(s)$  に並列に付加される. PFC を付加した制御系を Fig.3.2 に示す. 以上より, PFC を付加した拡大系の伝達関数は

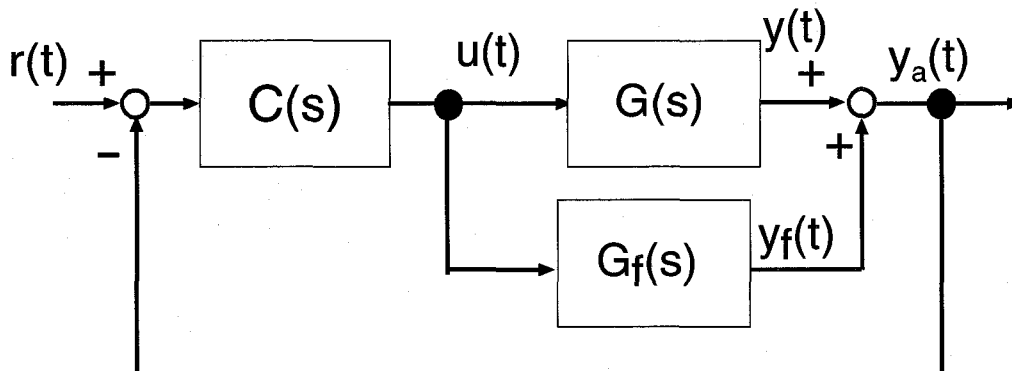


Fig. 3.2: Block diagram of extended system with PFC

$$G_a(s) = G(s) + G_f(s)$$

となる. ここで  $G_a(s)$  が ASPR であれば拡大系を安定化できる P 制御器の存在を保証できる. 具体的な PFC の設計方法としていくつかの手法が提案されている. とくにラダーネットワーク型の PFC 設計手法は最もシステムティックな設計手法である [30]. ところが, これまでに提案されている PFC の設計手法は制御対象に関するいくつかの情報を要するが, ここでは  $G(s)$  に関する仮定より  $G(s)$  の周波数に関して数点での周波数応答と相対次数の情報しかない. そこで, 次に示す PFC 設計手法を採る.

### 3.3 PFC 設計

制御対象  $G(s)$  と PFC  $G_f(s)$  からなる以下の拡大系  $G_a(s)$  を考える.

$$G_a(s) = G(s) + G_f(s). \quad (3.5)$$

ここでは式(3.4)で表される PFC の分母多項式  $D_f(s)$  は安定な分母多項式としてあらかじめ与えられるものとする. すなわち, PFC の分子多項式  $N_f(s)$  のみを以下に示す部分的モデルマッチングにより設計する.

まず 適当な ASPR 規範モデル  $G_{MA}(s)$  を選ぶ.

次に前章と同様, 適合を行う周波数集合 (適合周波数集合)

$$\Omega_A = \{0 < \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{N_A} < \infty\} \subset \Omega \quad (3.6)$$

を選び, この周波数集合上で  $G_{MA}(s)$  と  $G_a(s)$  との間の周波数応答に関する相対誤差関数を

$$\epsilon_{A_k}(j\omega_k) = \frac{G_{MA}(j\omega_k) - G_a(j\omega_k)}{G_{MA}(j\omega_k)} \quad (3.7)$$

$\omega_k \in \Omega_A, \quad k = 1, 2, \dots, N_A$

と定義する. 式(3.7)は次のように書き直すことができる.

$$\epsilon_{A_k}(j\omega_k) = \psi_A(j\omega_k) - \phi_A^T(j\omega_k)\theta_A. \quad (3.8)$$

ここで

$$\theta_A = [\beta_1, \dots, \beta_{\gamma-1}]^T \quad (3.9)$$

は PFC のパラメータベクトルであり

$$\psi_A(j\omega_k) = 1 - \frac{G(j\omega_k)}{G_{MA}(j\omega_k)}, \quad (3.10)$$

$$\phi_A^T(j\omega_k) = \left[ \frac{(j\omega_k)^{\gamma-2}}{G_{MA}(j\omega_k)D_f(j\omega_k)}, \frac{(j\omega_k)^{\gamma-3}}{G_{MA}(j\omega_k)D_f(j\omega_k)}, \dots, \frac{j\omega_k}{G_{MA}(j\omega_k)D_f(j\omega_k)}, \frac{1}{G_{MA}(j\omega_k)D_f(j\omega_k)} \right] \quad (3.11)$$

である. これより, 評価関数は

$$\begin{aligned} J_A(\theta_A) &= \sum_{k=1}^{N_A} |\epsilon_{A_k}(j\omega_k)|^2 + \sum_{k=1}^{N_A} |\epsilon_{A_k}(-j\omega_k)|^2 \\ &= (\Psi_A - \Phi_A\theta_A)^* (\Psi_A - \Phi_A\theta_A) \end{aligned} \quad (3.12)$$

と定義される. ここで (\*) は複素共役を表し

$$\Psi_A = [\psi_A(j\omega_1), \dots, \psi_A(j\omega_{N_A}), \psi_A(-j\omega_1), \dots, \psi_A(-j\omega_{N_A})]^T, \quad (3.13)$$

$$\Phi_A = [\phi_A(j\omega_1), \dots, \phi_A(j\omega_{N_A}), \phi_A(-j\omega_1), \dots, \phi_A(-j\omega_{N_A})]^T \quad (3.14)$$

としている. なお, 上式は式 (2.18) を SISO 系について書き直したものである. また, 前章と同様, 式 (3.12) は  $J_A(\theta_A)$  を実数値関数として構成し,  $\Theta_A$  が実数解となることを保証するために, 複素共役の関係に当たる式も導入している.

以上より, PFC パラメータの決定は評価関数  $J_A(\theta_A)$  を  $\Theta_A$  について最小化する問題に帰着される. 式 (3.12) より,  $\Theta_A$  の最適解  $\hat{\theta}_A$  は式 (3.12) の最小二乗解

$$\hat{\theta}_A = (\Psi_A^* \Psi_A)^{-1} \Psi_A^* (\mathbf{I}_A + \Psi_A) \quad (3.15)$$

として与えられる.

### 3.4 PID 制御器設計

前節では拡大系を ASPR とするような PFC を周波数領域上での部分的モデルマッチングにより設計する方法について述べた. 以下では ASPR である拡大系に対して PID 制御器を設計する.

まず, 前節に述べた手法により式 (3.5) で表される拡大系が ASPR となるような PFC が設計されていると仮定する. 次に, 前章と同様, 閉ループ系が理想的な出力となるような規範モデル伝達関数  $G_{Mc}(s)$  を考える. Fig.3.3 はこのような規範モデルのブロック線図を表している.

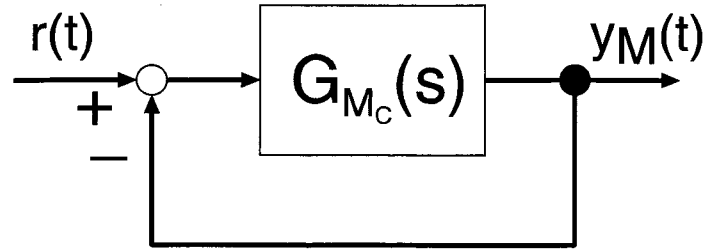


Fig. 3.3: Block diagram of reference model  $G_{M_C}(s)$

このときの制御目的は、Fig.3.2 で示される制御系の規範入力  $r(t)$  からプラント出力  $y(t)$  までの周波数特性が、ある有限個の周波数上で Fig.3.3 で示される規範モデルの閉ループ周波数特性と一致するような PID 制御器  $C(s)$  を設計することである。ここでは、制御系の開ループ周波数特性  $G_a(j\omega)C(j\omega)$  と規範モデルの周波数特性  $G_{M_C}(j\omega)$  が周波数集合  $\Omega_C$  上で適合するように PID 制御器パラメータを調整する。この調整法は第 2 章で述べた手法を SISO 系に適用したものである。第 2 章で述べた手法との違いは PFC を利用し ASPR 化された系に対して PID 制御器を設計する点である。ASPR 化された系に対し PID 制御器の P ゲインでの出力フィードバックを施すため閉ループ系の安定性が満足される可能性は高くなると考えられることから、ここでは前章で導入した安定性制約条件は省略している。

まず、理想的な出力を示す伝達関数  $G_{M_C}(s)$  を決める。

次に、前章と同様に PID 制御器設計に関し適合を行う適合周波数集合を

$$\Omega_C = \{0 < \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_{N_C} < \infty\} \subset \Omega \quad (3.16)$$

と選び、制御系の一巡伝達関数  $G_a(s)C(s)$  と規範モデルの伝達関数  $G_{M_C}(s)$  の距離を周波数応答を用いて次のように定義する。

$$\epsilon_{C_k}(j\omega_k) = \frac{G_{M_C}(j\omega_k) - G_a(j\omega_k)C(j\omega_k)}{G_{M_C}(j\omega_k)}, \quad (3.17)$$

$$\omega_k \in \Omega_C, \quad k = 1, 2, \dots, N_C. \quad (3.18)$$

上式は次のように書き直すことができる。

$$\epsilon_{C_k}(j\omega_k) = 1 - \phi^T(j\omega_k)\theta_C. \quad (3.19)$$

ここで  $\theta_C$  は PID パラメータベクトルであり

$$\theta_C = [k_p, k_i, k_d]^T, \quad (3.20)$$

と定義されている。また  $\phi(j\omega_k)$  は

$$\phi(j\omega_k) = \left[ A(j\omega_k), \frac{A(j\omega_k)}{j\omega_k}, A(j\omega_k)j\omega \right], \quad (3.21)$$

$$A(j\omega_k) = \frac{G(j\omega_k)}{G_{MC}(j\omega_k)} \quad (3.22)$$

と定義されているベクトルである。次に式(3.17)または式(3.19)を $\Omega_C$ に関し加えあわせると

$$\begin{aligned} J_C(\theta_C) &= \sum_{k=1}^{N_C} |\epsilon(j\omega_k)|^2 + \sum_{k=1}^{N_C} |\epsilon(-j\omega_k)|^2 \\ &= (\mathbf{I}_C - \Phi\theta_C)^* (\mathbf{I}_C - \Phi\theta_C), \quad \omega_k \in \Omega_C \end{aligned} \quad (3.23)$$

なる評価関数を定義することができる。ここで

$$\mathbf{I}_C = [1, \dots, 1]^T \in \mathbf{R}^{2N_C}, \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} \Phi &= [\phi(j\omega_1), \dots, \phi(j\omega_{N_C}), \\ &\quad \phi(-j\omega_1), \dots, \phi(-j\omega_{N_C})]^T. \end{aligned} \quad (3.25)$$

である。なお、式(3.23)はSISO系に対する式(2.18)である。

以上より $\theta_C$ の最適値 $\hat{\theta}_C$ は最小二乗解として

$$\hat{\theta}_C = (\Phi^* \Phi)^{-1} \Phi^* \mathbf{I}_C \quad (3.26)$$

と得ることができる。

## 3.5 実験

上述のPFCおよびPID制御器設計手法の有効性を検証するため、以下に示す実験を行った。

### 3.5.1 実験装置

実験装置はFig.3.4に示す前章でも用いた3タンク水位システムである。その他の詳細は、前章を参照されたい。

本章では、SISO系を取り扱っているため、水位タンクはpump 1からtank 1までのSISO系として用いた。具体的には、pump 2をtank 3の水位が定常となる400 rpmで運転し続けた。しかしながら、実際にはtank 3とtank 1の間に干渉が生じ、厳密なSISOシステムではないため、不確かさを含むSISO系であるといえる。

このシステムにおいて、入力にはpump 1の回転数(rpm)、出力はtank 1の定常状態からの水位の変位(mm)である。



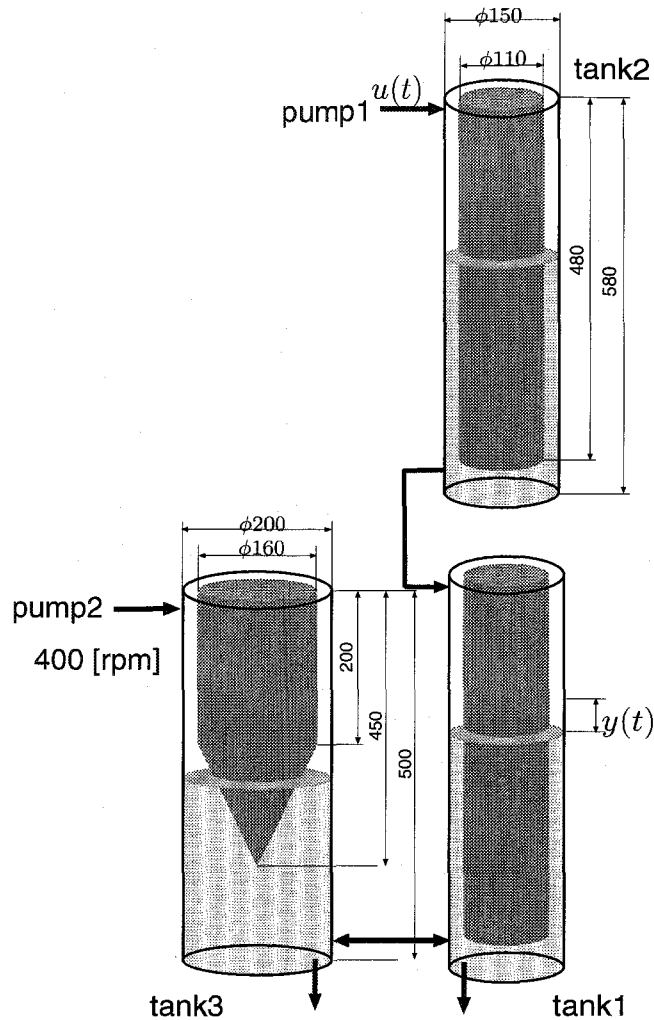


Fig. 3.4: Liquid Level Process

### 3.5.2 周波数応答の測定

ここで提案する制御系設計手法を用いるには、有限個の周波数上における制御対象の周波数応答が必要となる。本章でも前章と同様、ステップ応答により伝達関数を同定可能な Prony 法 [71] [72] を用いて制御対象の伝達関数を同定し、周波数応答を得た。Prony 法により得られた伝達関数は以下ようになった。

$$G(s) = \frac{0.002800s^2 + 6.0 \times 10^{-5}s + 1.09 \times 10^{-6}}{s^4 + 0.0725s^3 + 1.43 \times 10^{-3}s^2 + 7.72 \times 10^{-6}s + 1.28 \times 10^{-8}} \quad (3.27)$$

得られた制御対象の伝達関数より、系の相対次数は  $\gamma = 2$  であることがわかる。

### 3.5.3 PFC 設計

次に PFC の設計を行う。まず、PFC の構造を決定する。系の相対次数が 2 なので、PFC の構造は式 (3.4) にもとづいて

$$G_f(s) = \frac{\beta_1}{s + \alpha_1}$$

となった。また、ここで  $\alpha_1 = 0.01$  と決定した。

次に、ASPR 規範モデル  $G_{MA}(s)$  を決定する。ここでは、PFC による定常誤差をできるだけ少なくするために  $G_{MA}(s)$  は周波数特性が  $G(s)$  と近くなるように決定し

$$G_{MA}(s) = \frac{0.01s + 0.02}{s^2 + 0.01s + 0.001} \quad (3.28)$$

とした。

次に適合周波数を  $\Omega_A = [10^{-5}, 0.0032, 1.0]$  rad/sec と決定した。ここで  $\Omega_A$  の周波数の間隔は対数スケールで選んでいる [68]。

以上の問題設定で周波数領域上における部分的モデルマッチング問題を解いたところ、 $\beta_1 = 1.64 \times 10^{-3}$  という PFC パラメータが得られた。

