

(千葉大学学位申請論文)

ハードディスク装置における
高精度ヘッド位置決め制御系の研究

2006年7月

熱海武憲

Abstract

The head-positioning accuracy of hard disk drives must be improved to meet today's increasing demand for storage. In the head-positioning system of a hard disk drive, various disturbances worsen positioning accuracy. Therefore, compensating for the disturbance in the head-positioning system is important for improving positioning accuracy.

There are two ways of compensating for the disturbance in the head-positioning system: using disturbance cancellation control and increasing the servo bandwidth. Using disturbance cancellation control enables to improve the positioning accuracy by decreasing the sensitivity function at the disturbance frequency. Increasing the servo bandwidth also enables to improve the positioning accuracy by increasing the loop gain of the control system. However, mechanical resonances of the head-positioning system limit the achievable servo bandwidth and the frequency of cancelable disturbance. To solve this problem, the head-positioning systems with additional sensors or actuators have previously been reported. However, these systems cannot keep production costs low.

In response to the above-mentioned problems, I studied the head-positioning systems that improve the head-positioning accuracy without using additional sensors or actuators. I had two targets to achieve and used two methods in developing my proposed head-positioning systems. The two targets were "disturbance cancellation control at high frequency" and "increasing the servo bandwidth." The two methods were "integrated design of a controller and a structure" and "controller design based on mechanical structure."

In my study on "disturbance cancellation control at high frequency" using "integrated design of a controller and a structure," I have developed a control system that can decrease the sensitivity function beyond the first-order resonant mode (called "primary resonant mode" hereafter) of the mechanical system using high-order resonant modes. This method uses the vector locus of an open-loop transfer function to design the controller and the structure. Application of the method to a hard disk drive showed that it can decrease the sensitivity function's gain and cancel disturbances at all mechanical resonant frequencies.

In my study on "disturbance cancellation control at high frequency" using "controller design based on mechanical structure," I have developed a control system that can cancel disturbances

beyond the primary resonance using a virtual resonant mode. The virtual resonant mode is a digital filter that works like a mechanical resonant mode. In the first method, stable high-order resonances can suppress disturbances beyond the primary resonance. However, it is not easy to design characteristics of mechanical resonances with a high degree of accuracy. Using the virtual resonant mode, stable resonant modes in the control system can be designed with accuracy, and it can suppress the disturbances above the primary resonance. Application of this method to a hard disk drive showed that it can cancel the repeatable runout (periodic disturbance caused by disk rotation) in which the frequency is higher than the primary resonance.

The best way to enhance data transfer of a hard disk drive is by increasing its spindle speed. Therefore, the effect of windage vibrations (mechanical vibrations caused by airflow) increases with spindle speed. Servo bandwidth is limited by the primary resonant frequency of the mechanical system. However, the frequencies of windage vibrations are higher than the primary resonant frequency. Accordingly, these frequencies are too high to be controlled by a conventional control system. To solve this problem, I have developed two methods for designing a servo control system that can compensate for windage vibrations. The first proposed method uses a stable mechanical resonant mode and the other uses a virtual resonant mode. By using these methods, the head-positioning system can cancel the disturbances above the frequency of the primary resonance and the servo bandwidth. Application of these methods to hard disk drives showed that they can cancel windage vibrations in which peak frequencies are about six times the servo bandwidth.

In my study on “increasing the servo bandwidth” using “integrated design of a controller and a structure,” I have proposed a head-positioning system that can increase the servo bandwidth achieved by designing the modal shape of the primary resonance. To increase the servo bandwidth, a mechanical system in head-positioning system should be improved because the effects of the primary resonant mode limit the servo bandwidth. I showed that the servo bandwidth limiters are not only the peak frequency of a primary resonance but also its residue. The method decreases the negative impact of a primary resonant mode through a newly designed modal shape and increases the servo bandwidth without the addition of sensors or actuators. I verified the effectiveness of this method by designing an actual servo control system and ex-

perimentally measuring its high bandwidth. This means that the method increases the servo bandwidth without increasing the production cost.

In my study on “increasing the servo bandwidth” using “controller design based on mechanical structure,” I have proposed a method for designing a high-bandwidth controller that takes into account the primary resonant mode. First, I discuss the application of discrete-time $\mathcal{H}_\infty$ synthesis to the head-positioning control system for high servo bandwidth. This method can use a mathematical model to take into account the mechanical resonant mode. I then analyze the structure of the discrete-time $\mathcal{H}_\infty$ controller and show that it can increase the servo bandwidth by 2nd-order filter shaping the primary resonance characteristic. After that, I describe a method for designing a high-bandwidth controller using primary resonance compensation without discrete-time $\mathcal{H}_\infty$ synthesis. This method allows to design high-bandwidth and low-order controllers without the need for complicated calculations involving matrices.

This paper is aimed at improving the head-positioning accuracy in hard disk drives. It describes a control system that can decrease the sensitivity function beyond the primary resonant mode using high-order resonant modes, a control system that can cancel disturbances beyond the primary resonant modes using a virtual resonant mode, a control system that can compensate for windage vibrations using resonant modes, a head-positioning system that can increase servo bandwidth achieved by designing the modal shape of the primary resonant mode, and a design process of a high-bandwidth controller that takes into account the primary resonant mode. Every proposed method can indicate the effectiveness by experimentally measuring of actual hard disk drives.

要旨

近年の急速な情報産業の発展に伴い、ハードディスク装置 (HDD) に対する大容量化の要求は極めて強く、その面記録密度の向上は HDD にとって重要な技術課題となっている。そのため、HDD のヘッド位置決め制御系では、面記録密度向上を実現するために、磁気ヘッドの位置決め精度を向上することが求められている。

高精度なヘッド位置決め制御を実現するには、ヘッド位置決め系に発生する位置決め誤差要因 (外乱) を制御系により補償しなければならない。その際、「特定周波数における外乱補償」と「制御帯域の高帯域化」が有効な手段となる。特定周波数における外乱補償は、外乱周波数の存在する領域において感度関数を低減することにより実現される。また、制御帯域の高帯域化は、制御系のゲインを増加させ低周波数域での外乱抑圧性能を向上する方法である。しかしながら、HDD のヘッド位置決め系では、機構系の最低次の共振である主共振の影響や機構系の有する高次共振の影響により、実現できる制御帯域や外乱を補償可能な周波数が制限されるという問題がある。このような問題に着目し、ヘッド位置決め系に対して新たなセンサやアクチュエータを追加した研究や、ヘッド位置決め機構系の構造を大きく変える研究等が数多く報告されている。しかしながら、これらの検討内容は、大量生産されるいわゆるマスプロダクトである HDD に適用するには事実上不可能なものや、製造コストの増加が避けられないものとなっている。

本論文では、ヘッド位置決め制御系の有する機構共振が制御性能向上の妨げになっている場合において、製造交差や環境変化等に対するロバスト性を有しつつ低コストで実現可能な技術により、位置決め制御性能を向上可能とするヘッド位置決め系の研究を行った。その際、「高周波数域における外乱補償」と「制御帯域の高帯域化」を目的とし、各々の目的に対して「制御系と機構系の統合化設計」と「機構共振特性を陽に考慮した制御系設計」という二種類の手段を用いた検討を行った。

「制御系と機構系の統合化設計」による「高周波数域における外乱補償」の研究では、従来の制御系では制御困難であった高周波数域での外乱補償を実現するため、ヘッド位置決め機構系の有する高次共振を利用する機構・制御系統統合化設計を提案した。複雑な伝達特性を有する機構系に対しては、ベクトル軌跡を用いた解析方法が有効であることを示し、高次共振を全て主共振と同相化する同相安定化設計法を考案した。また、同相安定化設計に基づき試作されたヘッド位置決め制御系を用いた実験を行い、全ての機構共振を位相条件により安定化することで、機構共振の存在する周波数にて外乱を補償可能であることを実証した。本手法により、ヘッド位置決め系

の高周波数域においてロバスト性と制御性能を両立する制御系の構築が可能となる。

「機構共振特性を陽に考慮した制御系設計」による「高周波数域における外乱補償」の研究では、機構共振モードと等価な働きをするデジタルフィルタである仮想共振モードを考案した。仮想共振モードを用いることにより、共振特性を正確に設計でき、制御帯域よりも高い周波数における外乱を正確に補償することが可能となる。本手法を制御帯域より高い周波数に存在するディスク回転に同期した位置外乱に対して適用し、その有効性を実験結果により示した。