### 3.5.4 PID 制御器設計

次に PID 制御器を設計する。

まず、規範モデルを

$$G_{Mc}(s) = \frac{1}{2.37 \times 10^6 s^3 + 5.33 \times 10^4 s^2 + 400s} \quad (3.29)$$

と選んだ。これは、二項係数モデルと呼ばれるモデルであり、ここではオーバーシュートを防ぐためにこのモデルを撰択している [60]。なお、この規範モデルの位相交又周波数は  $\omega_{Mc} = 0.013$  rad/sec である。また、この規範モデルはゲイン余裕 19.1 dB、位相余裕 71.3 deg である。

次に、適合周波数を  $\omega_{Mc}$  より低周波側から選び [68]、 $\Omega_C = [10^{-5}, 10^{-4}, 10^{-3}]$  rad/sec とした。

以上の問題設定で部分的モデルマッチング問題を解いたところ、以下の PID 制御器パラメータが得られた。

$$k_p = 0.0118, k_i = 2.93 \times 10^{-5}, k_d = 0.968. \quad (3.30)$$

なお、ここでは微分要素は次の不完全微分により実現している。

$$k_d s = \frac{k_d s}{1 + \delta s}, \quad \delta = 10^3.$$

### 3.5.5 モデルマッチング精度の確認

ボード線図を用いて  $G_a(j\omega)C(j\omega)$  と  $G_{Mc}(j\omega)$  との間の適合精度を調べた。その結果を Fig.3.5 と Fig.3.6 に示す。Fig.3.5 はゲイン, Fig.3.6 は位相の適合精度を示しており, 両図共に実線が  $G_a(j\omega)C(j\omega)$ , 一点鎖線が  $G_{Mc}(j\omega)$ , ○印が適合周波数での  $G_a(j\omega)C(j\omega)$  を示している。

Fig.3.5 と Fig.3.6 より, わずか 3 点のマッチングにも関わらず広い周波数帯域にわたり良好なモデルマッチングが達成できていることがわかる。

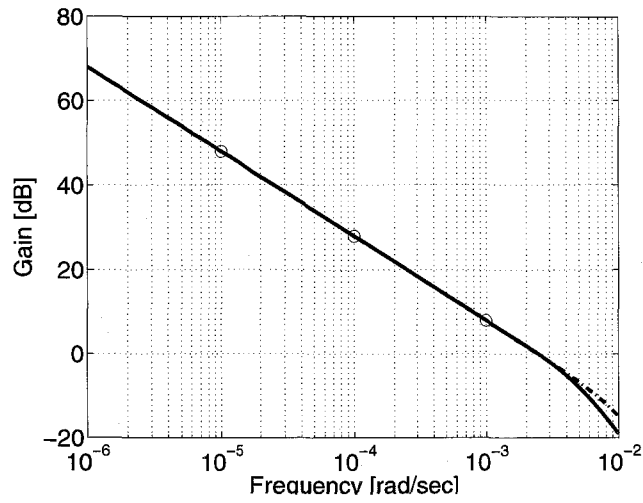


Fig. 3.5: Bode diagram(gain) of  $G_a(s)C(s)$  and  $G_{M_C}(s)$

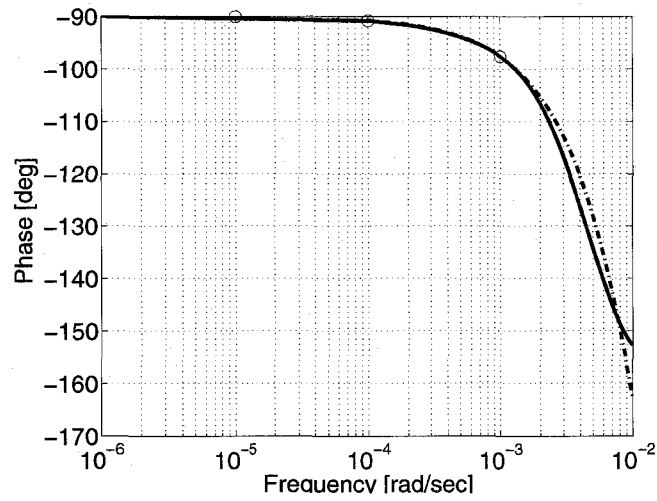


Fig. 3.6: Bode diagram(phase) of  $G_a(s)C(s)$  and  $G_{M_C}(s)$

### 3.5.6 制御結果

次に、目標値をステップ信号としたときの制御結果を示す。目標値信号  $r(t)$  は tank 1 の定常水位からの変位であり、 $r(t) = 40 \text{ mm}$  とした。Fig.3.7に出力, Fig.3.8に制御入力を示す。Fig.3.7 では実線が制御出力, 破線が規範モデルの出力を表している。

Fig.3.7 より、過渡応答は良好であることがわかる。しかしながら、1250 ~ 2000 sec の区間で出力が乱れている。これは、この実験では本来は tank 1 と干渉のある tank 3 の特性を無視して設計していることが原因の一つと考えられる。

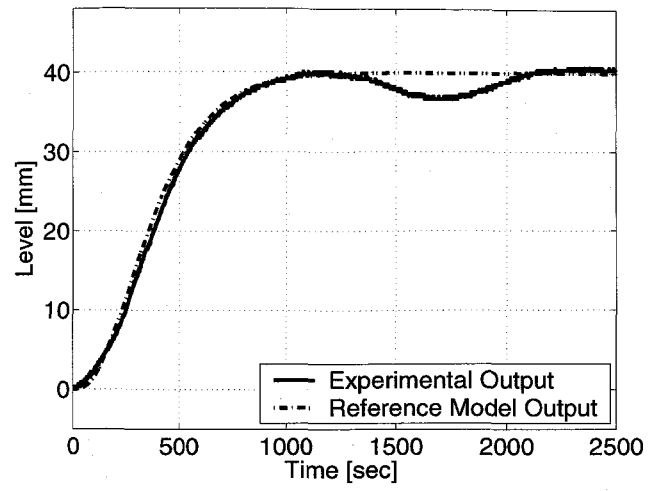


Fig. 3.7: Control output

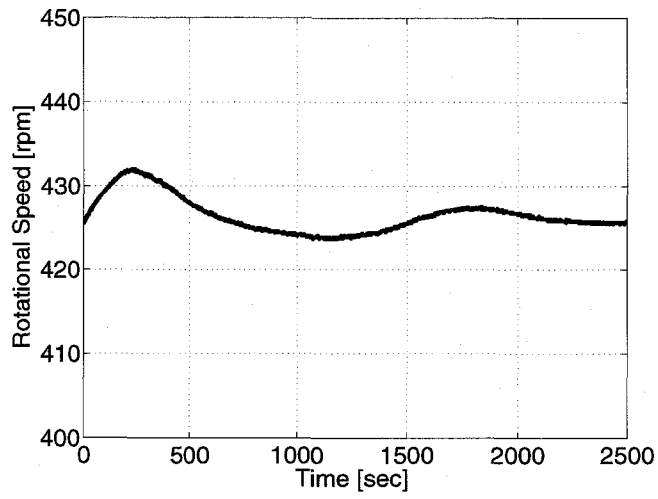


Fig. 3.8: Control input

## 3.6 結言

本章では、周波数領域域での部分的モデルマッチング手法により PFC を設計し拡大系の ASPR 性を保証した上で、安定な PID 制御系を設計する手法について考察した。また、本手法の有効性を 3 タンク水位システムにより検証した。

# 第4章 周波数領域上での部分的モデルマッチングの音場制御への適用

## 4.1 緒言

第2章ではMIMO系に対する周波数領域上での多変数PID制御系設計法について述べ、続く第3章ではPFCを用いた安定性の改善を行った。第2,3章ではフィードバック制御器の設計手法について述べたが、目標値追従と同時に外乱抑制までも制御目的とする場合、フィードバック制御器だけでは厳密には目的を達成できない。この問題を改善するため、本章では2自由度(2 degree of freedom, 2-DOF)制御系設計について述べる。

さらに、前章までに扱った制御対象はプロセス系であり、その周波数応答は2章で示した3タンク水位システムの周波数応答(Fig.2.12)に見られるように比較的low周波数域で高いゲインを示し、high周波域になるに従い滑らかに低ゲインとなる。ところが、現実には広範囲の周波数帯域で複雑な周波数応答を示す制御対象が存在する。

広い周波数帯域にわたって高いゲインを示す制御対象の一つとして音場がある。音場とは音源から放射された音が伝わる空間のことであり、一般に室内における物体や壁面での音の反射、回折などの影響をも含めて考える。また、屋内における音場の音響特性はしばしば室内伝達関数(Room Transfer Function, RTF)を用いて表される。音を制御対象として考えると、人間の可聴域を考慮して約20 Hzから20 kHzまでの広範囲に渡る周波数帯域を制御対象としなければならない。その入出力関係も複雑となる。また、近年のDSPの低価格化、高性能化により家庭でも安価で手軽に楽しめるオーディオシステムが開発されている。通常受聴環境では雑音が存在するので、良好な聴感を得るには外乱除去と同時にスピーカから受聴者の耳までの伝達特性を理想的なものとする2-DOF制御を行う必要がある。そこで本章では広い周波数領域で複雑な周波数応答を示す制御対象の2-DOF制御系設計の例として、音場制御について考える。

次に音場制御の概要を述べる。音場制御とは、反射音や残響音などの音場特性や騒音の影響を適当な方法で改善することを目的とするものである。例えば、空調設備や自動車、飛行機において騒音を抑制し室内の静穏化を図ることや、コンサートホールの音響特性の制御、ホームシアターにおいて所望の音場特性を再現するといった応用が考えられる。例えば、頭部伝達関数(Head Related Transfer Function,



HRTF) [34] や逆システム [47] [48] [75] を用いたフィードフォワード制御によって、与えられた再生音場の特性を理想とする特性に近づける音場制御が実現されてきた。例えば、コンサートホールなどの理想とする音場特性のインパルス応答を実時間で畳み込むことで所望の音場特性を再現することが可能である [51] [52]。しかし、このようにして作られた音場はスピーカの特性や再生する部屋の音場特性、騒音に大きな影響を受けるため、再生された音場が理想の音場とは異なったものとなる場合がある。従って、再生する音場の特性を考慮し、特性変動を補償するフィードバックを用いた音場制御が必要となる。特に外因性の騒音を抑制するにはフィードバック制御が必須である。この時、構成された系の安定性を保証するには再生する音場の特性が必要となるが、一般に音場特性は広い周波数帯域を有し非常に複雑なものとなるため、音場特性を数式モデルで正確にモデリングすることは現実的ではない。そこで、測定した周波数応答をそのまま制御系設計に利用できれば、音場制御系設計におけるモデリングに関する制約を緩和することになると考えられる。これはまさに前章までに扱ってきた要件であり、音場制御においても部分的モデルマッチングにもとづくアプローチが有用であると期待させるものである。実際、板山らはこの手法を適用してモノラルな音場において騒音抑制を行う制御系設計手法を提案しているが [57]、そこでは音場制御のみが議論されており、騒音の影響については考慮されていない。そこで本章では、周波数領域上での部分的モデルマッチング手法により 2-DOF 制御系のパラメータを決定することで音場制御と同時に騒音抑制を行う制御系設計手法を提案する。

本章の構成は以下の通りである。まず 4.2 節で考察する問題を記述し具体的な制御系設計手法を述べる。4.3 節では、4.2 節で述べた制御系設計手法の有効性を検証するために行った実験について述べる。最後に 4.4 節で結言を述べる。

## 4.2 問題設定

本章では制御対象とする音場を  $m$  入力  $m$  出力の線形なシステムと考え、Fig.4.1 に示す制御系を構成し音場制御を行う。

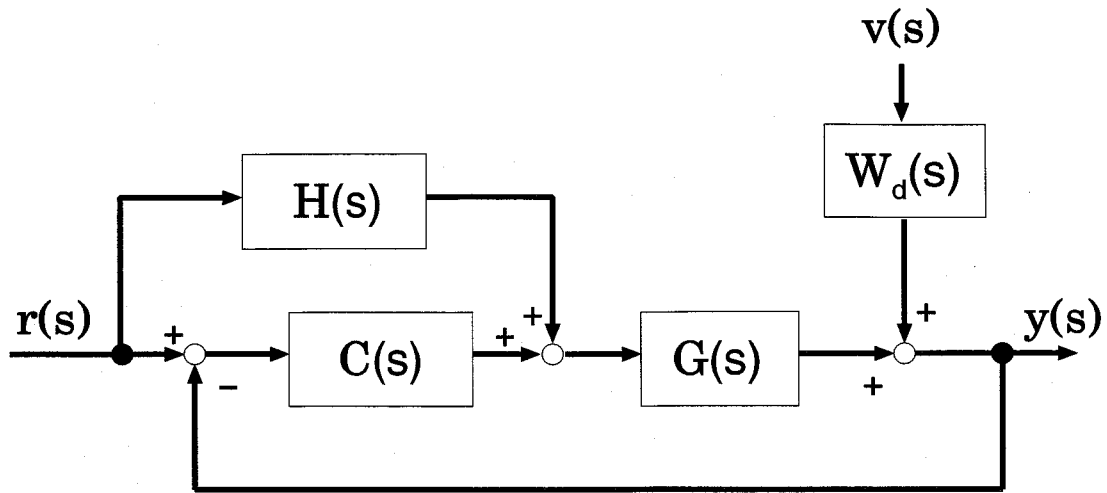


Fig. 4.1: Block Diagram of Control System

ここで  $G(s)$  は部屋の RTF であり

$$G(s) = [g_{ij}(s)], \quad i, j = 1, 2, \dots, m \quad (4.1)$$

と表される  $m \times m$  の伝達関数行列とする。ここで  $g_{ij}(s)$  は  $G(s)$  の  $(i, j)$  番目の要素であり安定かつプロパーな伝達関数であるとする。同様に  $C(s)$ ,  $H(s)$  は線形コントローラを表し

$$C(s) = \begin{bmatrix} n_{c_{ij}}(s) \\ d_{c_{ij}}(s) \end{bmatrix}, \quad i, j = 1, 2, \dots, m \quad (4.2)$$

$$H(s) = \begin{bmatrix} n_{h_{ij}}(s) \\ d_{h_{ij}}(s) \end{bmatrix}, \quad i, j = 1, 2, \dots, m \quad (4.3)$$

とする。ここで  $d_{c_{ij}}(s)$ ,  $d_{h_{ij}}(s)$  は適当に与えられる安定な分母多項式であり,  $n_{c_{ij}}(s)$ ,  $n_{h_{ij}}(s)$  は

$$d_{c_{ij}}(s) = \sum_{l=1}^{N_c} c_{ijl} s^{N_c-l} \quad (4.4)$$

$$d_{h_{ij}}(s) = \sum_{l=1}^{N_h} h_{ijl} s^{N_h-l} \quad (4.5)$$

とする。  $c_{ijl}$ ,  $h_{ijl}$  はコントローラのパラメータを表し以下で値を求めるものであり,  $N_c$ ,  $N_h$  はこれらパラメータの数である。また音源からの信号を  $r(s)$ , マイクロフォンで測定される信号を  $y(s)$ , 騒音伝達関数を  $W_d(s)$ , 騒音源の信号を  $v(s)$  とする。

さて、本章ではこの制御対象に対して騒音抑制及び音源から受聴点までの音場特性を所望の特性に近づけることを制御目的とする。  $I_m$  を  $m \times m$  の単位行列、  $Q(s)$  を閉ループ系の一巡伝達関数

$$\begin{aligned} Q(s) &= G(s)C(s) \\ &= [q_{ij}(s)] \\ &= \left[ \sum_{p=1}^m g_{ip}(s)c_{pj}(s) \right], \quad i, j = 1, 2, \dots, m \end{aligned} \quad (4.6)$$