HDDにおいてデータ転送性能を向上させるには、ディスク回転数を増加させることが最も効果的である。しかしながら、ディスク回転数の増加は流体加振力による機構振動（風乱）の影響を増大させ、ヘッド位置決め精度の悪化を招く。この風乱は、主共振よりも高い周波数領域に存在するため、従来の制御系設計法ではその振動を抑圧することは困難である。そこで、風乱振動の影響を低減する制御系設計法として、機構系の有する高次共振により風乱を補償する方法と、仮想共振モードを利用して風乱を補償する方法を検討した。はじめに行った機構系の高次共振を用いた風乱補償法では、風乱振動の周波数と安定な高次共振の周波数が一致するように機構系を設計し、風乱振動を相殺する制御系を構築した。次に行った仮想共振モードを用いた風乱補償法では、風乱振動に合わせて仮想共振モードを設計することにより、風乱振動を相殺する制御系を構築した。それぞれの方法に対して実験による評価を行い、提案する風乱補償法の有効性を実機にて検証した。

「制御系と機構系の統合化設計」による「制御帯域の高帯域化」の研究では、主共振のモード形状設計による制御帯域の高帯域化を考案した。ヘッド位置決め制御系の制御帯域は機構系の主共振特性により制限されるため、制御帯域向上には制御系設計の改良だけではなく機構系特性の改良が必要である。従来は主共振周波数を増加させ必要な制御帯域を実現してきたが、さらなる主共振周波数の向上は困難な状況となっている。本研究では、機構系特性が制御帯域の高帯域化に与える影響を調べ、制御帯域を制限する要素が機構共振の共振周波数とモード影響定数であり、共振周波数の向上のみでなくモード影響定数の低減により制御帯域の向上が可能であることを明らかにした。さらに、4節リンク機構を応用した機構系形状により、主共振のモード影響定数を低減させ制御帯域を向上可能であることを実験により確認した。

「機構共振特性を陽に考慮した制御系設計」による「制御帯域の高帯域化」の研究では、主共振特性が制御帯域の制限となる場合において、主共振特性を補償し制御帯域の高帯域化を実現する制御系設計法を考案した。はじめに、離散時間 H_∞ 制御理論を用いて、主共振を陽に考慮した

制御系設計問題を構築し補償器を設計した。その後、得られた補償器の構造解析を行い、高帯域化を実現する要素が、制御対象の有する主共振の特性を相殺する共役複素の零点と新たに付加される共振特性を実現する共役複素の極により構成される2次フィルタであることを明らかにした。そして、得られた知見に基づき、制御対象の有する主共振を一巡伝達特性上において高周波数域へ移動させる主共振補償を導出した。さらに、主共振補償と古典制御理論を組み合わせることで、設計が容易でかつ補償器の次数を抑えることを可能とする制御系設計法を提案し、実機適用によりその有効性を検証した。

以上に示したように、本論文はHDDにおける磁気ヘッドの位置決め精度向上を目的とし、1) 高次機構共振を利用した外乱補償、2) 仮想共振モードを用いた外乱補償、3) 共振特性を利用した風乱補償、4) モード形状設計による制御帯域の高帯域化、5) 共振特性を陽に考慮した制御系設計による制御帯域の高帯域化、の検討を行った。いずれの提案手法も、製品のHDDに適用可能な条件にて、その有効性を実証したものである。

目次

第1章 緒論	1
1.1 ハードディスク装置	1
1.2 過去の研究例	3
1.3 研究の背景と目的	5
1.4 本論文の構成	7
第2章 制御理論	10
2.1 準備	10
2.1.1 状態空間表現	10
2.1.2 ノルムの定義	11
2.2 連続時間系から離散時間系への変換	11
2.2.1 0次ホールドにより離散化する方法	11
2.2.2 無駄時間を含む0次ホールドにより離散化する方法	11
2.2.3 双一次変換により離散化する方法	12
2.2.4 周波数プリワープ付き双一次変換により離散化する方法	13
2.2.5 整合 z 変換により離散化する方法	13
2.3 離散時間系から連続時間系への変換	14
2.4 一巡伝達特性のベクトル軌跡と感度関数の関係	14
2.5 連続時間 H_∞ 制御問題	16
2.6 離散時間 H_∞ 制御問題	17
第3章 HDDのヘッド位置決め制御系	19
3.1 HDDの構造	19
3.2 ヘッド位置決め制御系	20
3.2.1 位置情報のサンプリング方法	21

3.2.2	制御系構成	22
3.2.3	制御対象のモデリング	22
3.3	ヘッド位置決め系での機構共振特性	25
3.4	ヘッド位置決め系での位置決め誤差要因	26
第4章	高次機構共振を用いた外乱補償	27
4.1	本章の概略	27
4.2	複数モードに対する安定化手法の検討	27
4.2.1	隣接する共振が同相の場合	28
4.2.2	隣接する共振が逆相の場合	28
4.3	ヘッド位置決め制御系の機構・制御系統合化設計	30
4.3.1	制御対象モデルの設定	30
4.3.2	制御系設計	32
4.3.3	同相安定化設計	35
4.4	実験	36
4.4.1	制御系設計	38
4.4.2	実験結果	39
4.5	本章のまとめ	41
第5章	仮想共振モードを用いた外乱補償	42
5.1	本章の概略	42
5.2	仮想共振モードを使った制御系設計	42
5.3	制御系設計	44
5.3.1	モデリング	44
5.3.2	仮想共振モードの設計	45
5.4	実機評価	49
5.5	本章のまとめ	51
第6章	共振特性を利用した風乱補償	52
6.1	本章の概略	52
6.2	ヘッド位置決め制御系における風乱振動	52

6.3	高次機構共振を用いた風乱補償	53
6.3.1	制御対象とモデリング	54
6.3.2	制御系設計	55
6.3.3	実験	57
6.4	仮想共振モードを用いた風乱補償	59
6.4.1	制御系設計	59
6.4.2	実験	63
6.5	本章のまとめ	64
第7章	モード形状設計による制御帯域の高帯域化	65
7.1	本章の概略	65
7.2	制御帯域と主共振特性の関係	65
7.2.1	フィードバック補償器の構成	66
7.2.2	共振周波数による影響	67
7.2.3	モード影響定数による影響	68
7.2.4	粘性係数による影響	70
7.2.5	イナータンスゲインによる機構特性評価	71
7.3	高帯域化を目指した制御系・機構系統統合化設計	72
7.3.1	従来のヘッド位置決め機構系	73
7.3.2	4節リンク機構による機構系設計	74
7.3.3	制御系設計	78
7.3.4	シミュレーション	79
7.3.5	実験	81
7.4	本章のまとめ	84
第8章	共振特性を陽に考慮した制御系設計による制御帯域の高帯域化	85
8.1	本章の概要	85
8.2	離散時間 H_∞ 設計	86
8.2.1	設計用モデル	86
8.2.2	一般化プラント	87

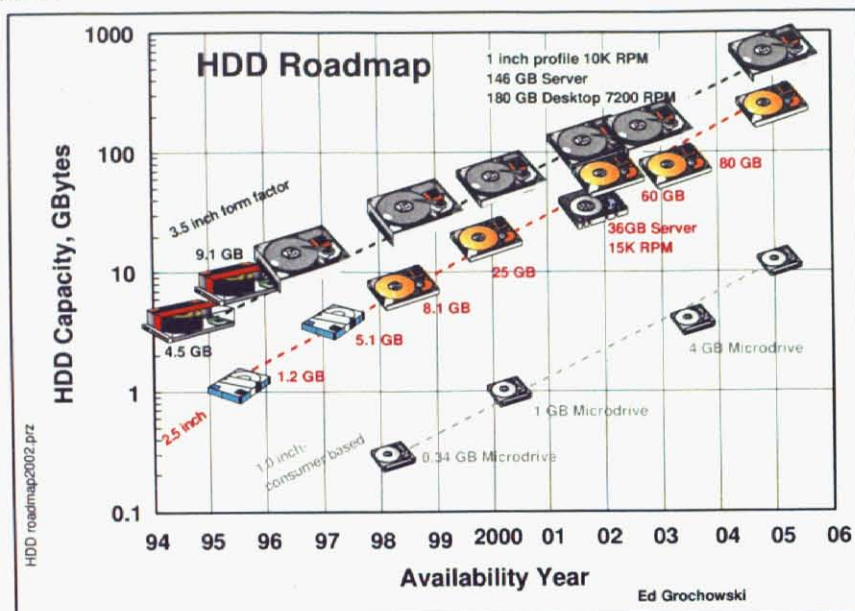
8.2.3	重み関数	88
8.2.4	制御系の評価	89
8.2.5	離散時間 H_∞ 補償器の構造解析	91
8.3	主共振補償による高帯域化設計	94
8.3.1	主共振補償フィルタの設計	94
8.3.2	安定化補償器の設計	95
8.3.3	性能評価	96
8.4	本章のまとめ	98
第9章 結論		99

第1章 緒論

1.1 ハードディスク装置

ハードディスク装置 (HDD) とは、「磁性体を塗布したディスクに磁気ヘッドを用いて情報を記録し、また読み出す記憶装置。ディスクがガラスやアルミニウム等固い素材で作られていることから硬いディスクの意味でハードディスクと呼ばれる。英語表記から HDD や、HD とも略されるほか、固定ディスクや Fixed disk とも呼ばれる。」¹⁾と定義される情報記憶装置である。「How much information? 2003」²⁾では、2002年に全世界で新しく記録された情報量は約5 exabyte (1 exabyte = 10^9 gigabyte) であり、その約40%がHDDに記録されたという調査結果が報告されている。また、1999年に全世界で新しく記録された情報量は約1.5 exabyteと報告されており³⁾、新しく記録される情報量が年々急激に増加していることは明らかである。このような情報量の増加に対応するため、HDDでは、Fig. 1.1に示すように、年々そのデータ容量を増加させ続けている⁴⁾。これらのことから、HDDは現在の高度情報化社会にはなくてはならない存在となっており、その大容量化が今後の高度情報化社会の発展に不可欠であると言える。

HDDの大容量化を実現するためには、記録密度を向上させることが重要な技術課題となる。Fig. 1.2にHDDでの記録密度の変化を示す⁴⁾。このようなHDDの記録密度の向上には、高密度な記録を可能とする磁気記録再生技術と共に、磁気情報の記録再生を行う磁気ヘッドを精密に位置決め可能とする位置決め制御技術が不可欠である。そのため、HDDではメカトロニクス技術に基づく高精度なヘッド位置決め制御技術の開発が必須となっている。



San Jose Research Center

Hitachi Global Storage Technologies

Fig. 1.1 Data capacity of hard disk drive

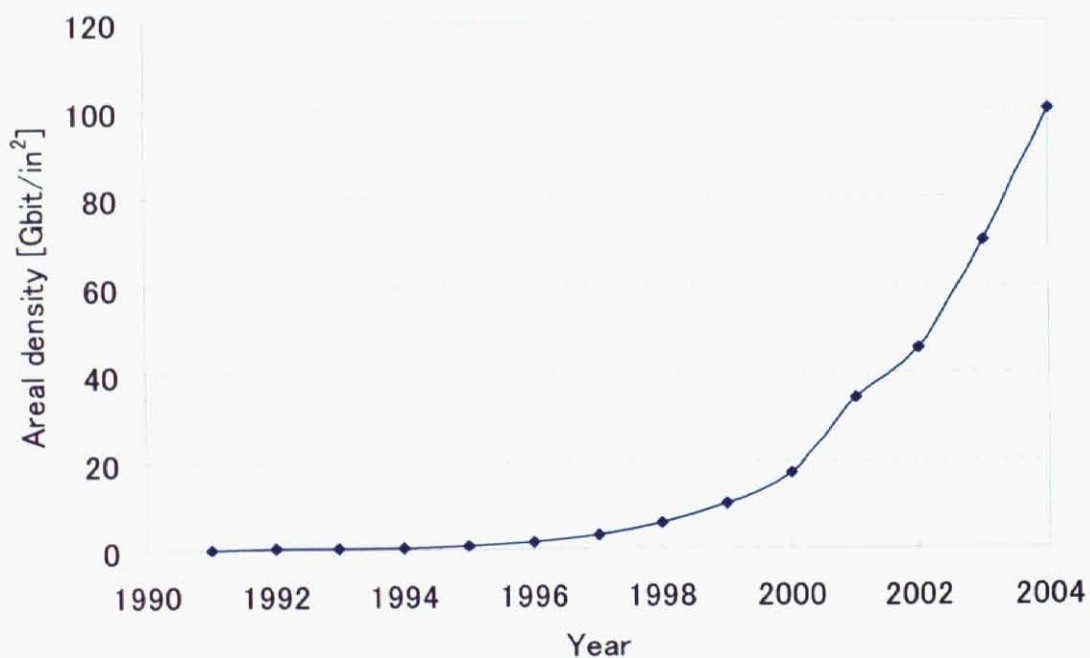


Fig. 1.2 Recording density of hard disk drive

1.2 過去の研究例

磁気ヘッドを位置決めする制御系には、目標トラックまで磁気ヘッドを移動させるシーク制御と、同一トラック上に磁気ヘッドを精度良く追従させるフォロイング制御の二種類の制御がある。フォロイング制御時は外乱抑圧性能が求められるためフィードバック特性が重要視される。シーク制御時は高速のアクセス性能が要求されるため、フィードバック特性のみならずフィードフォワード特性や過渡応答特性なども重要視される。本論文では、制御系のフィードバック特性を論じるため、シーク制御は扱わずフォロイング制御を対象とする。

これまで、HDD のフォロイング制御系では数多くの研究がなされている。Fig. 1.3 に過去の研究例を示す。古典制御理論を用いた位相補償設計に関しては Oswald(1974)²⁴⁾ 等にて、現代制御理論を用いた研究は、富田(1976)²⁵⁾、Mizoshita(1981)²⁶⁾、Workman(1987)²⁷⁾ 等にて、LQG 制御を用いた研究は、Hanselmann(1988)²⁸⁾ 等にて報告されている。 H_∞ 制御理論に基づく研究は、平田(1992)³⁰⁾、Yen(1993)³¹⁾、高倉(1993)³²⁾、Kempf(1994)³³⁾、奥山(1994)³⁴⁾、山田(1995)³⁵⁾、Du(2005)³⁹⁾ らによってなされている。また、サンプル値 H_∞ 制御の適用が平田(2000)³⁶⁾ にて、マルチレート H_∞ 理論の適用が、石川(2000)³⁷⁾、Semba(2001)³⁸⁾、Ohno(2005)⁴⁰⁾ 等にて報告されている。 H_∞ 制御理論以外のマルチレート制御法としては、Chiang(1990)⁴²⁾、Phan(1993)⁴³⁾、Weaver(1995)⁴⁴⁾、Hara(1999)⁴⁵⁾、Gu(2000)⁴⁶⁾、高倉(2001)⁴⁷⁾、Jia(2005)⁴⁸⁾、Ding(2006)⁴⁹⁾ などが挙げられる。

特定外乱を対象とした制御系の研究も行われており、外乱オブザーバを用いた研究として、濱田(1994)⁵³⁾、中川(2000)⁵⁴⁾、繰り返し制御や学習制御を用いた研究として、Chew(1990)⁵⁵⁾、石川(1997)⁵⁶⁾、Onuki(2000)⁵⁷⁾、Sri-Jayantha(2001)⁵⁸⁾、Fujimoto(2003)⁵⁹⁾、Kawafuku(2003)⁶¹⁾、Jia(2005)⁶²⁾、Park(2005)⁶³⁾、Herrmann(2005)⁶⁴⁾ などが挙げられる。また、適応制御を用いた研究として、Horowitz(1991)⁶⁶⁾、Kobayashi(1996)⁶⁷⁾、Kang(2003)⁶⁸⁾、Ohno(2003)⁶⁹⁾ などが挙げられる。

フィードバック補償器の研究のみならず、新たなセンサやアクチュエータを付加した研究や機構系構造に関する研究も盛んに行われている。ヘッド位置決め機構系の一次共振である主共振を剛体モードと同相化する研究が、Ono(1992)⁷⁰⁾、小野(1998)⁷¹⁾、山浦(2000)⁷²⁾ にて報告されている。また、制御系設計の立場から機構系特性の評価を行った研究として、原(1998)⁷³⁾、Hara(1999)⁷⁴⁾ が報告されている。ヘッド位置決め機構系に取り付けた加速度センサを用いたフィードバック制御に関しては Kobayashi(1997)⁷⁵⁾ にて、ヘッド位置決め機構系に取り付けた歪センサを用いたフィードバッ