とする。また  $Q_0(s)$  を

$$Q_0(s) = I_m + Q(s) \quad (4.7)$$

とし  $Q_0(s)$  が正則であると仮定する。このとき

$$Q_{yr}(s) = Q_0^{-1}(s)G(s)(C(s) + H(s)) \quad (4.8)$$

$$Q_{yv}(s) = Q_0^{-1}(s)W_d(s) \quad (4.9)$$

とおくと、  $r(s)$ 、  $v(s)$  から  $y(s)$  への伝達特性は次式で表される。

$$y(s) = Q_{yr}(s)r(s) + Q_{yv}(s)v(s). \quad (4.10)$$

次に式 (4.8)(4.9) を用いて表される Fig.4.1 に等価なシステムを Fig.4.2 に示す。

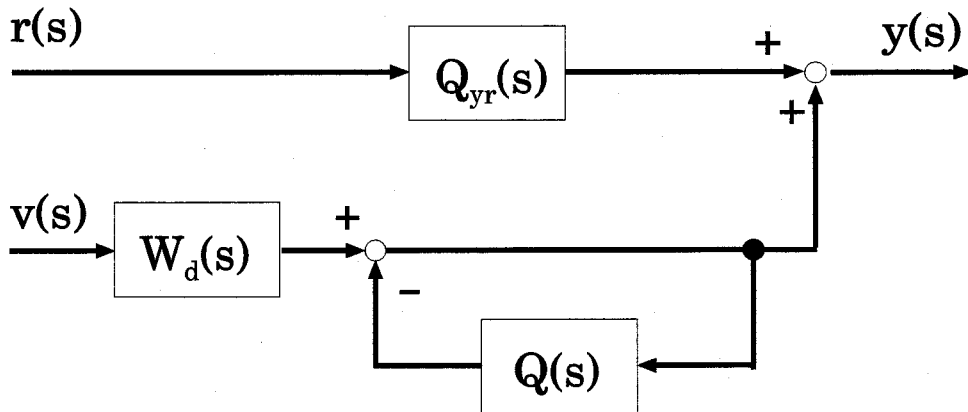


Fig. 4.2: Block Diagram of Control System

今、このシステムと同じ構造を有し、音源からの入力  $r(s)$  と騒音  $v(s)$  に対する出力  $y_M(s)$  が所望の特性を有するような規範システム Fig.4.3 が与えられたとする。この時、制御器  $C(s)$  と  $H(s)$  は  $Q(s)$  と  $G_{MC}(s)$ 、及び  $Q_{yr}(s)$  と  $G_{MH}(s)$  の間で先の第 2 章で述べた周波数領域上での部分的モデルマッチング問題を解くことにより得られる。

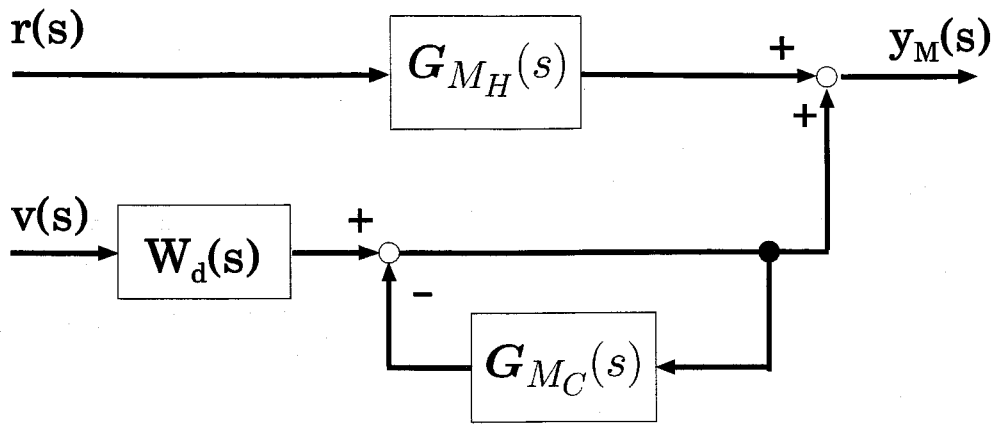


Fig. 4.3: Block Diagram of Reference System

ところで,  $C(s)$  が与えられた時

$$\tilde{G}(s) = Q_0^{-1}(s)G(s)$$

とおき式 (4.8) を

$$\tilde{G}(s)H(s) = Q_{yr}(s) - \tilde{G}(s)C(s)$$

と変形する. さらに

$$\tilde{G}_{MH}(s) = G_{MH}(s) - \tilde{G}(s)C(s)$$

とおいて上の 2 式を比較すると,  $Q_{yr}(s)$  を  $G_{MH}(s)$  に近づけることは  $\tilde{G}(s)H(s)$  を  $\tilde{G}_{MH}(s)$  に近づけることと等価であることが分かる. これより,  $H(s)$  の調整は第 2 章で述べられた  $C(s)$  の調整と形式的に同じ問題に変換できる. 従って, Fig.4.1 のような 2-DOF 制御系の制御器パラメータを調整するには,  $C(s)$ ,  $H(s)$  の順に同様の部分的モデルマッチング問題を解けばよい.

## 4.2.1 規範モデルの選定指針

### $G_{MC}(s)$ について

パーソナルコンピュータや換気扇のファンの騒音などは音源の特性によって離散的な周波数において特に強いパワーを有することが多いことが知られている [76]. そこで本章では, ある 1 つの周波数において極端に強いパワーを有する定常的な騒音を pure-tone noise と呼ぶこととし, このような騒音を考察の対象とする. 騒音のモデルとしては  $v(s)$  を白色雑音と考え騒音の特徴を既知とし  $2 \times 1$  の騒音伝達関数行列  $W_d(s)$  で表す.

さて, 騒音の影響を低減するには, 騒音伝達特性  $Q_0^{-1}(s)W_d(s)$  の感度を抑制するように  $G(s)C(s)$  を設計すればよい. 従って制御目的を表現する規範モデル

$G_{MC}(s)$  には  $(I_m + G_{MC}(s))^{-1}W_d(s)$  が十分騒音伝達特性を抑制するものを選ぶばよい. 例えば  $\|G_{MC}(j\omega)\| \approx k\|W_d(j\omega)\| (k \in R^+, \forall \omega \in R^+)$  とするような最小位相の伝達関数を  $G_{MC}(s)$  に選べば, 適当な  $k$  において所望の特性が得られることを期待できる. そこで本章では, 対角成分に  $W_d(s)$  のゲイン特性に近い特性をもつ最小位相の伝達関数を有する対角行列として  $G_{MC}(s)$  を次のように定義した.

$$G_{MC}(s) = \text{diag} [g_{MC_{ii}}(s)] = \text{diag} \left[ \frac{n_{c_{ii}}(s)}{d_{c_{ii}}(s)} \right], \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (4.11)$$

ただし  $n_{c_{ii}}(s), d_{c_{ii}}(s)$  は既知の  $W_d(s)$  および所望の制御性能に応じて適当に決定されるものである.

### $G_{MH}(s)$ について

本章では前周波数帯域を均一に通過させる「フラット」な特性を所望の特性とする. 一般に高周波域がなだらかに低下するほうが自然な印象を受けるので, ここでは  $G_{MH}(s)$  はその対角成分が高周波域に傾斜をつけた安定有理多項式となる対角優勢行列と選定することとした.

$$G_{MH}(s) = \left[ \frac{\gamma_{ij}}{s + c_{H_{ij}}} \right], \quad i, j = 1, 2, \dots, m. \quad (4.12)$$

ここで  $\gamma_{ij}, c_{H_{ij}}$  は所望の特性を考慮して適当に決定されるパラメータである. 受聴者が自身の嗜好に合わせて音の大きさを適宜調整することを考え, 制御器は通過特性を「フラット」にするが音の大きさの調整はしないこととした. 従って  $\gamma_{ij}$  の値は非制御時の系の平均的なゲインになるように選ぶものとする.

## 4.2.2 評価関数

一般的に音場制御の対象とする周波数帯域は約 20 Hz ~ 20 kHz の広い帯域である一方, 人間の聴覚特性は数 dB 程度のゲインの変動や, 高周波成分の位相を知覚しないという性質がある [77]. このことから, 対象の特性を規範モデルの特性に厳密に一致させなくとも音場制御の目的を達成可能な場合があると考えられる. そこで, 本章では式 (2.18) の評価関数に人間の聴覚特性を考慮して不感帯を導入する.

まずフィードバック制御器について説明する.

評価関数は前章までと同様, 適当に選定された有限個の周波数からなる適合周波数において規範モデルと制御系の周波数特性の距離を測るものとする. 適合周波数の集合をこれまでと同様に

$$\Omega_{C_i} = [\omega_{C_i}], \quad l = 1, 2, \dots, N_{C_i} \quad (4.13)$$

と定義する. 不感帯を表す関数として, 幅  $\delta_{ij}$  を持つ次の関数を定義する.

$$f(x, y) = \begin{cases} x, & x \geq y \text{ [dB]} \\ 0, & x < y \text{ [dB]} \end{cases}, \quad (4.14)$$

$$\Delta_{ij}(\omega) = \frac{|q_{ij}(j\omega) - g_{MC_{ij}}(j\omega)|^2}{|g_{MC_{ij}}(j\omega)|^2 + \eta}. \quad (4.15)$$

ここで  $q_{ij}(s)$ ,  $g_{MC_{ij}}(s)$  はそれぞれ  $G(s)C(s)$ ,  $G_{MC}(s)$  の  $i, j$  成分を表し,  $\eta$  は十分小さな正定数である.

以上を用いて  $\Omega_{C_i}$  における評価関数を次のように定義する.

$$J_{C_i}(\omega) = \sum_{j=1}^m f(\Delta_{ij}(\omega), \delta_{ij}), \quad \omega \in \Omega_{C_i}. \quad (4.16)$$

式 (4.16) を  $\omega \in \Omega_{C_i}$  および  $i$  について加え合わせ, 評価関数  $J_C$  を次のように定義する.

$$J_C = \sum_{\omega \in \Omega_{C_i}} \sum_{i=1}^m J_{C_i}(\omega). \quad (4.17)$$

$H(s)$  についても全く同様に評価関数と適合周波数集合を定義し, それぞれ  $J_H$ ,  $\Omega_{H_i}$  などと表す.

### 4.2.3 制約条件

Fig.4.1 のように構成されたフィードバック制御系では構成された系の安定性を保証する必要がある. そこで前章までと同様に Rosenbrock の安定定理に基づいて対角, 非対角の制約条件周波数集合  $\Omega_{d_i}$ ,  $\Omega_{nd_i}$  上で以下の制約条件を考える.

$$|g_{MC_{ii}}(j\omega) - q_{ii}(j\omega)|^2 \leq \zeta_i |g_{MC_{ii}}(j\omega)|^2, \quad \forall \omega \in \Omega_{d_i}, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (4.18)$$

$$|1 + q_{ii}(j\omega)|^2 \geq \alpha_i \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m |q_{ij}(j\omega)|^2, \quad \forall \omega \in \Omega_{nd_i}, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (4.19)$$

ただし  $\zeta_i$ ,  $\alpha_i$  は以下を満足するように決定する.

$$0 < \zeta_i \leq \sqrt{\left|1 + \frac{1}{g_{MC_{ii}}(j\omega)}\right|}, \quad \forall \omega \in \Omega_{d_i}, \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad (4.20)$$

$$1 < \alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (4.21)$$

フィードフォワード補償器  $H(s)$  は安定に設計されているので,  $H(s)$  の設計には制約条件を考える必要はない.

### 4.2.4 パラメータの導出

以上をまとめると,  $m$  入出力制御系のコントローラパラメータは, 以下の手順で求めることができる.

1. 制御系の所望の特性を有する規範モデルを決定する.
2. それぞれの周波数帯域から適合周波数集合, 対角, 非対角制約条件周波数集合を選ぶ.
3. 適当なパラメータ  $\delta_{ij}, \alpha_i, \eta$  を選定する.
4. 制約条件式 (4.18)(4.19) のもとで評価関数式 (4.17) を最小化する不等式制約条件付最適化問題を解く.

なお, 最適化問題を解くにあたっては, MathWorks 社 MATLAB および Optimization Toolbox [70] を用いた.

### 4.3 実験

前節で提案した手法の有効性を確かめるため, 実験を行った. Fig.4.4,4.5, Table 4.1 に装置の概略とその配置及び諸元を示す.

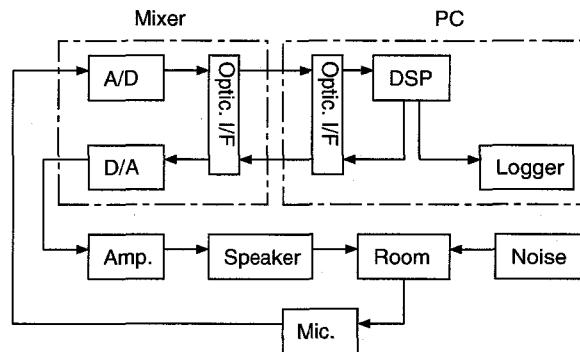


Fig. 4.4: Experimental System Equipment

Table 4.1: Specification

DSP	MTT DSP6067/AP2190
Mixer	Fostex Digital Mixer VM-88
Mic.	Primo EMU-4740
Speaker	Bose 464
Amp.	Bose 1200VI
PC1/PC2	IBM-PC

実験に用いたのは 2 入力 2 出力の音場である. 再生音場として 6 m 四方, 高さ 2.7 m の一般的な居室を選び, 室内に 2 つのスピーカを間隔 2.5 m で設置した. 受聴点

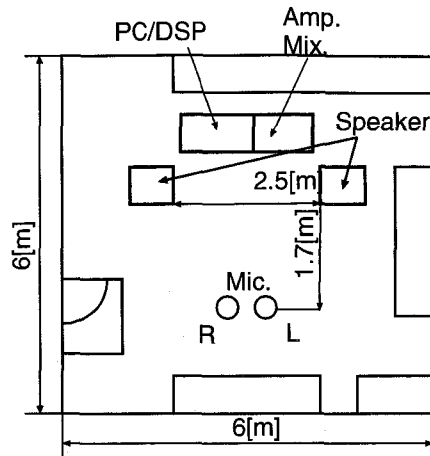


Fig. 4.5: Experimental Room (Sound Field)

を2つのスピーカから1.7 m ずつの等距離の地点とし、2本の収録用マイクロフォンを設置し用いた。マイクロフォンで検出されたアナログ信号はデジタルミキサにおいて44.1 kHzで24 bitのデジタル信号にサンプリングされDSPで処理される。再生音源および制御信号は再度デジタルミキサに送られアナログ信号に変換された後、アンプで増幅されスピーカで再生される。DSPで処理される信号はPC上のメモリに記録される。Fig.4.4におけるミキサ(Mixer)およびアンプ(Amp.)、スピーカ(Speaker)、再生音場(Room)、マイクロフォン(Mic.)がFig.4.1における制御対象 $G(s)$ に相当し、制御器 $C(s)$ 、 $H(s)$ はDSPに実装される。制御対象の入力(Fig.4.1中 $u$ )はDSPからのデジタル音信号でありスピーカへの指令電圧[V]に対応し、出力(Fig.4.1中 $y$ )はマイクロフォンで測定された電圧[V]をサンプリングして得られるデジタルな音信号である。ただしこれらの信号はアンプによって実験対象に合わせて十分な分解能が得られるように適当にスケールされたものである。

提案手法による制御系設計手法には部屋の伝達特性が必要となる。そこで、時間引き伸ばしパルス(Time Stretched Pulse, TSP) [58]を用いてインパルス応答を測定しこれを変換することでRTFを同定することなく部屋の伝達特性を得ることとした。詳しい測定方法は文献[58]に倣って行った(TSPの概略は付録参照)。実際に測定されたインパルス応答をFig.4.6に示す。また周波数領域での応答をFig.4.7に示す。