ク制御に関しては Huang(2001)⁷⁶⁾, Nakagawa(2003)⁷⁷⁾ にて報告されている。ボイスコイルモータの逆起電力を検出してフィードバック制御を行う研究として、山浦 (2000)⁷⁸⁾ が報告されている。PZT を用いた 2 段アクチュエータに関する研究は、Mori(1991), Fan(1995)⁸⁰⁾, Takaishi(1996)⁸¹⁾, Koganezawa(1998)⁸²⁾, Kuwajima(2002)⁸³⁾, Kobayashi(2003)⁸⁴⁾, Li(2003)⁸⁵⁾, Raymond(2006)rnlnh 等, 多数報告されている。また, MEMS(MicroElectroMechanical System) を用いた 2 段アクチュエータの研究として, Li(2001)⁸⁹⁾, White(2004)⁹⁰⁾, Karaman(2004)⁹¹⁾ などが報告されている。

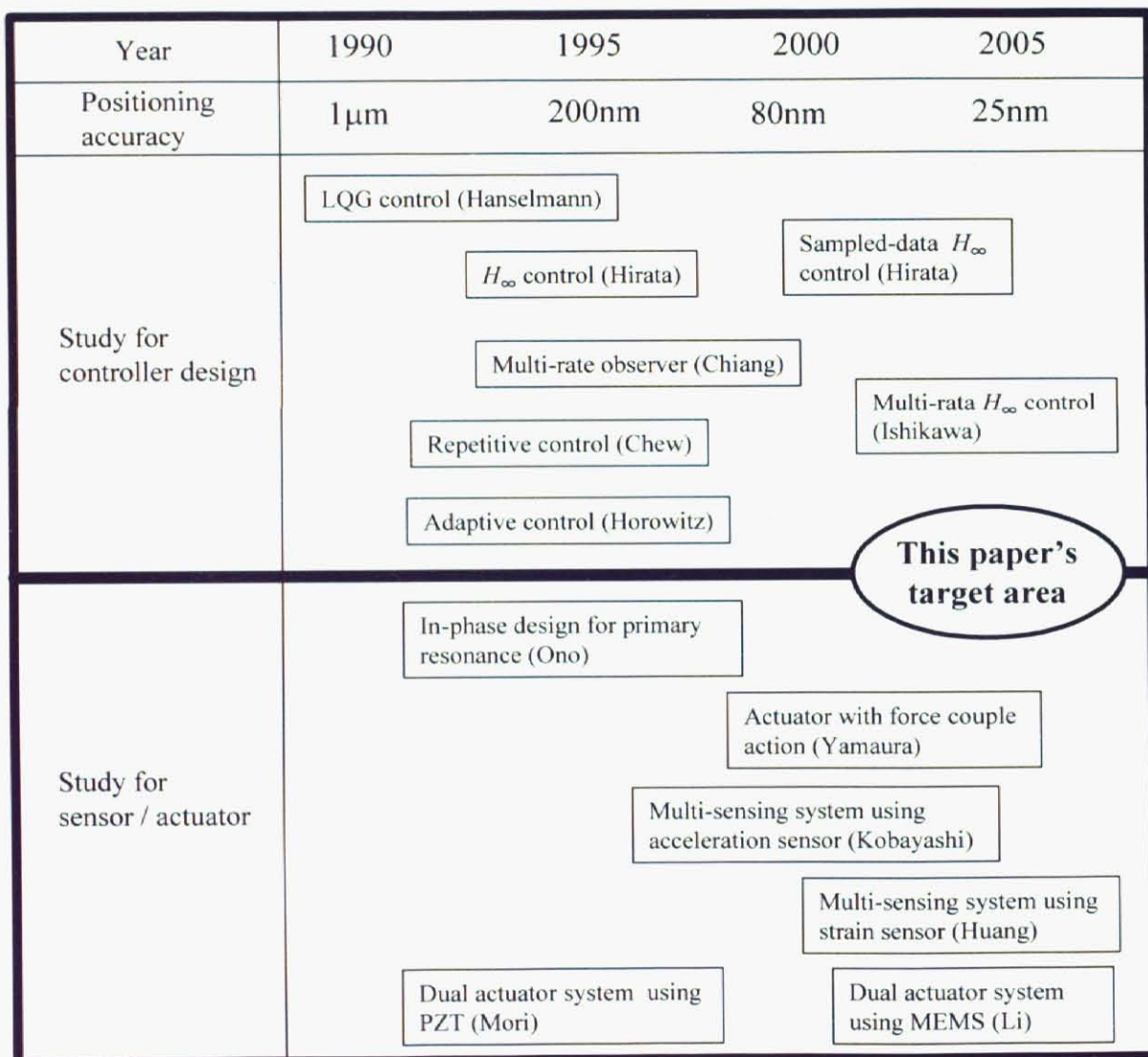


Fig. 1.3 Study for following control of hard disk drive

1.3 研究の背景と目的

高精度なヘッド位置決め制御を実現する方法には、ヘッド位置決め制御系に発生する位置決め誤差要因（外乱）を小さくする方法と、制御系の外乱抑圧性能を向上する方法がある。前者は、機構系設計の最適化により実現されるものであるが、ディスク回転数やデータ容量が向上し続ける HDD において、コストの増加を抑えつつ外乱源そのものを小さくすることは容易ではない。そこで、後者の制御系による外乱抑圧性能の向上がヘッド位置決め精度向上において重要な要素となっている。

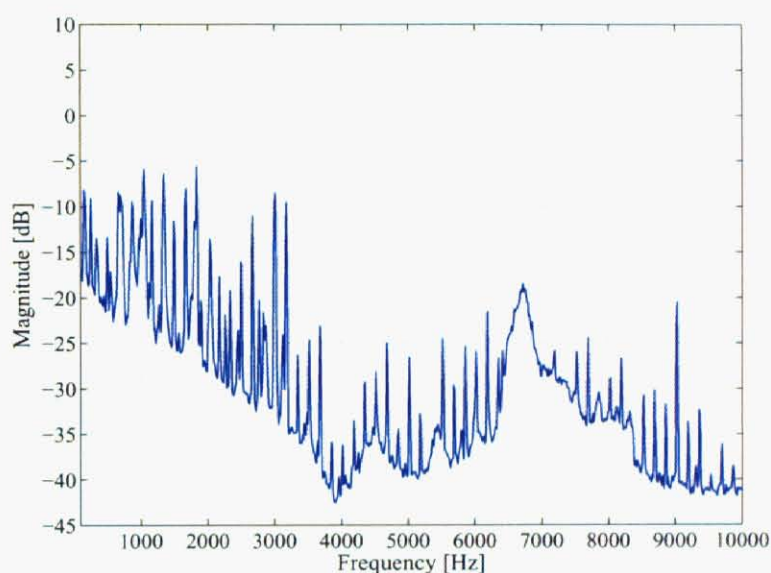


Fig. 1.4 Power spectrum of positioning error signal

Fig. 1.4 に、ヘッド位置決め制御系における位置決め誤差のパワースペクトルの一例を示す。この図からわかるように、HDD のヘッド位置決め制御系では、

- 低周波数にて位置決め誤差要因が大きい
- 特定周波数にて線スペクトル上の誤差要因が存在する
- 高周波数域において誤差要因が増大する領域が存在する

という特性を有している。このようなヘッド位置決め制御系の外乱抑圧性能を向上する方法には、大きく分けて「特定周波数における外乱補償」と「制御帯域の高帯域化」が有効と考えられる。特定周波数における外乱補償は、外乱周波数の存在する領域において感度関数を 1 未満に低減する

ことにより実現される。この手法は、局所的な周波数にて位置決め誤差が悪化している場合において非常に有効な手段となる。また、制御帯域の高帯域化は、制御系のゲインを増加させ低周波数域での外乱抑圧性能を向上する方法である。この手法は低周波数全体の位置決め誤差要因を低減することに対して非常に有効な手段となる。

しかしながら、HDDのヘッド位置決め系では、機構系の最低次の共振である主共振の影響や機構系の有する高次共振の影響により、実現できる制御帯域や外乱を補償可能な周波数が制限されるという問題がある。このような問題に着目し、制御性能が向上可能となるヘッド位置決め機構系の研究^{71, 72)}、新たなセンサを追加した研究^{75, 76, 77)}や新たなアクチュエータを追加した研究^{78, 79, 80, 81, 84, 85, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92)}等が数多く報告されている。しかしながら、これらの検討内容は、大量生産されるいわゆるマスプロダクトであるHDDに適用するには事実上不可能なものや、製造コストの増加が避けられないものとなっている。

本論文では、ヘッド位置決め制御系の有する機構共振が制御性能向上の妨げになっている場合において、新たなセンサやアクチュエータを追加することなく制御性能を向上可能とするヘッド位置決め系の研究を行う。その際、「高周波数域における外乱補償」と「制御帯域の高帯域化」を目的とし、各々の目的に対して「制御系と機構系の統合化設計」と「機構共振特性を陽に考慮した制御系設計」という二種類の手段を用いた検討を行う。また、提案するヘッド位置決め系は大量生産品であるHDDに対して適用可能なものであることを前提とする。つまり、本論文では

- コントローラの次数が必要最低限であること
- 簡易な制御系設計法により制御系が実現できること
- 低コストでのヘッド位置決め系が実現できること
- 環境変化や製造公差に対して十分なロバスト性を有すること

を満たしつつ、高精度なヘッド位置決め系を実現することを研究の目的とする。

1.4 本論文の構成

本論文の構成を以下に記す。また、本論文の構成図を Fig. 1.5 に示す。第2章では、本論文で用いる制御理論について、第3章では HDD におけるヘッド位置決め制御系の詳細について述べる。第4章から第8章では、本論文で提案するヘッド位置決め制御系について述べる。本論文では、「高周波数域における外乱補償」と「制御帯域の高帯域化」を目的とし、各々の目的に対して「制御系と機構系の統合化設計」と「機構共振特性を陽に考慮した制御系設計」という二種類の手段を用いた検討を行う。第9章では結論を述べる。

本論文の第4章、第5章、第6章では、高周波数域における外乱補償について検討する。本論文での高周波数域とは機構系の有する主共振よりも高い周波数を意味し、機構系の高次共振が存在する領域となる。ヘッド位置決め系の高次共振は、様々な振動モードが隣接して存在するため伝達特性を一意に定めることは難しく、モデル化困難な非構造的な不確かさとして捉えることが一般的である。このような周波数域は、従来の制御系では、ノッチフィルタ等を用いたゲイン低減による不安定化回避を行い、積極的なフィードバック制御を行わないという状況となっている。

第4章では、「制御系と機構系の統合化設計」による「高周波数域における外乱補償」の研究として、ヘッド位置決め機構系の有する高次共振を利用する機構・制御系統統合化設計の研究を行う。複雑な伝達特性を有する機構系に対しては、ベクトル軌跡を用いた解析方法が有効であることを示す。また、高次共振を全て主共振と同相化する同相安定化設計法を提案する。さらに、全ての機構共振を位相条件により安定化可能なヘッド位置決め制御系を設計し、高次共振の存在する周波数での感度関数を 0dB 未満とする制御系を実現する。本制御系を用いることにより、高次共振の存在する周波数にて外乱補償が実現可能となる。

第5章では、「機構共振特性を陽に考慮した制御系設計」による「高周波数域における外乱補償」の研究として、高周波数域での外乱補償をコントローラの有する特性により実現する方法について検討する。第4章の検討結果より、位相条件が安定となる高次の機構共振を用いることで高周波数域での感度関数の低減が可能であることが明らかとなった。しかしながら、機構系の共振特性を外乱周波数に合わせて正確に設計することは困難な場合も多く、その特性も個体差や環境条件の変化に伴うばらつきを有するという問題がある。この問題を解決するため、機構共振モードと等価な働きをする共振モードをデジタルフィルタにて実現する「仮想共振モード」を提案する。仮想共振モードを用いることにより、共振特性を正確に設計でき、制御帯域よりも高い周波数における外乱を正確に補償することが可能となる。本手法を制御帯域より高い周波数に存在するディ

スク回転に同期した位置外乱に対して適用し、その有効性を実験結果により示す。

第6章では、高周波数域に存在する流体起因振動である風乱を補償するヘッド位置決め制御系の設計方法を検討する。HDDにおいてデータアクセス性能を向上させるには、ディスク回転数を増加させることが最も効果的である。しかしながら、ディスク回転数の増加は風乱の影響を増大させ、ヘッド位置決め精度の悪化を招く。この風乱は、主共振よりも高い周波数領域にも存在するため、従来の制御系設計法ではその振動を補償することは困難である。そこで、風乱振動の影響を低減する制御系設計法として、第4章で提案した機構系の有する高次共振を利用する方法と、第5章で提案した仮想共振モードを利用する方法を検討する。はじめに機構系の高次共振を用いた風乱補償法として、風乱振動の周波数と安定な高次共振の周波数が一致するように機構系を設計し、風乱振動を相殺する制御系を構築する。次に、仮想共振モードを用いた風乱補償法として、風乱振動に合わせて仮想共振モードを設計することにより、風乱振動を相殺する制御系を構築する。それぞれの方法に対して実験による評価を行い、提案手法が制御帯域を大きく超えた周波数に存在する風乱振動起因の位置決め誤差を改善可能であることを確認する。

本論文の第7章と第8章では、制御帯域の高帯域化を実現する手法について検討する。本論文での制御帯域とは、一巡伝達特性のゲインが最初に0dBと交差する周波数とする。ヘッド位置決め制御系において、制御帯域向上の障害となる要因の一つに主共振特性の影響が挙げられる。従来は主共振周波数を向上させることで必要な制御帯域を実現してきたが、装置形状に起因する設計上の制約等により、さらなる主共振周波数特性の向上は困難な状況となっている。

第7章では、「制御系と機構系の統合化設計」による「制御帯域の高帯域化」の研究として、主共振のモード形状設計による制御帯域の高帯域化を検討する。はじめに、機構系特性が制御帯域の高帯域化に与える影響を調べ、制御帯域を制限する要素が機構共振の共振周波数とモード影響定数であり、共振周波数の向上のみでなくモード影響定数の低減により制御帯域の向上が可能であることを示す。さらに、4節リンク機構を応用した機構系形状により、主共振のモード影響定数を低減させ制御帯域を向上可能であることを実験により確認する。

第8章では、「機構共振特性を陽に考慮した制御系設計」による「制御帯域の高帯域化」の研究として、主共振特性を補償し制御帯域の高帯域化を実現する制御系設計法を検討する。はじめに、離散時間 H_∞ 制御理論を用いて、主共振を陽に考慮した制御系設計問題を構築し補償器を設計する。その後、得られた補償器の構造解析から高帯域化を実現する主共振補償法を導出する。さらに、主共振補償と古典制御理論を組み合わせることで、設計が容易でかつ補償器の次数を抑える