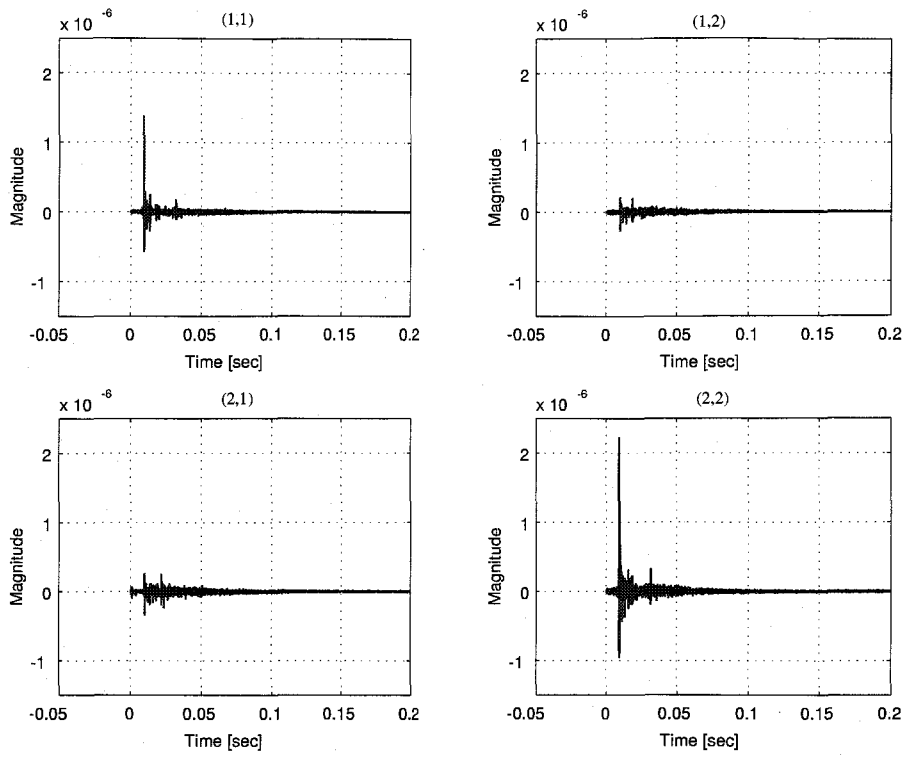


Fig. 4.6: Impulse Response of the Listening Room

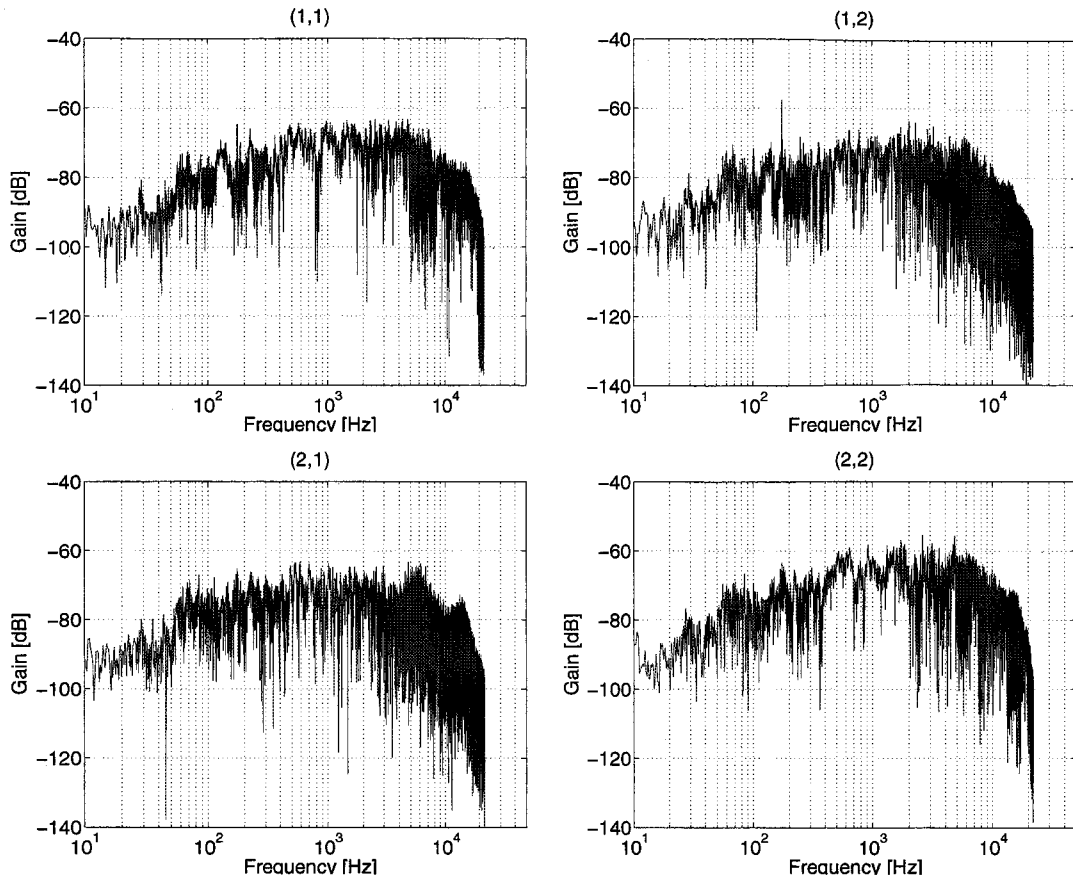


Fig. 4.7: Frequency Response of the Listening Room

Fig.4.7 より, 対象とする音場の周波数特性は全体に緩く山なりの通過特性があること, 特に低い周波数帯域での通過特性が悪いことが分かる. なおこれらの特性はスピーカやマイクロフォンの特性を含んだ系の特性になっていることに注意されたい. また, pure-tone noise の例として 500 Hz の正弦波信号を加法的な外乱として印加した. 具体的にはスピーカの信号に重畳される雑音として印加した.

規範モデルには, ゲイン特性に 500 Hz のピークを有する  $G_{MC}(s)$  と可聴域で Fig.4.7 と同程度のゲイン特性を有し 10 kHz を超える高周波側で十分に減衰する  $G_{MH}(s)$  を設計し, 次のように定めた.  $G_{MC}(s)$  の対角成分と  $G_{MH}(s)$  のゲイン特性を Fig.4.8 と Fig.4.9 に示す.

$$G_{MC}(s) = \begin{bmatrix} \frac{1.257 \times 10s - 1.0 \times 10^{-2}}{s^2 + 3.142s + 9.870 \times 10^6} & 0 \\ 0 & \frac{1.257 \times 10s - 1.0 \times 10^{-2}}{s^2 + 3.142s + 9.870 \times 10^6} \end{bmatrix}, \quad (4.22)$$

$$G_{MH}(s) = \begin{bmatrix} \frac{9.797 \times 10}{s + 1.256 \times 10^4} & \frac{5.041 \times 10}{s + 1.256 \times 10^4} \\ \frac{4.675 \times 10}{s + 1.256 \times 10^4} & \frac{1.229 \times 10^2}{s + 1.256 \times 10^4} \end{bmatrix}. \quad (4.23)$$

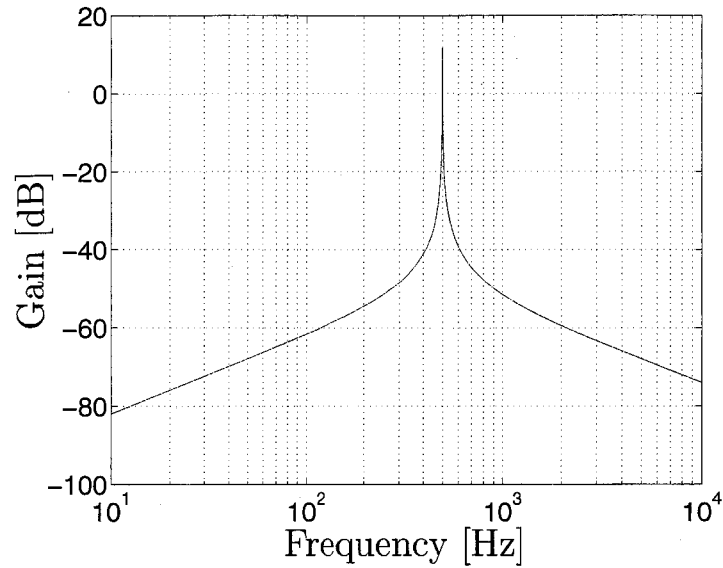


Fig. 4.8: Desired Frequency Response of Feedback System

連続系での制御器の分母多項式は規範モデルのものを用いて次のように定め、Table 4.2 に示す諸パラメータのもとで提案手法をもとに制御器のパラメータを求めた。

$$d_{c_{ij}}(s) = s^2 + 3.142s + 9.870 \times 10^6 \quad (4.24)$$

$$d_{h_{ij}}(s) = (s + 1.256 \times 10^4)d_{c_{ij}}(s) \quad (4.25)$$

$$i, j = 1, 2 .$$

Table 4.2: Parameters of Partial Model Matching on Frequency Domain

$\Omega_{H_i}, (i = 1, 2)$	[31.64, 133.5, 498.4, 500.1, 501.8, 562.4, 2371, 10000] [Hz]		
$\Omega_{C_i}, \Omega_{d_i}, \Omega_{nd_i}, (i = 1, 2)$	160.2, 500.0, 1000 [Hz]		
$\delta_{ij}, (i, j = 1, 2)$	3 [dB]	$\eta$	0.001
$\alpha_i, (i = 1, 2)$	0.9	$\zeta_i (i = 1, 2)$	1.0

ところで、提案手法で得られる制御器は連続時間系のものであるが、実験装置ではミキサのサンプラとホールダにおいて連続時間の音信号とデジタルな離散時間信号の間の変換を行い DSP において処理している。そこで制御器も離散時間系に変換して用いることとした。実験においてはサンプリング周波数に比べ低い周波数の騒音を対象としており、連続時間系の制御器を離散時間近似したものを用いても少なくとも騒音抑制においては十分な性能が得られると期待できる。実際に提

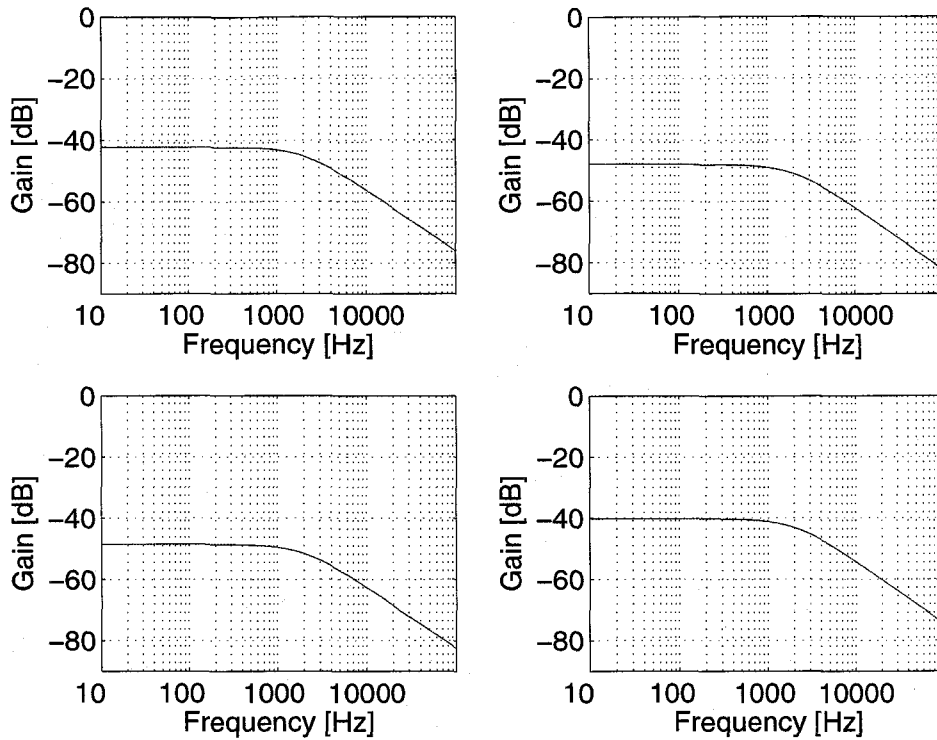


Fig. 4.9: Desired Frequency Response of Feedforward System

案手法によって得られた連続時間系の制御器を双一次変換によって離散化した制御器は式 (4.26) と式 (4.27) のようになった。

$$C(z) = \begin{bmatrix} \frac{0.06103z^{-2}-0.1191z^{-1}+0.05810}{0.9999z^{-2}-1.995z^{-1}+1.000} & \frac{-0.01424z^{-2}+0.029481z^{-1}-0.01524}{0.9999z^{-2}-1.995z^{-1}+1.000} \\ \frac{0.009719z^{-2}-0.01543z^{-1}+0.005717}{0.9999z^{-2}-1.995z^{-1}+1.000} & \frac{0.04137z^{-2}-0.08398z^{-1}+0.0426}{0.9999z^{-2}-1.995z^{-1}+1.000} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

$$H(z) = \begin{bmatrix} \frac{-0.6981z^{-3}+2.327z^{-2}-2.563z^{-1}+0.9354}{-0.7504z^{-3}+2.497z^{-2}-2.745z^{-1}+1.000} & \frac{-0.01196z^{-3}-0.02053z^{-2}+0.01887z^{-1}-0.005404}{-0.7504z^{-3}+2.497z^{-2}-2.745z^{-1}+1.000} \\ \frac{-0.01196z^{-3}+0.04016z^{-2}-0.04469z^{-1}+0.01649}{-0.7504z^{-3}+2.497z^{-2}-2.745z^{-1}+1.000} & \frac{0.007060z^{-3}-0.02053z^{-2}-2.604z^{-1}+0.9491}{-0.7504z^{-3}+2.497z^{-2}-2.745z^{-1}+1.000} \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

### 4.3.1 実験結果

次に得られた上記の制御器を用いて実験を行った結果を示す。

まず騒音抑制特性を調べるため  $r(t) = 0$  とした時の応答を計測した。実験開始から 1.5 sec までは制御を行わず, 1.5 sec 以降制御を行うこととした。この時のマイクロフォンで計測されるシステムの入力  $y(t)$  の時刻歴応答を Fig.4.10 に示す。横軸は実験開始からの時間, 縦軸はマイクロフォンで計測された電圧信号を D/A 変換し読み出した値である。この図から騒音の振幅が  $\frac{1}{5}$  以下に抑制されているこ

とが分かる。また、実験にマイクロフォンで測定された音信号を試聴したところ制御開始後直ちに騒音が十分に抑制されていることが確認された。

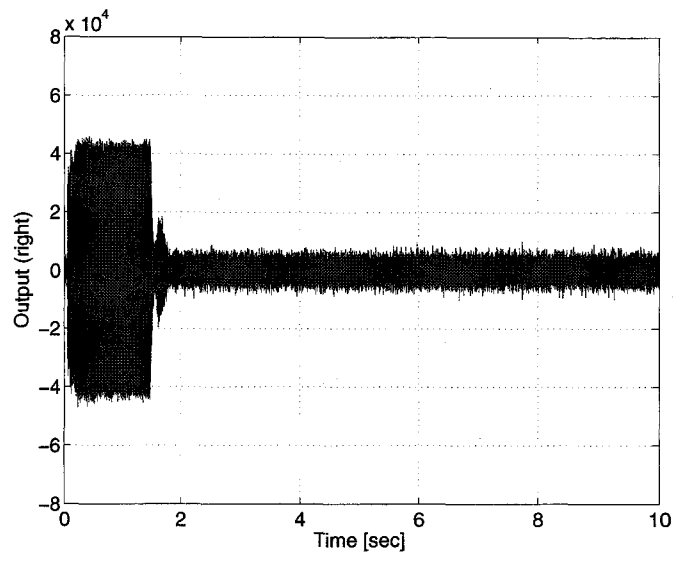
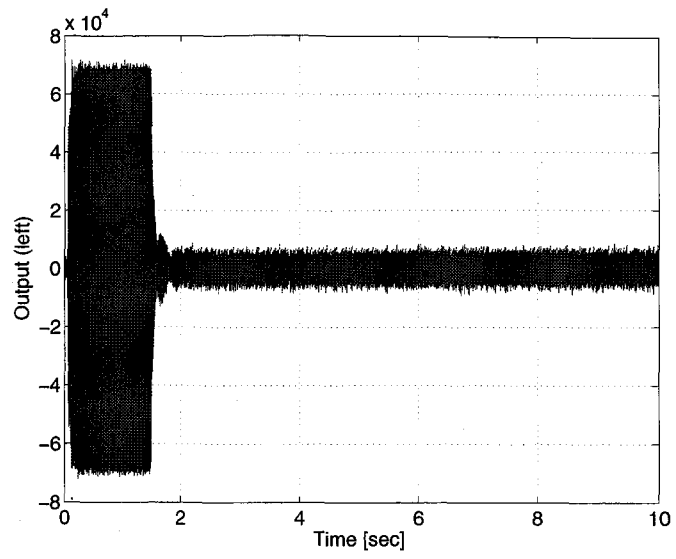


Fig. 4.10: Noise Reduction

次に音響特性の改善を見るために  $r(t)$  に TSP 信号を加えフィードバックおよびフィードフォワード制御器によって制御された系の周波数特性を調べた. この結果を Fig.4.11 に示す. 非制御時の特性 (Fig.4.7) に比べ, 全体に「平坦」になっていること, また対角成分が非対角成分に比べ「持ち上がっている」ことが確認できる.