ことができる制御系設計法を提案する。また、提案した制御系設計法を用いた実験を行い、実機において制御帯域を向上可能であることを確認する。

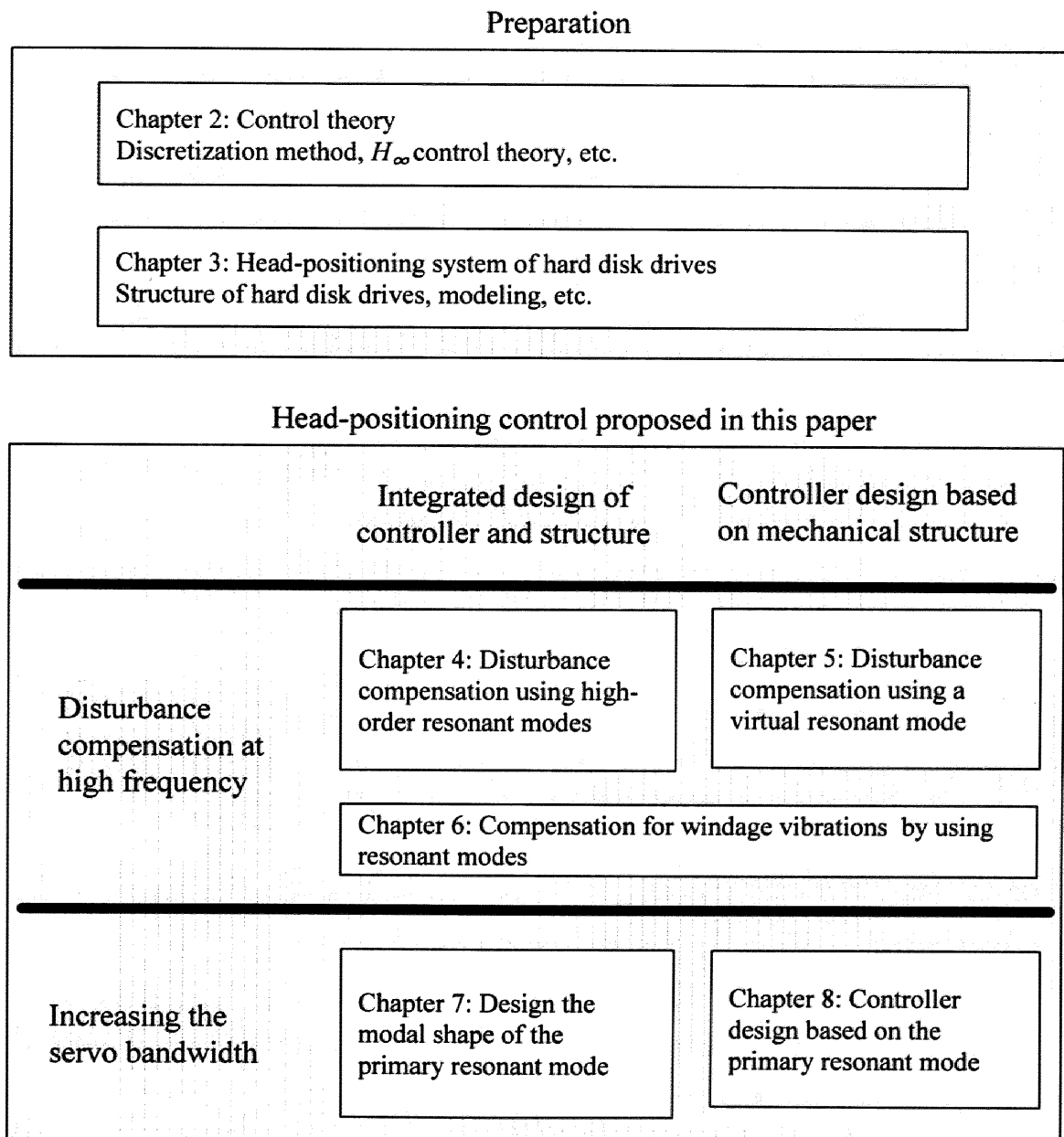


Fig. 1.5 Organization of this paper

第2章 制御理論

2.1 準備

2.1.1 状態空間表現

本論文では、連続時間系は状態方程式と出力方程式を用いて

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_c x(t) + B_c u(t), \\ y(t) &= C_c x(t) + D_c u(t),\end{aligned}$$

と表現できるものとする。また同様に、離散時間系は

$$\begin{aligned}x[k+1] &= A_d x[k] + B_d u[k], \\ y[k] &= C_d x[k] + D_d u[k],\end{aligned}$$

と表現できるものとする。また、この連続時間系に対する伝達関数は

$$G(s) = C_c(sI - A_c)^{-1}B_c + D_c,$$

離散時間系に対するパルス伝達関数は

$$G[z] = C_d(zI - A_d)^{-1}B_d + D_d,$$

となる。なお、本研究では、離散時間系での周波数特性はパルス伝達関数の z に $e^{j\theta}$ を代入して求めたものとする。

また、Doyle の記号法を用いることにより、伝達関数 G は状態空間行列 (A, B, C, D) を用いて

$$G := \left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & D \end{array} \right],$$

と表すことができる。

2.1.2 ノルムの定義

本論文では，伝達関数が $\Phi(s)$ である線形時不変システムの $\mathcal{H}_\infty$ ノルムを

$$\|\Phi(s)\|_\infty := \sup_{0 \leq \omega \leq \infty} \bar{\sigma}\{\Phi(j\omega)\},$$

パルス伝達関数が $\Phi[z]$ である線形時不変システムの $\mathcal{H}_\infty$ ノルムを

$$\|\Phi[z]\|_\infty := \sup_{-\pi \leq \theta \leq \pi} \bar{\sigma}\{\Phi[e^{j\theta}]\},$$

と定義する．ここで， $\bar{\sigma}\{\cdot\}$ は最大特異値を表す．

2.2 連続時間系から離散時間系への変換

本論文では，連続時間系を離散時間系へ変換する手法として，0 次ホールドにより離散化する方法¹⁴⁾，無駄時間を含む 0 次ホールドにより離散化する方法¹³⁾，双一次変換により離散化する方法¹⁴⁾，周波数プリワープ付き双一次変換により離散化する方法¹⁴⁾，および整合 z 変換による方法を用いている¹⁴⁾．以下にそれぞれの離散化法について述べる．以下，サンプリング時間は T_s とする．

2.2.1 0 次ホールドにより離散化する方法

連続時間系の制御対象に対して離散時間補償器によるサンプル値制御系を構成する場合，制御対象をサンプラと 0 次ホールドを用いて離散化する必要がある．

連続時間系の (A_c, B_c, C_c, D_c) を 0 次ホールドで離散化した場合，離散時間系の (A_d, B_d, C_d, D_d) は，

$$A_d = e^{A_c T_s}, \quad B_d = \int_0^{T_s} e^{A_c \tau} d\tau \cdot B_c, \quad C_d = C_c, \quad D_d = D_c, \quad (2.1)$$

と表される．

2.2.2 無駄時間を含む 0 次ホールドにより離散化する方法

サンプル値制御系では，演算時間遅れや回路系の遅れなど等価無駄時間特性が制御系に与える影響を無視できない場合も多い．そのような場合，連続時間系の制御対象を 0 次ホールドにより離散化するには無駄時間特性を考慮した離散化手法¹³⁾が必要となる．

等価無駄時間 λ を有する連続時間系の制御対象を

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A_c x(t) + B_c u(t - \lambda), \\ y(t) &= C_c x(t),\end{aligned}\tag{2.2}$$

と定義する. なお, 制御対象は厳密にプロパーであると仮定する. 数式簡略化のため, λ を正の整数 l , 1 より小さい正の数 m を用いて

$$\lambda = lT_s - mT_s,\tag{2.3}$$

と定義する. また,

$$\Phi = e^{AT_s}, \quad \Gamma_1 = \int_{mT_s}^{T_s} e^{A\tau} B_c d\tau, \quad \Gamma_2 = \int_0^{mT_s} e^{A\tau} B_c d\tau,\tag{2.4}$$

と定義する. すると, $l = 1$ の場合, (2.2) 式を 0 次ホールドにより離散化して得られる (A_d, B_d, C_d, D_d) は,

$$A_d = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma_1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_d = \begin{bmatrix} \Gamma_2 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad C_d = \begin{bmatrix} C_c & 0 \end{bmatrix}, \quad D_d = 0,\tag{2.5}$$

$l > 1$ の場合, (2.2) 式を 0 次ホールドにより離散化して得られる (A_d, B_d, C_d, D_d) は,

$$A_d = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma_1 & \Gamma_2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}, \quad C_d = \begin{bmatrix} C_c & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \quad D_d = 0,\tag{2.6}$$

となる.

2.2.3 双一次変換により離散化する方法

双一次変換は台形積分法とも呼ばれ, 積分を台形近似する方法である. すなわち, $e(t)$ の積分値を $u(t)$ とするとき, $u(t)$ を

$$u[k+1] \simeq u[k] + \frac{T_s}{2} \{e[k] + e[k+1]\},\tag{2.7}$$

で近似する方法である。この両辺を z 変換すると

$$\frac{U[z]}{E[z]} = \frac{T_s(z+1)}{2(z-1)}, \quad (2.8)$$

を得る。したがって、連続系の伝達特性を $H_c(s)$ 、離散化後の伝達特性を $H_d[z]$ とした場合、

$$H_d[z] = H_c(s) \Big|_{s=\frac{2(z-1)}{T_s(z+1)}}, \quad (2.9)$$

なる変換を施せばよいことがわかる。この変換は複素左半平面を単位円内に移す変換となっており、 (A_c, B_c, C_c, D_c) から (A_d, B_d, C_d, D_d) への変換公式は

$$\begin{aligned} A_d &= (\alpha I - A_c)^{-1}(\alpha I + A_c), \\ B_d &= \sqrt{2\alpha}(\alpha I - A_c)^{-1}B_c, \\ C_d &= \sqrt{2\alpha}C_c(\alpha I - A_c)^{-1}, \\ D_d &= C_c(\alpha I - A_c)^{-1}B_c + D_c, \end{aligned}$$

と表される。ここで、 $\alpha = 2/T_s$ である。

2.2.4 周波数プリワープ付き双一次変換により離散化する方法

双一次変換では、ナイキスト周波数に近い領域において周波数ずれが発生するという問題がある。特にノッチフィルタは高周波数域に存在する共振特性に対して用いられるものであり、連続時間系で設計したノッチフィルタを離散化するには、周波数ずれを伴う双一次変換を適用することは不適である。このような問題を解決する方法として、周波数プリワープ付き双一次変換による離散化法がある。