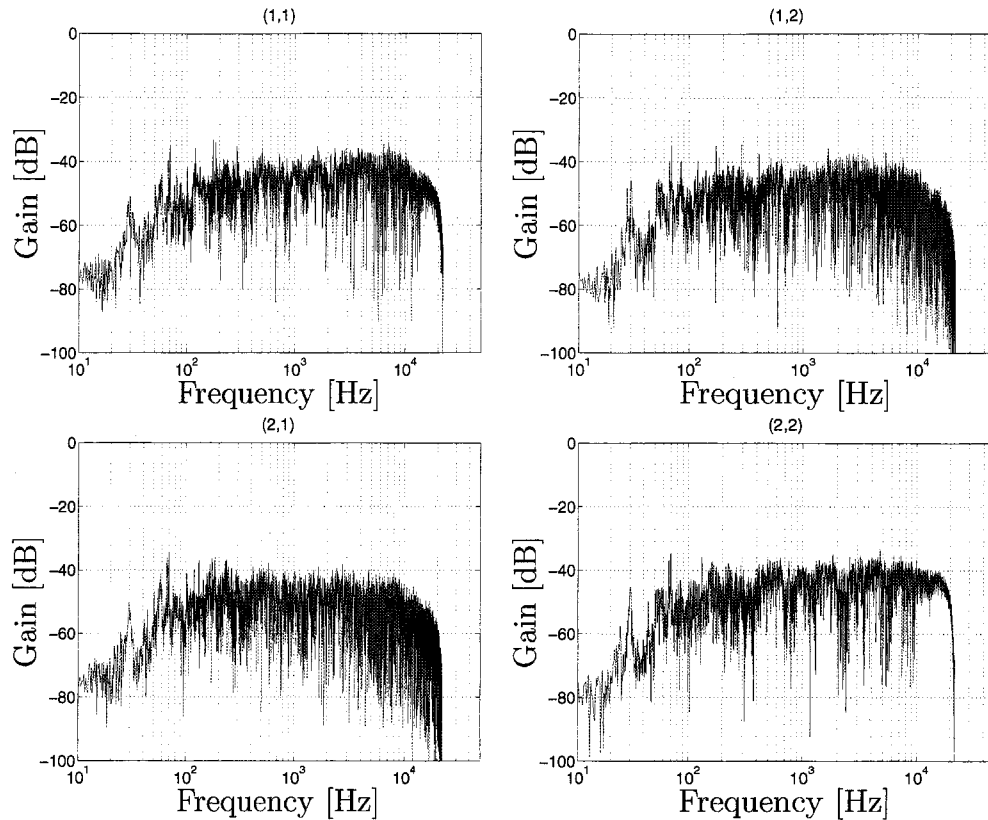


Fig. 4.11: Frequency Response of the controlled Room

このように通過特性の概形はよく制御できている一方, 低周波数帯域での通過特性の改善は十分ではなく, また高い周波数帯域での減衰が十分ではない. これについて次のように考察される.

Fig.4.7 で通過特性の十分でない低周波数域は 100 Hz 未満であるが, 用いたスピーカの再生周波数が公称値で 38 Hz ~ 35 kHz であり, 実験装置そのものの再生能力が十分でなかったことが原因で十分な改善が見られなかったと考えられる.

フィードフォワード制御器は騒音抑制を行うフィードバック制御系によって変化する入出力間の周波数特性を補償するように設計されるので,  $H(s)$  は  $C(s)$  に強く影響される. 本章では演算量の観点から  $H(s)$  に低次 (3 次) の制御器を用いることとしたため, 高周波数帯域において十分な性能を得ることができなかつたと考えられる. しかしながら, 高周波数帯域においても十分に「平ら」な通過特性が実現されているので, 例えば規範モデルを通過させた  $G_{MH}(s)v(s)$  を改めて入力とするような処理を施すことで, 所望の特性を実現できると考えられる.

TSP を用いた周波数特性の測定法は短時間の入出力関係を測定するものであり,

測定精度については検討が必要である。騒音抑制については十分な制御性能を得ることができたため本実験において対象とした比較的low周波数の騒音を抑制する意味では十分な精度を得ることができたと考えられるが、音響特性の改善において考慮した高い周波数帯域においては十分な制御性能が得られなかった可能性がある。

以上の結果より、提案手法によって設計された制御系によって良好な騒音抑制が達成された。また、騒音抑制と同時に音響特性についてもある程度は改善が得られたが、特性改善が可能な周波数帯域の拡大には改善の余地がある。



## 4.4 結言

本章では, pure-tone noise の存在下において音場制御を実現する制御系設計手法を提案し以下の結果を得た.

1. 騒音抑制と同時に対象とする周波数帯域を均一に通過させるような音場特性を実現する 2 自由度の音場制御系設計手法を提案した. この手法は複雑な数学モデルを用いることなく測定した音響特性データから制御器のパラメータを決定できる.
2. 提案手法の有効性を検証するために, 実際の実験装置を用いて提案手法を適用し 3 次の線形制御器を設計した. 実験の結果, pure-tone noise の騒音に対して有効であること, 再生音場の周波数特性を所望の特性にある程度近づけることが可能であった.

一方, 本章ではある 1 つの周波数でのみ極端に高いパワーを有する騒音のみを対象としているが, 実際の生活環境を考えると複数の周波数において高いパワーを有するような一般的な騒音に対する本手法の拡張が必要である. 次章ではそのような騒音に対する制御系設計手法について述べる.

## 4.5 付録: 時間引伸パルス (Time Stretched Pulse, TSP)

本章では文献 [58] に倣い, 再生音場の周波数特性を測定するために TSP 信号を用いた. 以下その概要を示す.

TSP 信号はインパルスの位相を周波数の 2 乗に比例して変化させ, 時間軸を引き伸ばした信号であり, 周波数領域上での単位 TSP 信号を次のように定義する.

$$X(n) = \begin{cases} \exp(j\frac{4m\pi n^2}{N_{TSP}}) & (0 \leq n \leq \frac{N_{TSP}}{2}) \\ X(N_{TSP} - n) & (\frac{N_{TSP}+1}{2} \leq n \leq N_{TSP}) \end{cases} \quad (4.28)$$

ここで  $N_{TSP}$  は信号の点数を示し, この点数のうち TSP 信号の実効部分の区間の割合を  $m$  によって定める. 本研究ではそれぞれ 66, 150 ならびに  $\frac{1}{4}$  とした. これは 44.1 kHz のサンプリング周波数のもとで 1.5 sec の同定信号に対応し, そのうち 0.375 sec の間, 音が再生される. また, 式 (4.28) の逆関数は

$$X^{-1}(n) = \begin{cases} \exp(-j\frac{4m\pi n^2}{N_{TSP}}) & (0 \leq n \leq \frac{N_{TSP}}{2}) \\ X(N_{TSP} - n)^{-1} & (\frac{N_{TSP}+1}{2} \leq n \leq N_{TSP}) \end{cases} \quad (4.29)$$

と与えられ, これを逆 TSP 信号と呼ぶことにする. 本研究では式 (4.28)(4.29) をそれぞれ 44.1 kHz のサンプリング周波数において逆離散フーリエ変換した時間領域での TSP 信号, 逆 TSP 信号 (それぞれ  $x(t)$ ,  $x^{-1}(t)$  と表記) を周波数特性の測定に用いることとした.

今, 伝達特性  $H(z^{-1})$  を有する系を考え, この系に  $x(t)$  を印加しその出力を  $y(t)$  とする. この時  $y(t)$  と  $x^{-1}(t)$  を畳み込むことで系のインパルス応答を得ることができる [58].  $y(t)$  の観測時に雑音が無視できない場合は, TSP 応答を複数回測定しその集合平均を用いることで雑音の効果を抑制することができる. 本研究では 10 回の TSP 応答の平均を用いてインパルス応答を求めた.

# 第5章 帯域分割した周波数領域上での部分的モデルマッチングによる音場制御

## 5.1 緒言

先の第4章では、第2章で述べた周波数領域における部分的モデルマッチングを用い、1つの周波数において極端に高いパワーを有する騒音 (pure-tone noise) の抑制ならびに、対象とする音場の特性を所望の特性に改善する2自由度 (2 Degree Of Freedom, 2-DOF) 制御系設計手法を提案した。この手法では、伝達関数のような数式モデルを用いることなく、制御対象の入出力データから直接的に線形制御器を求めることができる。

ところで、実際の生活環境における音場では pure-tone noise のような騒音よりも複数の周波数で高いパワーを有する騒音が存在することが一般的である。例えば一つの部屋の中でパーソナルコンピュータの冷却ファンの騒音と家電製品のモータからの騒音が同時に発生することが考えられる [40]。しかしながら、4章で示した手法をこのような騒音の抑制に直接用いるには、高次の制御器が必要になることが予想される。そこで本章では、複数の周波数で高いパワーを有する騒音を同時に抑制する制御器の簡易設計手法を提案する。

本章の構成は以下の通りである。まず5.2節で本章で議論する問題について述べる。続く5.3節で安定性を考慮した制御系設計手法を提案する。5.4節で提案手法の有効性を実験により検証し、5.5節でまとめとする。

## 5.2 問題設定

本章では Fig.5.1 のような  $m$  入出力音場制御系を考える。ここで  $\mathbf{r}(s)$ ,  $\mathbf{y}(s)$ ,  $v(s)$  はそれぞれ  $m$  次の規範入力信号,  $m$  個のマイクで收音する出力信号, 騒音信号を表す。また  $\mathbf{G}(s)$  は対象音場の伝達関数行列であり、次のように定義される。

$$\mathbf{G}(s) = [g_{ij}(s)], \quad i, j = 1, 2, \dots, m. \quad (5.1)$$

ここで  $\mathbf{G}(s)$  の各要素  $g_{ij}(s) (i, j = 1, \dots, m)$  は安定かつプロパーな伝達関数としている。また、 $F^k(s)$  と  $C^k(s) (k = 1, 2, \dots, m)$  はある周波数帯域におけるバンドパスフィルタと制御器であり、後に詳細を述べる。

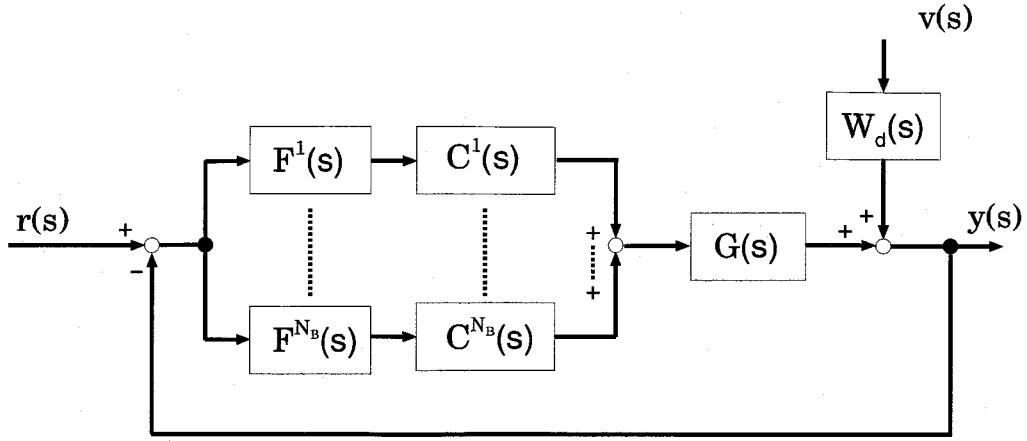


Fig. 5.1: Block Diagram of Control System

前章ではある 1 つの周波数において極端に強いパワーを有する定常的な騒音 (pure-tone noise) を考察の対象とした. ところが, 実際の生活環境では pure-tone noise のような特性の騒音よりも, 複数の周波数において極端に強いパワーを有する騒音が存在することが多い. そこで, 本章においてはそのような騒音を対象とし multiple-tone noise と呼ぶこととする. ここでは  $v(s)$  を白色雑音と考え騒音の特性を既知とし,  $m \times 1$  の騒音伝達関数行列  $W_d(s)$  でモデル化する.

本章では以上のように構成された系について, 騒音  $v(s)$  が出力  $y(s)$  へ与える影響を抑制することを目的とする. 以下に示すように  $N_B$  個のバンドパスフィルタとそれに対応する  $N_B$  個の制御器によるサブバンド化の手法を用いることで, 低次の制御器の組合せで高精度の音場制御を可能にすることを旨とする. この目的を達成するため, 対象とする周波数帯域をいくつかの帯域に分割することを考える. まず  $k$  番目の周波数帯域を

$$B^k = \{\omega \in \mathbf{R} | \omega_{k_{min}} \leq \omega < \omega_{k_{max}}\}, k = 1, 2, \dots, N_B \quad (5.2)$$

と定義する. また  $B^i \cap B^j = \phi (i \neq j)$  かつ  $\cup B^k (k = 1, 2, \dots, N_B)$  は対象とする周波数帯域を含むものとする. Fig.5.1 で  $F^k(s)$  は  $k$  番目の帯域  $B^k$  に対応する理想的なバンドパスフィルタである. また,  $C^k(s)$  は  $k$  番目の帯域  $B^k$  を対象とする制御器であり

$$C^k(s) = \left[ \frac{n_{c_{ij}}^k(s)}{d_{c_{ij}}^k(s)} \right], \quad i, j = 1, 2, \dots, m, k = 1, 2, \dots, N_B \quad (5.3)$$

と定義される. 上式において  $d_{c_{ij}}^k(s)$  は適当に与えられる安定な分母多項式であり,  $n_{c_{ij}}^k(s)$  は

$$n_{c_{ij}}^k(s) = \sum_{l=1}^{N_c^k} c_{ijl}^k s^{N_c^k - l}, \quad i, j = 1, 2, \dots, m, k = 1, 2, \dots, N_B \quad (5.4)$$

である. ここで  $c_{ij}^k$  は以下で設計されるコントローラパラメータである. 次に  $k$  番目の周波数帯域におけるシステムの一巡伝達関数  $Q^k(s)$  を

$$\begin{aligned} Q^k(s) &= G(s)C^k(s)F^k(s) \\ &= [q_{ij}^k(s)], \quad i, j = 1, 2, \dots, m, \quad k = 1, 2, \dots, N_B \end{aligned} \quad (5.5)$$

と定義する. さらに,  $I_m$  を  $m \times m$  の単位行列とし,  $Q_0^k(s)$  を

$$Q_0^k(s) = I_m + Q^k(s), \quad k = 1, 2, \dots, N_B \quad (5.6)$$

と定義すると  $v(s)$  から  $y(s)$  までの伝達特性  $Q_{yv}(s)$  は  $Q_0^k(s)$  が正則であるならば

$$Q_{yv}(s) = \sum_{k=1}^{N_B} (Q_0^{k-1}(s)) W_d(s) \quad (5.7)$$

である. これより  $r(s) = 0$  のとき出力信号  $y(s)$  は次式で表される.

$$y(s) = Q_{yv}(s)v(s). \quad (5.8)$$

よって Fig.5.1 と等価なシステムは以下の Fig.5.2 のようになる.