伝達特性を保存したい目標周波数を ω_1 とした場合、周波数プリワープ付き双一次変換では

$$H_d[z] = H_c\left(\frac{s}{\omega_1}\right) \Big|_{\frac{s}{\omega_1} = \frac{1}{\tan(\omega_1 T_s/2)} \frac{(z-1)}{(z+1)}}, \quad (2.10)$$

なる変換を施す。

2.2.5 整合 z 変換により離散化する方法

整合 z 変換は、連続系の伝達関数を因数分解した形で表し、その極と零点 $(-a)$ を e^{-aT_s} に変換する方法である。なお、極あるいは零点が複素数 $(-a \pm bj)$ のときは、 $(s + a + bj)(s + a - bj)$ を $(1 - 2z^{-1}e^{-aT_s} \cos(bT_s) + e^{-2aT_s}z^{-2})$ と変換する。

整合 z 変換では、極と零点の周波数が異なるときにも周波数ずれが発生しないため、ナイキスト周波数付近の高周波数において周波数の異なる極と零点を有するフィルタを離散化するのに適している。しかしながら、元となる連続時間系が厳密にプロパーな時は $s = \infty$ も零点となるため、求まった離散時間系が連続時間系に対する良い近似とはならない場合がある。

2.3 離散時間系から連続時間系への変換

本論文では、離散時間系を連続時間系に変換する方法として双一次変換による方法を用いる¹⁴⁾。離散時間系の伝達特性を $H_d[z]$ 、変換後の連続時間系の伝達特性を $H_c(s)$ とした場合、

$$H_c(s) = H_d[z] \Big|_{z = \frac{(1+T_s s/2)}{(1-T_s s/2)}}, \quad (2.11)$$

なる変換を施す。

2.4 一巡伝達特性のベクトル軌跡と感度関数の関係

本論文では、制御系設計を簡易に行うことを目的に、一巡伝達特性のベクトル軌跡を利用した制御系設計法について検討する。そこで、一巡伝達特性のベクトル軌跡と感度関数の関係を示す。以下、感度関数 $S(s)$ は安定であると仮定する。一巡伝達関数を $L(s)$ と定義すると、感度関数 $S(s)$ は次式のようになる。

$$S(s) = \frac{1}{1 + L(s)}. \quad (2.12)$$

ここで、任意の周波数 ω [rad/s] での感度関数のゲインの二乗は

$$|S(j\omega)|^2 = \frac{1}{|1 + L(j\omega)|^2}, \quad (2.13)$$

と表すことができる。さらに、

$$\operatorname{Re}[L(j\omega)] = a, \quad \operatorname{Im}[L(j\omega)] = b, \quad (2.14)$$

とおくと、(2.13) 式は以下のようになる。

$$|S(j\omega)|^2 = \frac{1}{(1+a)^2 + b^2}. \quad (2.15)$$

ここで、 $D(j\omega)$ を複素平面上における座標 $[-1,0j]$ から一巡伝達特性 $L(j\omega)$ までのベクトルと定義すると、(2.15) 式は次式のようになる。

$$|S(j\omega)| = \frac{1}{|D(j\omega)|}. \quad (2.16)$$

Fig. 2.1 に (2.16) 式の三次元プロット (x-y 平面：複素平面, z 軸：感度関数ゲイン) を示す。

(2.16) 式は、「ある任意の周波数における感度関数の大きさは、ナイキスト線図上における一巡伝達特性のベクトル軌跡と座標 $[-1,0j]$ の距離の逆数である」ことを示している。よって、フィードバック制御系が周波数 $\omega[\text{rad/s}]$ の位置外乱を抑圧するための条件は

$$|D(j\omega)| > 1, \quad (2.17)$$

であり、逆に制御系が位置外乱を増幅する条件は

$$|D(j\omega)| < 1, \quad (2.18)$$

となる。

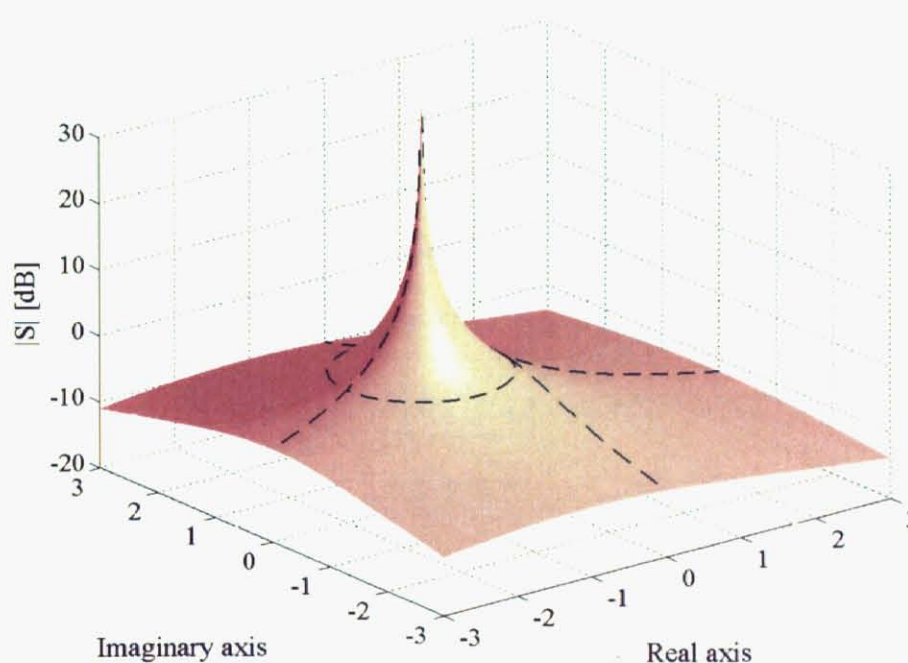


Fig. 2.1 $|S(s)|$ in Nyquist diagram

2.5 連続時間 H_∞ 制御問題

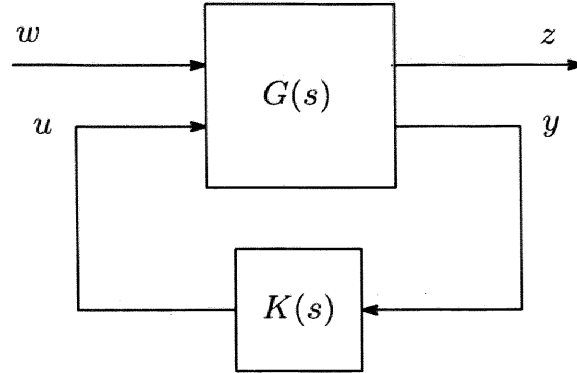


Fig. 2.2 Continuous-time H_∞ problem

連続時間 H_∞ 制御問題では, Fig. 2.2 に示される閉ループ系を考える. ただし, 各信号は

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = G(s) \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix}, \quad u = K(s)y,$$

と表せる. ここで $K(s)$ は連続時間補償器である. また, $G(s)$ は一般化プラントと呼ばれ

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|cc} A & B_1 & B_2 \\ \hline C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{array} \right], \quad (2.19)$$

として与えられる.

すると, 連続時間 H_∞ 制御問題は次のように定義することができる.

定義 1 連続時間 H_∞ 制御問題とは次の条件を満たす連続時間補償器 $K(s)$ を求める問題である.

1. Fig. 2.2 で表される閉ループ系は内部安定である.
2. w から z までの伝達特性を $G_{zw}(s)$ と定義すると, ある与えられたレベル γ に対して

$$\|G_{zw}(s)\|_\infty < \gamma, \quad (2.20)$$

となる.

また, これらの条件を満たす連続時間補償器 $K(s)$ を連続時間 H_∞ 補償器と呼ぶ.