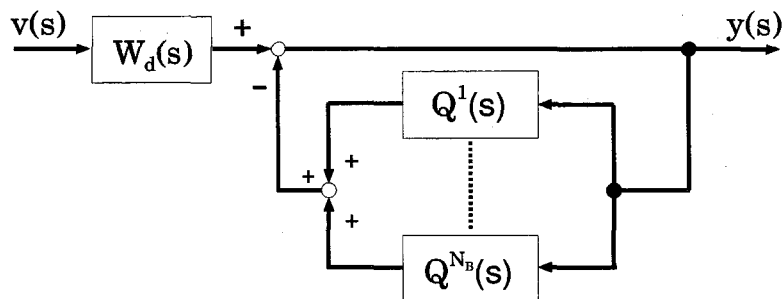


Fig. 5.2: Block Diagram of Control System

ここで, 実際の  $F^k(s)$  がなだらかな減衰域特性を有している場合, 隣り合う2つの  $F^k(s)$  が帯域の境界において系の特性に影響を与える可能性が考えられる. しかし, ここで対象とする multiple-tone noise の場合, 帯域の境界は騒音抑制においてほとんど寄与しないと考えられ, 安定性を損なわないよう適当に  $F^k(s)$  を設計できる.

式 (5.8) より, 騒音抑制を達成するには  $v(s)$  の  $y(s)$  への影響が少なくなるよう  $Q_{yv}(s)$  を適切に設計する. すなわち, コントローラ  $C^k(s)$  を適切に設計すればよい. ここで,  $k$  番目の周波数帯域で所望の特性を示す一巡伝達関数  $G_{MC}^k(s)$  ( $k = 1, 2, \dots, N_B$ ) を含んだ規範システムを Fig.5.3 に示す.

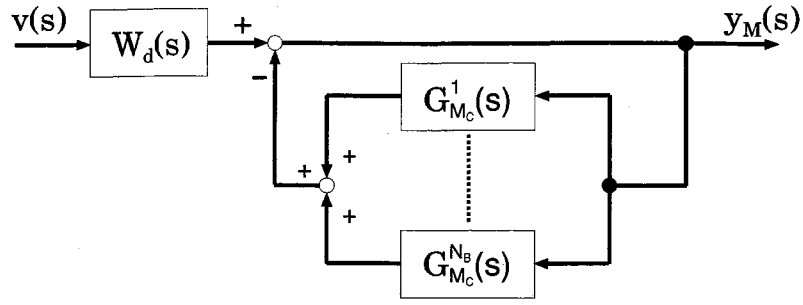


Fig. 5.3: Block Diagram of Reference System

Fig.5.3 において規範モデル  $G_{M_C}^k(s)$  は

$$G_{M_C}^k(s) = [g_{M_{ij}}^k(s)], \quad i, j = 1, 2, \dots, m, \quad k = 1, 2, \dots, N_B \quad (5.9)$$

と定義される所望の特性を有する  $m \times m$  の伝達関数行列である。

つまり、各帯域において  $Q^k(s) \approx G_{M_C}^k(s)$  を達成する制御器  $C^k(s)$  を設計することで本章の目的とする騒音抑制が達成できる。以下では具体的な  $C^k(s)$  の導出方法を示す。

## 5.3 制御系設計

### 5.3.1 評価関数

本章では前章までに示した手法と同様の手法により、対象プラントの音場特性がある有限個の周波数上において規範モデルの特性に近似的に近づける部分的モデルマッチング手法を適用する。これまでと同様、ある  $k$  番目の帯域における適合周波数を

$$\Omega_{C_i}^k = \{\omega_l^k \in B_k | l = 1, \dots, N_{C_i}^k\}, \quad k = 1, 2, \dots, N_B \quad (5.10)$$

と定義し、適合周波数集合と呼ぶ。

また、前章と同様に人間の聴覚特性を考慮すると近似的なマッチングで十分であると考えられることから評価関数には不感帯を設け、その幅を  $\delta_{ij}$  とするため、次の関数を定義する。

$$f(x, y) = \begin{cases} x, & x \geq y \text{ [dB]} \\ 0, & x < y \text{ [dB]} \end{cases} \quad (5.11)$$

次に、規範モデルと制御系の  $i, j$  成分の距離を測るため次の関数を定義する。

$$\Delta_{ij}^k(\omega) = \frac{|q_{ij}^k(j\omega) - g_{M_{C_{ij}}}^k(j\omega)|^2}{|g_{M_{C_{ij}}}^k(j\omega)|^2 + \eta} \quad (5.12)$$

ここで  $q_{ij}^k(j\omega)$ ,  $g_{M_{C_{ij}}}^k(j\omega)$  はそれぞれ  $G(j\omega)C^k(j\omega)$ ,  $G_{M_C}^k(j\omega)$  の  $i, j$  成分を表し,  $\eta$  は十分小さな正定数である.

以上を用いて  $\Omega_{C_i}^k$  における評価関数を次のように定義する.

$$J_{C_i}^k(\omega) = \sum_{j=1}^m f(\Delta_{ij}^k(\omega), \delta_{ij}^k), \quad \omega \in \Omega_{C_i}^k. \quad (5.13)$$

さらに  $k$  番目の周波数帯域全体の評価関数  $J_C^k$  を

$$J_C^k = \sum_{\omega \in \Omega_{C_i}^k} \sum_{i=1}^m J_{C_i}^k(\omega) \quad (5.14)$$

と定義する.

### 5.3.2 制約条件

Fig.5.1 のように構成されたシステムの閉ループ系における安定性を, 有限個の周波数点上で保証するため, 上の評価関数に加えて, Rosenbrock の安定定理 [13] に基づいた制約条件を考える. ただし評価関数と同様, それぞれの制約条件についても適当に選定された有限個の制約周波数集合  $\Omega_{d_i}^k$ ,  $\Omega_{nd_i}^k$  において評価する.

$$|g_{M_{C_{ii}}}^k(j\omega) - q_{ii}^k(j\omega)|^2 \leq \zeta_i^k |g_{M_{C_{ii}}}^k(j\omega)|^2, \quad \forall \omega \in \Omega_{d_i}^k, i = 1, 2, \dots, m, \quad (5.15)$$

$$|1 + q_{ii}^k(j\omega)|^2 \geq \alpha_i^k \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^m |q_{ij}^k(j\omega)|^2, \quad \forall \omega \in \Omega_{nd_i}^k, i = 1, 2, \dots, m. \quad (5.16)$$

ただし  $\zeta_i^k$ ,  $\alpha_i^k$  は以下を満足するように決定する.

$$0 < \zeta_i^k \leq \sqrt{\left|1 + \frac{1}{g_{M_{C_{ii}}}^k(j\omega)}\right|}, \quad \forall \omega \in \Omega_{d_i}^k, i = 1, 2, \dots, m, \quad (5.17)$$

$$1 < \alpha_i^k, \quad i = 1, 2, \dots, m. \quad (5.18)$$

### 5.3.3 パラメータの導出

以上をまとめると,  $m$  入出力制御系のコントローラパラメータは, 以下の手順で求めることができる.

1. 騒音の特性を考慮して, 適当なバンドパスフィルタを設計する.
2. 制御系の所望の特性を有する規範モデルを決定する.
3. それぞれの周波数帯域から適合周波数集合, 対角, 非対角制約条件周波数集合を選ぶ.

4. 適当なパラメータ  $\delta_{ij}^k, \alpha_i^k, \eta$  を選定する.
5. 制約条件式 (5.15)(5.16) のもとで評価関数式 (5.14) を最小化する不等式制約条件付最適化問題を解く.

## 5.4 実験

前節までに提案した手法の有効性を確かめるため, 第 4 章と同様, Fig.4.4 に示す音響システムと Fig.4.5 に示す音場を用いて実験をおこなった. 実験装置の詳細は前章 3 節を参照されたい.

また, 前章と同じく部屋の伝達特性を得るために TSP を用いて部屋のインパルス応答を測定し, もとの TSP 信号と周波数領域上で畳み込みを行うことで部屋の周波数特性を測定した. この手法により得られた部屋の周波数特性を Fig.5.4 に示す.



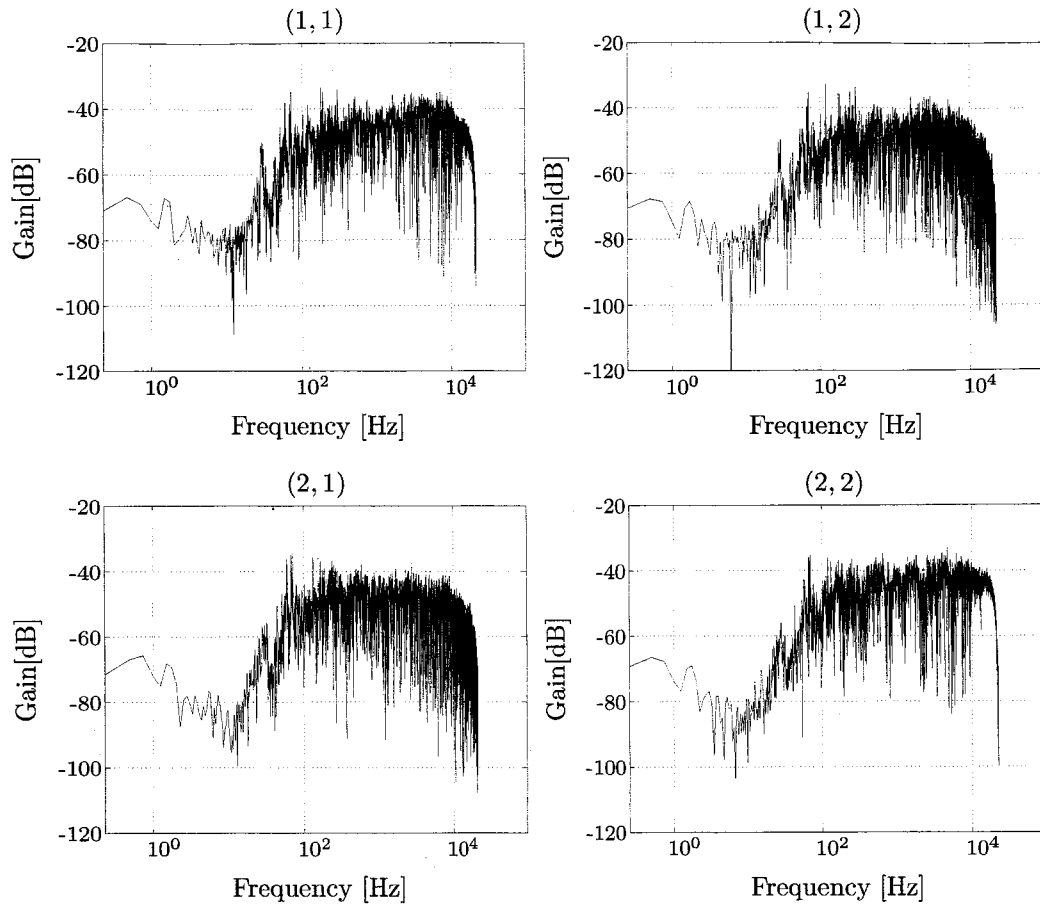


Fig. 5.4: Frequency response of room

以上のような実験装置に対して、周波数 150, 500, 2000 Hz の正弦波を外乱として印加し、これを抑制する制御器を設計し実験を行う。

### 5.4.1 制御系設計

以下ではこのような問題設定のもと、前節に示した最適化アルゴリズムに従い、制御器パラメータを設計する。

まず、外乱の周波数特性を考慮し、次のような 3 つの周波数帯域を考慮することとする。

$$\begin{aligned}
 B^1 &= \{\omega \in \mathbf{R} \mid 0 \leq \omega < 200[\text{Hz}]\}, \\
 B^2 &= \{\omega \in \mathbf{R} \mid 200 \leq \omega < 1000[\text{Hz}]\}, \\
 B^3 &= \{\omega \in \mathbf{R} \mid 1000 \leq \omega < 22050[\text{Hz}]\}.
 \end{aligned} \tag{5.19}$$

これらの周波数帯域に従い、3 つのバンドパスフィルタ (バターワースフィルタ) を設計する [78]. これらの伝達関数を式 (5.20) のように定義し、具体的な係数などは Table 5.1 に示した。

$$F^k(s) = \frac{n_f^k(s)}{\sum_{j=0}^{N_f^k} f_j^k s^j}, \quad k = 1, 2, 3. \quad (5.20)$$

Table 5.1: Numerator and Coefficients of  $F_k(s)$

	$n_F^1(s)$	$N_f^3(s)$	$N_F^3(s)$
	1	$126.8s^3$	$s^3$
$j \setminus k$	1	2	3
0	1	$2.481 \times 10^{11}$	$2.481 \times 10^{11}$
1	$1.592 \times 10^{-3}$	$4.737 \times 10^8$	$7.896 \times 10^7$
2	$1.267 \times 10^{-6}$	$4.524 \times 10^5$	$1.257 \times 10^4$
3	$5.093 \times 10^{-10}$	246	1
4	0	0.0573	0
5	0	$7.6 \times 10^{-6}$	0
6	0	$5.039 \times 10^{-10}$	0

このようなフィルタを用いることで、全周波数帯域では3つの線スペクトル状のパワーを持つような multiple-tone noise を、フィルタが有効となる周波数帯域ごとに1つのパワーのピークを有する pure-tone noise として考えることができ、前章と同様の設計手法が適用可能となる。

次に、制御系の一巡伝達関数  $Q^k(s)$  の規範モデル  $G_{MC}^k(s)$  を逆ノッチフィルタ型として次のように定義した。

$$G_{MC}^1(j\omega) = \text{diag} \left[ \frac{1.685s - 0.004467}{s^2 + 0.9428s + 8.889 \times 10^6} \right], \quad (5.21)$$

$$G_{MC}^2(j\omega) = \text{diag} \left[ \frac{5.614s - 0.004467}{s^2 + 3.142s + 9.873 \times 10^6} \right], \quad (5.22)$$

$$G_{MC}^3(j\omega) = \text{diag} \left[ \frac{22.45s - 0.4467}{s^2 + 12.57s + 1.579 \times 10^8} \right]. \quad (5.23)$$

なお、非対角成分については入出力間の相互作用、クロストークをなくすため、 $g_{MC_{ij}}^k(s) = 0$  ( $i \neq j$ ) としている。

適合周波数、対角、非対角制約条件周波数集合 ([Hz])、および計算に用いた諸パラメータを以下のように定めた。それぞれの周波数集合は、騒音周波数を中心に前後2点ずつ選定した。 $\zeta_i^k$  はより小さい値に選ぶと評価関数に厳しい制約を課しマッチング精度が低下する恐れがあるため、式(5.17)の不等式を満たす最大の値を選んだ。 $\alpha_i^k$  は式(5.18)より対角成分が非対角成分に比べ2倍程度優勢になるように選定した。また、 $\eta$  は評価関数式(5.13)が演算可能となるよう適当に選定している。

$$\begin{aligned} \Omega_{C_i}^1 &= [148.81, 149.31, 150.09, 150.79, 151.29], \\ \Omega_{C_i}^2 &= [498.85, 499.34, 500.08, 500.82, 501.32], \\ \Omega_{C_i}^3 &= [1.9988, 1.9993, 2.0001, 2.0008, 2.0013] \times 10^3, \\ &\text{ただし, } \Omega_{C_i}^k = \Omega_{d_i}^k = \Omega_{nd_i}^k, \quad k = 1, 2, 3, \\ \zeta_i^1 &= [8.9242, 5.6245, 1.4822, 5.6245, 8.9242], \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\zeta_i^2 &= [3.0393, 2.2341, 1.4822, 2.2341, 3.0393], \\ \zeta_i^3 &= [1.6423, 1.5602, 1.4822, 1.5602, 1.6423], \\ \alpha_i^k &= 10^{0.5}, \quad k = 1, 2, 3, \quad i = 1, 2, \quad \eta = 0.001.\end{aligned}$$

最後に、以上の規範モデルおよび諸パラメータを用い、制約条件式 (5.15)(5.16) のもとで評価関数式 (5.14) を最小化する不等式制約条件付最適化問題を解くことで制御器のパラメータを得る。実際に得られたコントローラの伝達関数行列を式 (5.24) で定義し、それぞれのパラメータを Table 5.2 から Table 5.4 に示した。

$$\begin{aligned}C^k(s) &= \left[ \frac{n_{ij}^k(s)}{d^k(s)} \right], \quad k = 1, 2, 3, \quad i, j = 1, 2, \\ n_{ij}^k(s) &= a_2 s^2 + a_1 s + a_0, \quad d^k(s) = s^2 + b_1 s + b_0.\end{aligned}\tag{5.24}$$

Table 5.2: Coefficients of  $C^1(s)$

$b_1$	0.943	$b_0$	$8.9 \times 10^5$
$i, j$	$a_2$	$a_1$	$a_0$
1, 1	-0.112	-11.942	-69500
1, 2	0.034	-7.698	24841
2, 1	-0.046	25.542	-51729
2, 2	-0.016	-36.970	-1453

Table 5.3: Coefficients of  $C^2(s)$

$b_1$	3.142	$b_0$	$9.8 \times 10^6$
$i, j$	$a_2$	$a_1$	$a_0$
1, 1	0.005	40.495	20533
1, 2	0.010	0.142	-33010
2, 1	0.006	-27.382	-37621
2, 2	-0.003	61.941	20706

Table 5.4: Coefficients of  $C^3(s)$

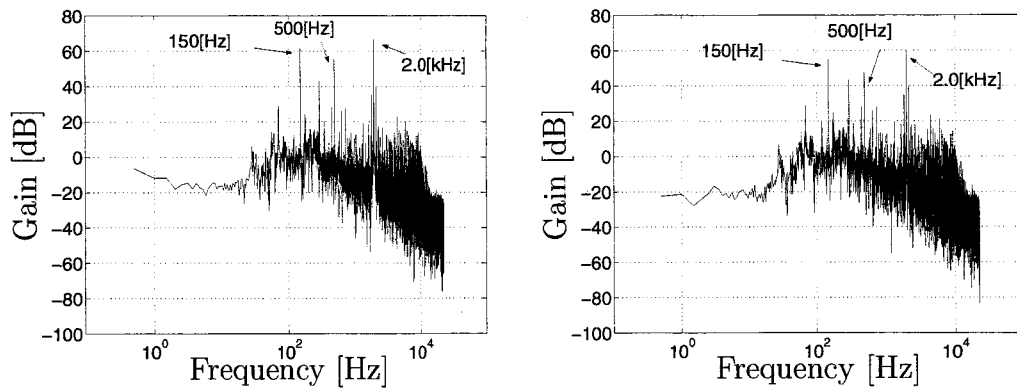
$b_1$	12.567	$b_0$	$1.5 \times 10^8$
$i, j$	$a_2$	$a_1$	$a_0$
1, 1	0.012	-191.570	34196
1, 2	0.015	-66.127	-19256
2, 1	0.002	139.759	-108507
2, 2	-0.010	-82.561	79599

## 5.4.2 実験結果

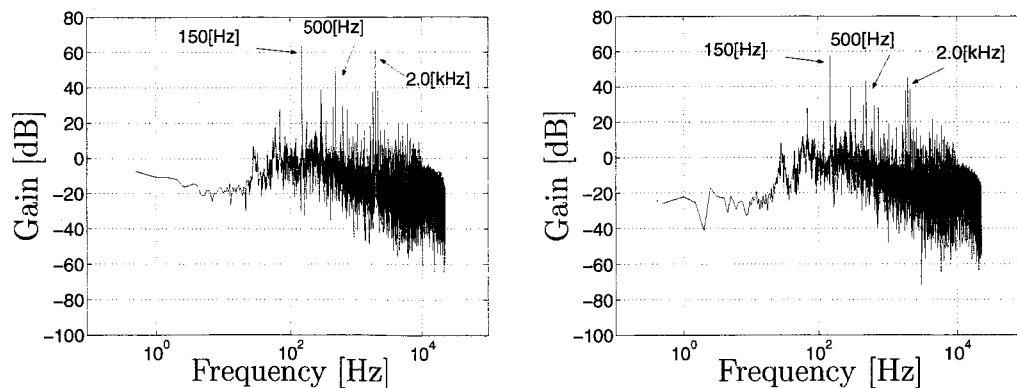
これらの制御器を 150, 500, 2000 Hz の騒音が同時に存在する音場に対して適用した。制御性能を明らかにするため、実験開始後約 6.0 sec 以後制御を行った。

このとき左のマイクロフォンで測定された非制御時の出力信号の周波数特性を Fig.5.5 (a) 左図に、制御時の出力信号の周波数特性を Fig.5.5(a) 右図に示す。同様に、右のマイクロフォンで測定された非制御時、制御時の出力信号の周波数特性を Fig.5.5(b) に示す。また測定された出力信号を、制御系設計時に用いた式 (5.20) の3つのフィルタに通して式 (5.19) で表される帯域の周波数成分をそれぞれ取り出し非制御時の振幅の最大値が1になるように正規化したものを Fig.5.6(a) から Fig.5.6(c) に示す。それぞれ左図が左のマイクロフォンで計測したものの、右図が右のマイクロフォンで計測したものである。

これらの結果より、騒音以外の周波数特性には影響を与えていないこと、また制御前と制御後の振幅比がおよそ 0.56 となっていることがわかり、それぞれの周波数の騒音のパワースペクトルが約 5 dB 程度抑制できたことがわかる。



(a). Frequency Response of Output Signal Measured by Left Microphone: without control(left), with control(right)



(b). Frequency Response of Output Signal Measured by Right Microphone: without control(left), with control(right)

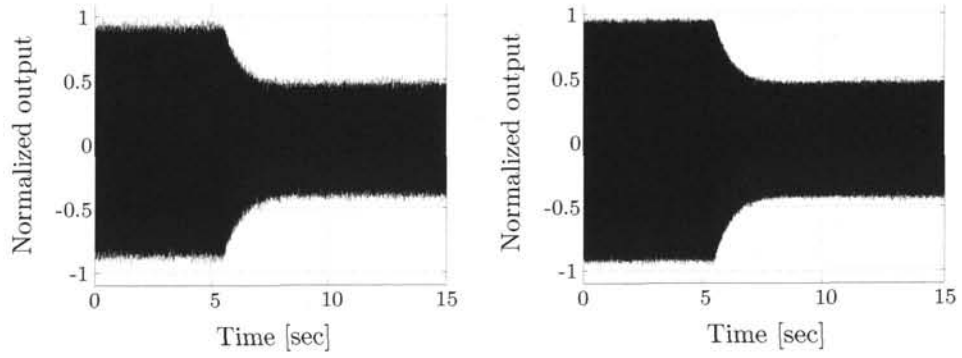
Fig. 5.5: Frequency Responses of Output Signals

## 5.5 結言

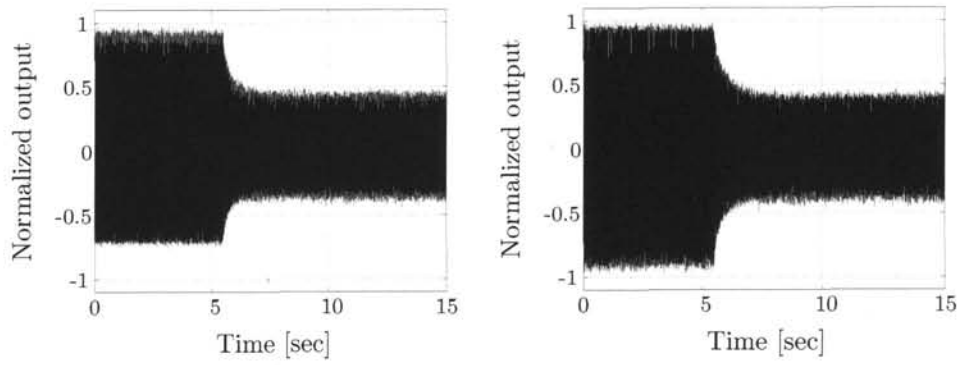
本章では、既知の複数の周波数において極端に高いパワーを有する騒音を抑制するフィードバック制御系設計手法を提案した。特に本手法は、制御系の伝達関数を求めることなく音響特性データをそのまま用いて制御系を設計できるという特徴を有する。

提案手法の有効性を検証するために、比較的低次の制御器を設計し、一般的な居室において実験を行い、得られた測定データの周波数特性を解析したところ、騒音のパワースペクトルを5 dB程度抑制できていることが確認された。

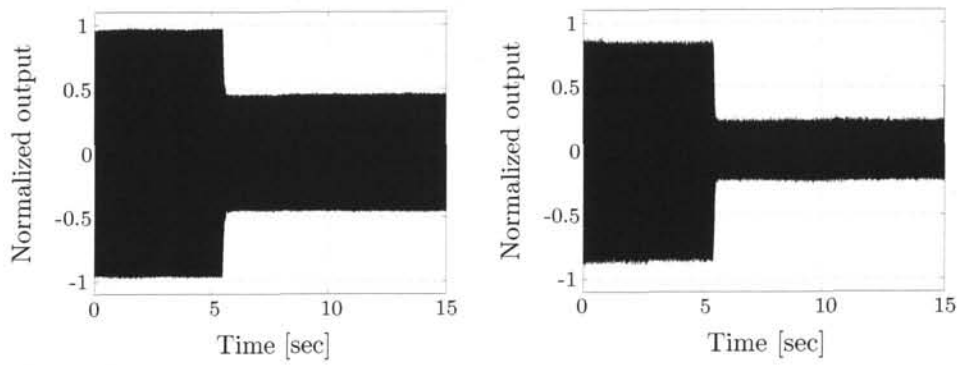
なお、第4章で示したように、フィードバック制御器に加えフィードフォワード制御器を構成し、制御系を2DOFとすることが可能である。このように制御系を構成した場合、本章で述べた騒音抑制に加え対象とする周波数帯域で音場特性を平滑にするような音場特性の改善も可能である。



(a). Time Response of  $B^1$  band



(b). Time Response of  $B^2$  band



(c). Time Response of  $B^3$  band

Fig. 5.6: Time Responses of Output Signals

## 第6章 結論

制御系設計手法, 特に多入出力系に対する制御系設計手法は, これまでにさまざまな設計手法が提案されているにも関わらず, それらのほとんどが制御対象の厳密な数学モデルにもとづく手法であることや, 多入出力系に対する設計アルゴリズムの複雑化などの問題から, 今なお議論の対象となっている.

上記の問題を考慮し, 制御対象の数学モデルを必要とせず多入出力系への拡張も容易な周波数領域上での部分的モデルマッチング手法が 1995 年に竹山, 日野, 岩井らにより提案された. 本論文では, この周波数領域上での部分的モデルマッチング手法を主に, 安定性の確保, 2 自由度制御系設計への拡張, 制御系設計を行う周波数帯域の拡張, の 3 点において改善し, プロセス制御と音場制御実験によりその有効性を検証した.

第 2 章では, 多入出力系に対する周波数領域上での部分的モデルマッチングによる安定な PID 制御器設計手法を提案した. 提案手法は, 制御系の一巡伝達関数行列と規範モデルの一巡伝達関数行列との周波数応答を有限個の周波数点上で近似的に一致させるような制御器を調整するものであり, Rosenbrock の安定定理にもとづいた安定性に関する制約条件を付加することで, 安定な制御器設計が実用の範囲内で可能である. さらに, 規範モデルを対角伝達関数行列に選ぶことで多入出力系の非干渉化を達成できる. また, 数値シミュレーションと 3 タンク水位システムを用いた実験により提案手法の有効性を検証した.

第 3 章では, 第 2 章において提案した安定性の改善を行った. 第 2 章で提案した手法では安定性はある有限個の周波数点上でしか補償されていない. そこで第 3 章では制御系の概強正実 (Almost Strictly Positive Real, ASPR) 性を並列フィードフォワード補償器 (Parallel Feedforward Compensator, PFC) により補償することを提案した. さらに, アルゴリズムが複雑だった従来の PFC 設計手法の簡便化を目的に, PFC 設計に周波数領域上での部分的モデルマッチング手法を用いることを提案した. さらに第 2 章でも用いた水位タンクシステムに対し提案手法を適用し, 有効性の検証を行った.

第 4 章では 2 自由度制御系設計に対し周波数領域上での部分的モデルマッチング手法を適用する方法を提案した. 第 4 章以降は適用例として一般の居室における音場制御を考え, 実験により提案手法の有効性を検証した. 制御系を 2 自由度とすることで, 単一の周波数においてスペクトルピークを有する騒音 (pure-tone noise) が存在する環境での音場制御が可能であることを示した. また, およそ 20 Hz~ 20 kHz という広い周波数帯域を取り扱う音場制御に提案手法を適用し, 提案手法の適用範囲の拡大化も行った.



第 5 章では, 第 4 章で取り扱った騒音を一般化した, 複数のスペクトルピークを持つ騒音 (multiple-tone noise) を考え, そのような騒音を抑制する制御器の設計手法を提案した. 具体的には, 複数のバンドパスフィルタを用い周波数帯域を分割し, それぞれの周波数帯域に部分的モデルマッチングを用いて制御器の設計を行った.

以上, 本論文では周波数領域上での部分的モデルマッチング手法を改善した制御系設計手法を提案し, その有効性を実験的に検証した. 周波数領域上での部分的モデルマッチングは, 制御対象の厳密な数学モデルを必要としない, 多入出力系への拡張が容易, という利点を有するが, 提案手法にもとづけば, 安定性の確保, 2 自由度制御系設計への適用, 広い周波数帯域での制御系設計, の 3 点が新たに可能となったことから, 実用的な多入出力制御系設計手法の一つとなり得ると考える.

## 謝辞

最後に、本研究を行うにあたり懇切丁寧に御指導を頂きました、岩井善太 熊本大学名誉教授 (現 熊本県立技術短期大学校 校長) に厚く御礼申し上げます。

研究指導委員会主査を勤めて頂いた他、様々な御指導を頂きました、熊本大学大学院自然科学研究科 水本郁朗 准教授に厚く感謝致します。

また、熊本大学大学院自然科学研究科 公文誠 准教授には、音場制御への応用研究を中心に、研究上多大の御指導を頂きました。厚く御礼申し上げます。

本論文の審査委員主査を勤めて頂きました、熊本大学大学院自然科学研究科 石飛光章 教授に感謝の意を表します。

また、本論文の審査委員を勤めて頂きました、熊本大学大学院自然科学研究科 原田博之 教授、檜山隆 教授に心より感謝致します。

さらに、実験装置の製作および操作方法について丁寧に御指導下さいました、熊本大学工学部技術部 神澤龍市 副技術部長に心から感謝致します。

そして本研究に関して有意義な討論、御助言を頂いた道野隆二氏 (現 熊本県産業技術センター)、三池克裕氏 (現 パナソニック ITS (株))、是永和典氏 (現 三菱電機株式会社) をはじめ本研究室諸氏に心から感謝致します。

## 参考文献

- [1] StuartBennett(著), 古田勝久, 山北昌毅監訳. 制御工学の歴史. コロナ社, 1998.
- [2] 古田勝久. 線形システム制御理論. 昭晃堂, 1973.
- [3] 木村英紀. 動的システムの理論. 産業図書, 1974.
- [4] 古田勝久, 美田勉. システム制御理論演習. 昭晃堂, 1978.
- [5] 相良節夫, 中溝高好, 秋月影雄, 片山徹. システム同定. 計測自動制御学会, 1978.
- [6] L. Ljung. *System Identification - Theory for the User*. Prentice Hall, 1999.
- [7] 志水清孝. ニューラルネットと制御. コロナ社, 2002.
- [8] 菅野道夫. ファジィ制御. 日刊工業新聞社, 1988.
- [9] 岩井善太, 井上昭, 川路茂保. オブザーバ. コロナ社, 1988.
- [10] 有本卓. カルマン・フィルター. 産業図書株式会社, 1977.
- [11] 木村英紀.  $H^\infty$  制御. コロナ社, 2000.
- [12] H. H. Rosenbrock. Design of multivariable control systems using the inverse nyquist array. *Proc. IEE*, Vol. 116, No. 11, pp. 1929–1936, 1969.
- [13] H. H. Rosenbrock. *Computer-Aided Control System Design*. Academic Press, 1972.
- [14] A. G. J. Macfarlen and I. Postlethwaite. The generalized nyquist stability criterion and multivariable route roci. *Int. J. Control*, Vol. 25, No. 1, pp. 81–127, 1977.
- [15] W. L. Luyben. Simple method for SISO controllers in multivariabel systems. *Ind. Eng. Chem. Process Des. Dev.*, Vol. 25, pp. 654–660, 1986.
- [16] Z. J. Palmor, Y. Halivi, and N. Krasney. Automatic tuning of decentralized PID controllers for TITO processes. *Automatica*, Vol. 31, No. 7, pp. 1001–1010, 1995.

- [17] H. K. Ho, T. H. Lee, and O. P. Gan. Tuning of multi-loop PID controllers based on gain and phase margin specifications. *Proc. of 13<sup>th</sup> IFAC World Congress*, Vol. M, pp. 211–216, 1996.
- [18] Q.G. Wang, B. Zou, T. H. Lee, and Q. Bi. Auto-tuning of multivariable PID controllers from decentralized relay feedback. *Automatica*, Vol. 33, No. 3, pp. 319–330, 1997.
- [19] Q.G. Wang, C. C. Hang, and B. Zou. A frequency response approach to autotuning of multivariable PID controllers. *Proc. 13th IFAC World Congress*, Vol. K, pp. 295–300, 1996.
- [20] 竹山嘉和, 日野満司, 岩井善太. PID コントローラの周波数領域におけるパラメータ調整法. 日本機械学会第 73 期全国大会講演論文集, pp. 29–30, 1995.
- [21] T. Egashira, Z. Iwai, M. Hino, Y. Takeyama, and T. Ono. A frequency domain adaptive PID controller based on non-parametric plant model representation. *Proc. of the 11th Korea Automatic Control Conference*, 1996.
- [22] 岩井善太, 江頭豊一, 竹山嘉和. 周波数領域上での適応 PID コントローラ構成法. 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 63, No. 613, pp. 3082–3087, 1997.
- [23] 江頭豊一, 岩井善太. 周波数領域での多入出力 PID 制御器調整とその応用. 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 63, No. 616, pp. 4264–4271, 1997.
- [24] 岩井善太, 水本郁朗, 江頭豊一. 周波数領域での分散型 PID 制御系設計とその安定性. 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 64, No. 619, pp. 902–909, 1998.
- [25] I. Mizumoto, Z. Iwai, and T. Egashira. Decentralized PID control systems design on frequency domain and their stability. *JSME Int. Journal, Series C*, Vol. 42, No. 1, pp. 93–101, 1999.
- [26] 岩井善太, 王建坤, Deng Mingcong, 永田正伸, 神澤龍市. 周波数領域での部分的モデルマッチングによる倉庫内搬送車のアクティブ振動制御. 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 65, No. 640, pp. 4677–4683, 1999.
- [27] 永田正伸, 岩井善太, 城野善年, 神澤龍市, 王建坤. 周波数領域上での部分的モデルマッチングによる複数の制御目的を考慮した多変数制御系設計法とその倉庫内搬送車モデルによる実験的検証. 日本機械学会論文集 (C 編), Vol. 67, No. 659, pp. 2166–2172, 2001.
- [28] P. O. Källén. *Frequency Domain Adaptive Control, Licentiate thesis TFRT-3211*. Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, 1992.
- [29] H. Kaufman, I. Bar-Kana, and K. Sobel. *Direct Adaptive Control Algorithms; Theory and Applications*. Springer-Verlag, 2nd edition, 1998.

- [30] Z. Iwai and I. Mizumoto. Realization of simple adaptive control by using parallel feedforward compensator. *Int. J. Control*, Vol. 59, No. 6, pp. 1543–1565, 1994.
- [31] 荒木光彦, 田口秀文. 2 自由度 PID 制御装置. システム/制御/情報, Vol. 42, No. 1, pp. 18–25, 1998.
- [32] P. A. Nelson and S. J. Elliott. *Active Control of Sound*. Academic Press, 1992.
- [33] J. Garcia-Bonito and S. J. Elliott. Local active control of diffracted diffuse sound field. *J. Acoust. Soc. Am.*, Vol. 98, No. 2, pp. 1017–1024, 1995.
- [34] J. Garas. *Adaptive 3D Sound Systems*. Kluwer, 2000.
- [35] W. S. Gan and S. M. Kuo. An integrated audio and active noise control headsets. *IEEE Trans. on Consumer Electronics*, Vol. 48, No. 2, pp. 242–247, 2002.
- [36] 西村正治, 宇佐川毅, 伊勢史郎. アクティブノイズコントロール. コロナ社, 2006.
- [37] S. Aruturo, 内山倫明, 東山三樹夫. 低周波数帯域における矩形室内の仮想音源音場生成. 電子情報通信学会技術研究報告. US, 超音波, Vol. 98, No. 529, pp. 53–60, 1999.
- [38] 飯田一博. ヘッドホンで空間を聴く. 計測と制御, Vol. 43, No. 4, pp. 340–343, 2004.
- [39] 高橋頭吾, 山川高史. 建築音響 ホール設計 -より良い響きの追求-. 計測と制御, Vol. 43, No. 4, pp. 348–352, 2004.
- [40] 伊藤毅. 騒音制御工学. コロナ社, 1969.
- [41] 井上敏郎, 佐野久. アクティブこもり音制御技術の実用化. 自動車技術, Vol. 60, No. 4, pp. 30–36, 2006.
- [42] M. R. Bai and J. Lai. Broadband spatially feedforward active noise control algorithms using comb filter. *Trans. ASME*, Vol. 125, pp. 18–23, 2003.
- [43] P. Lueg. Process of silencing sound oscillations. *U.S. Patent*, No. 2043416, Jan. 27 1933.
- [44] H. F. Olson and E. G. May. Electronic sound absorber. *J. Acoust. Soc. of Am.*, Vol. 25, No. 6, pp. 1130–1136, 1953.

- [45] J. E. F. Williams. Review lecture: Anti-sound. *Proc. of the Royal Society London*, Vol. A 395, pp. 63–88, 1984.
- [46] 城戸健一. デジタル音響処理の歩み -音響学の将来を考えて-. 信学技報, Vol. EA2000, No. 110, pp. 1–12, 2000.
- [47] M. Miyoshi and Y. Kaneda. Inverse filtering of room acoustics. *IEEE Trans. ASSP*, Vol. 36, pp. 145–152, 1988.
- [48] 伊勢史郎. キルヒホッフ-ヘルムホルツ積分方程式と逆システム理論に基づく音場制御の原理. 日本音響学会誌, Vol. 53, No. 9, pp. 706–713, 1997.
- [49] 伊勢史郎. マルチチャンネル信号処理に基づく音場制御のための基礎理論. 信学技報, Vol. SP95, No. 63, pp. 9–17, 1995.
- [50] 永田穂. ホール音場のアクティブ制御 (小特集 音・振動のアクティブ制御). 日本音響学会誌, Vol. 47, No. 9, pp. 678–684, 1991.
- [51] 大賀寿郎, 山崎芳男, 金田豊. 音響システムとデジタル処理. 電子情報通信学会, pp. 231–257, 1995.
- [52] 新美幸二, 伊藤次男, 高橋昭夫, 七五三範明. 実時間たたみ込み装置による音場創成. 信学技報, Vol. EA2000, No. 111, pp. 13–21, 2000.
- [53] 三好正人, 金田豊. 音場の逆フィルタ処理に基づく能動騒音制御. 日本音響学会誌, Vol. 46, No. 1, pp. 3–10, 1990.
- [54] 羽田陽一, 金田豊. 室内伝達関数のモデル化. 日本音響学会誌, Vol. 53, No. 2, pp. 139–146, 1997.
- [55] Z. Qizhi and J. Yongle. Hybrid active noise control of a one-dimensional acoustic duct. *Trans. of the ASME*, Vol. 124, pp. 10–18, 2002.
- [56] Z. Qizhi and J. Yongle. Active noise hybrid feedforward/feedback control using neural network compensation. *Trans. of the ASME*, Vol. 124, pp. 100–104, 2002.
- [57] 板山敦, 三池克祐, 公文誠, 岩井善太. 周波数領域での部分的モデルマッチングにもとづく音場制御. 第20回計測自動制御学会九州支部学術講演会予稿集, pp. 351–354, 2001.
- [58] 鈴木陽一, 浅野太, 金学胤, 曾根敏夫. 時間引き伸ばしパルス of 設計法に関する考察. 電子情報通信学会誌, Vol. EA92, No. 86, pp. 17–24, 1992.
- [59] K. J. Åström and T. Hägglund. *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*. Instrument Society of America, 1995.

- [60] 須田信英他. PID 制御. 朝倉書店, 1985.
- [61] J. G. Ziegler and N. B. Nichols. Optimum setting for automatic controllers. *Trans. ASME*, Vol. 64, pp. 759–768, 1942.
- [62] K. J. Åström and T. Hägglund. Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. *Automatica*, Vol. 20, No. 5, pp. 645–651, 1984.
- [63] R. Yusef, S. Omatu, and M. Khalid. Self-tuning PID control: a multivariable derivation and application. *Automatica*, Vol. 30, No. 12, pp. 1975–1981, 1994.
- [64] H. Seraji and M. Tarokh. Design of PID controllers for multivariable system. *Int. J. Control*, Vol. 32, No. 4, pp. 661–668, 1980.
- [65] H. N. Koivo and J. T. Tantu. Tuning of PID controllers: survey of SISO and MIMO techniques. *Preprint of IFAC Sympo. on Intelligent Tuning and Adaptive Control*, Vol. 1, , 1990.
- [66] H. H. Rosenbrock. Bounds for transfer functions in multivariable systems. *IEEE Trans.*, Vol. AC-18, No. 2, pp. 54–56, 1973.
- [67] P. K. Sinha. *Multivariable Control*. Marcel Dekker, 1984.
- [68] Z. Iwai, Y. Shimada, I. Mizumoto, and M. C. Deng. Design of multivariable PID controllers on frequency domain based on partial model matching. *Proc. of 14<sup>th</sup> IFAC World Congress*, Vol. C, pp. 295–300, 1999.
- [69] D. G. Fisher and D. E. Seborg. *Multivariable Computer Control (a case study)*. North Holland, 1976.
- [70] The MathWorks. *Optimization Toolbox - For Use with MATLAB*. The Mathworks, 2000.
- [71] Z. Iwai, I. Mizumoto, M. Kumon, and I. Torigoe. Modeling of time delay systems using exponential analysis method. *ICCAS 2003(CD-ROM)*, pp. 2298–2303, 2003.
- [72] 岩井善太, 水本郁朗, 永田正伸, 公文誠, 久保佳寛. プロセス系の3パラメータモデル近似における同定精度と制御性能. 日本機械学会論文集 (C編), Vol. 71, No. 702, pp. 235–242, 2005.
- [73] 水本郁朗, Mingcong Deng, 岩井善太. 多入出力系に対する ASPR 化並列フィードフォワード補償器設計法. 計測自動制御学会論文集, Vol. 32, No. 6, pp. 887–895, 1996.

- [74] Z. Iwai, I. Mizumoto, and Y. Nakashima. Multivariable stable pid controller design with parallel feedforward compensator. *Proc. of SICE-ICASE International Joint Conference 2006 (SICE-ICCAS 2006)*, 2006.
- [75] 立蔵洋介, 鹿野清宏. 多チャンネル音場再現システムにおける逆フィルタの逐次的設計手法. 信学技報, Vol. EA2000, No. 43, pp. 33-40, 2000.
- [76] 渡部誠二, 柳本憲作, 谷藤克也, 坂本秀一, 一宮亮一, 高橋政行, 伊藤孝宏. 適応フィードバック ANC による離散周波数の消音. 日本機械学会 D&D Conf., CD-ROM (予稿集), p. 406, 2003.
- [77] 加銅鉄平. オーディオ用測定器と測定技術. 誠文堂新光社, 1997.
- [78] 小畑秀文, 幹康. CAI デジタル信号処理. コロナ社, 1991.



# 関係発表論文

## 2 章

Kazuki Eguchi, Zenta Iwai, Ikuro Mizumoto and Makoto Kumon. Experimental Examination of Multivariable PID Controller Design on Frequency Domain using Liquid Level Process. *Proc. of the International Conference on Control, Automation and Systems 2005*, Gyeonggi-Do, Korea, pp.786-791, 2005.

岩井善太, 島田陽平, 水本郁朗, 江口和樹. 安定性を考慮した周波数領域での部分的モデルマッチング手法による多変数 PID 制御系設計. 日本機械学会論文集 (C 編), 71-704, pp.1284-1291, 2005.

## 3 章

Kazuki Eguchi, Zenta Iwai and Ikuro Mizumoto. PID Controller Design Based on ASPR-ness by Using Partial Model Matching on Frequency Domain. *Proc. of the Society of Instrument and Control Engineers - Institute of Control, Automation, and Systems Engineers International joint Conference 2006*, Busan, Korea, pp.3252-3257, 2006.

江口和樹, 岩井善太, 水本郁朗. Design of a PFC Based Stable PID Controller Using Partial Model Matching on Frequency Domain. 日本機械学会 2006 年度年次大会講演論文集, 5, pp.445-446, 2006.

## 4 章

Makoto Kumon, Katsuhiko Miike, Kazuki Eguchi, Ikuro Mizumoto and Zenta Iwai. Stereo Sound Field Controller Design Using Partial Model Matching on the Frequency Domain. *Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing*, 1-1, pp.170-180, 2007.

公文誠, 三池克祐, 江口和樹, 水本郁朗, 岩井善太. 周波数領域での部分的モデルマッチングに基づくステレオ音場制御系設計. 日本機械学会論文集 (C 編), 71-702, pp.505-512, 2005.

Makoto Kumon, Kazuki Eguchi, Ikuro Mizumoto and Zenta Iwai. Sound Field Controller Design Method based on Partial Model Matching on Frequency Domain. *Proc. of the International Conference on Control, Automation and Systems 2003*, Gyeongju, Korea, pp.1398-1403, 2003.

## 5 章

江口和樹, 是永和典, 公文誠, 水本郁朗, 岩井善太. 帯域分割による周波数領域での部分的モデルマッチングにもとづく多入出力騒音制御系設計. 日本機械学会論文集 (C編), 72-715, pp.758-764, 2006.