これからわかるように、連続時間 H_∞ 制御問題自体は単に閉ループ伝達関数の H_∞ ノルムをある定数 γ 未満とする内部安定化補償器を求めるという、非常にシンプルなものであり、それゆえ様々な問題に適用することができる。たとえば、ロバスト制御、外乱抑圧制御、感度最適化、目標値追従、フィルタ問題、そして閉ループ整形問題などがあげられ、いずれも小さくしたい伝達関数を G_{zw} に選ぶことで、連続時間 H_∞ 制御問題に帰着させることができる。

連続時間 H_∞ 制御問題の解を実際に求めるにはさまざまな方法が提案されているが、その中でも DGKF(Doyle, Glover, Khargonekar, Francis) の方法¹⁷⁾ が特に有名である。この解を求める際、以下の仮定がおかれる。

仮定 C1: (A, B_2, C_2) は可安定かつ可検出である

仮定 C2: D_{12} および D_{21} はそれぞれ列フルランク、行フルランクである。

仮定 C3: G_{12} および G_{21} はともに虚軸上に不変零点を持たない。

仮定 C1 は一般化プラントが制御器 $K(s)$ によって安定化できるための必要十分条件を表している。また、仮定 C2 および仮定 C3 は数学上の仮定であり、これらが満たされなくとも連続時間 H_∞ 補償器を求める方法は、いくつか知られている¹⁶⁾。

2.6 離散時間 H_∞ 制御問題

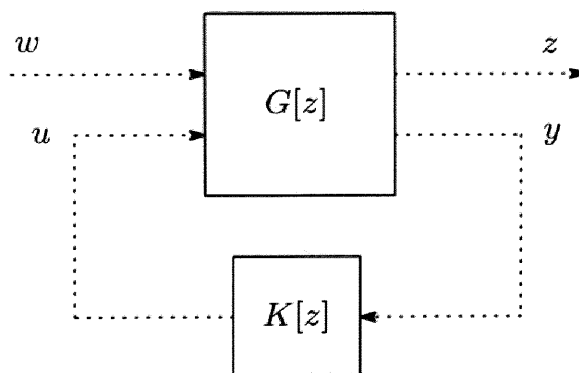


Fig. 2.3 Discrete-time H_∞ problem

離散時間 H_∞ 制御問題では、連続時間 H_∞ 制御問題と同じように、Fig. 2.3 に示される閉ループ系を考える。ただし、この閉ループ系は離散時間系であり、各信号は

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = G[z] \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix}, \quad u = K[z]y,$$

と表せる．ここで $K[z]$ は離散時間補償器である．また， $G[z]$ は

$$G[z] = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|cc} A & B_1 & B_2 \\ \hline C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{array} \right], \quad (2.21)$$

として与えられる．

すると，離散時間 H_∞ 制御問題は次のように定義することができる．

定義 2 離散時間 H_∞ 制御問題とは次の条件を満たす離散時間補償器 $K[z]$ を求める問題である．

1. Fig. 2.3 で表される閉ループ系は内部安定である．
2. w から z までの伝達特性を $G_{zw}[z]$ と定義すると，ある与えられたレベル γ に対して

$$\|G_{zw}[z]\|_\infty < \gamma, \quad (2.22)$$

となる．

また，これらの条件を満たす離散時間補償器 $K[z]$ を離散時間 H_∞ 補償器と呼ぶ．

離散時間 H_∞ 制御問題が連続時間 H_∞ 制御問題の解法と異なる点は，一般化プラントを離散時間系で構成するため，離散時間系に対する制御仕様を設定できる点である．本研究では，離散時間 H_∞ 制御問題の解法として，双一次変換を用いて連続時間 H_∞ 制御問題に帰着させる手法を用いることとする¹¹⁾．具体的な手順は，まず対象となる離散時間系の一般化プラントを双一次変換により連続時間系に変換する．この連続時間系の一般化プラントに対して連続時間 H_∞ 制御問題を解き，連続時間 H_∞ 補償器を設計する．その後，求めた連続時間 H_∞ 補償器を双一次変換を用いて離散時間系に変換することにより，離散時間 H_∞ 補償器を求める．なお，制御系設計問題は，一般化プラント構成後は H_∞ ノルムの評価に置き換わるため，双一次変換後もその関係は保存される．

第3章 HDDのヘッド位置決め制御系

3.1 HDDの構造

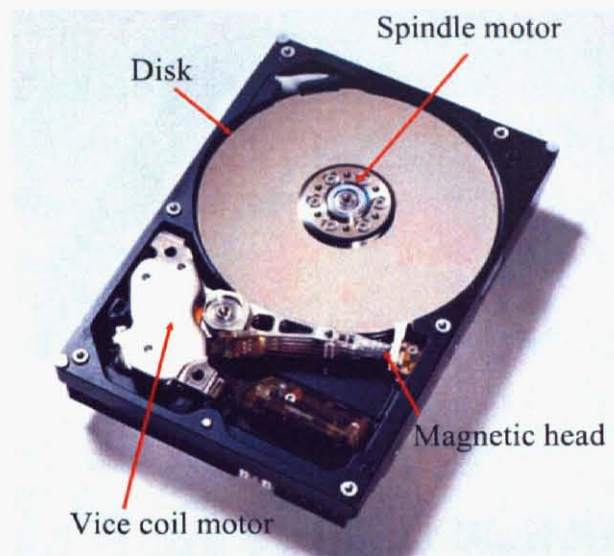


Fig. 3.1 Hard disk drive

HDDは主に、磁気ディスク、磁気ヘッド、ヘッド位置決め機構系、及びそれらの制御装置の4つの部分から構成されている。これらはそれぞれ次の通りである。

磁気ディスク

表面に磁性体が塗布されたアルミ板または硝子板で、データを磁気情報として記録する。データは同心円状に記録されており、一つの同心円の占める領域をトラックと呼ぶ。一般に複数枚が同一軸上に固定され、スピンドルモータにより高速(3600～15000 rpm)で回転している。

磁気ヘッド

ディスクの回転による空気の流れにより僅かに(10 nm以下)浮上し、磁気情報の読み書きを行なう。ヘッドはディスクのデータ面1面につき1つ設けられている。

ヘッド位置決め機構系

磁気ヘッドを保持しつつ、ディスク上の所定の位置に回転移動させる機構系。ヘッド・スタック・アセンブリ (HSA) と呼ばれる。一般にアクチュエータとしてボイスコイルモータ (VCM) が用いられている。磁気ヘッドはサスペンションを介してキャリッジに固定されており、VCM によりピボットベアリングを中心にして揺動する。このヘッド位置決め機構系はその複雑な構成から、高周波数域で多数の振動モードを有する。

制御装置

磁気ヘッドの位置決めを行うサーボコントローラ、スピンドルモータの制御部、ホストコンピュータの要求に対してリード／ライトを実行するコントローラ制御部から構成される。サーボコントローラは、サンプラとホールドを有するサンプル値制御系を前提に設計されている。

Fig. 3.1 に、HDD の内部の写真を示す。本研究では、ディスク回転数 10000 rpm の 3.5 インチ型 HDD を対象とする。

3.2 ヘッド位置決め制御系

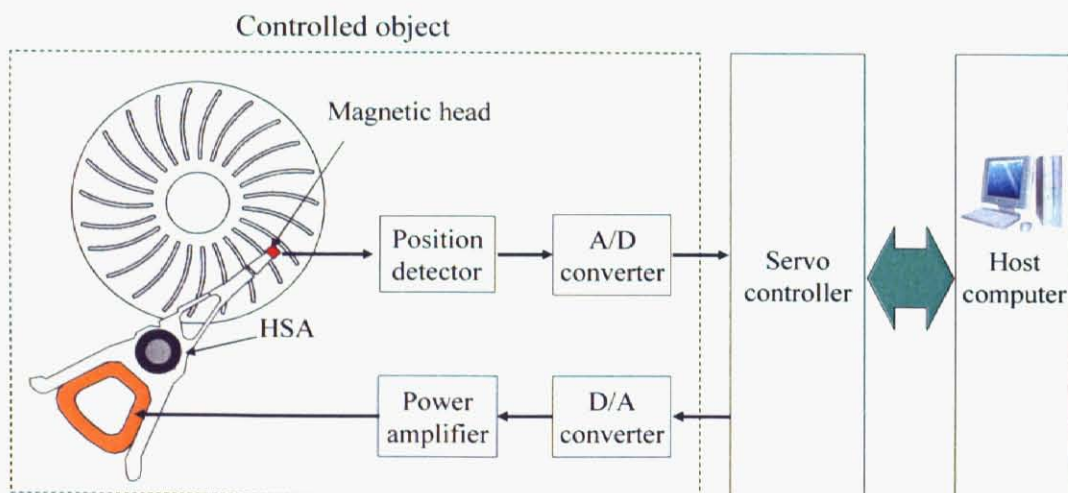


Fig. 3.2 Head-positioning system

Fig. 3.2 にヘッド位置決め制御系の概略図を示す。磁気ヘッドの位置情報は、磁気ヘッドの読み

取った信号から位置情報検出器により復調され、A/D コンバータを介してサーボコントローラに送られる。サーボコントローラはホストコンピュータからの指示に基づき、目標とするトラックに対して磁気ヘッドを移動させる制御入力を計算する。計算された制御入力、D/A コンバータによりアナログ信号に変換された後にパワーアンプを介して VCM に印加される。

3.2.1 位置情報のサンプリング方法

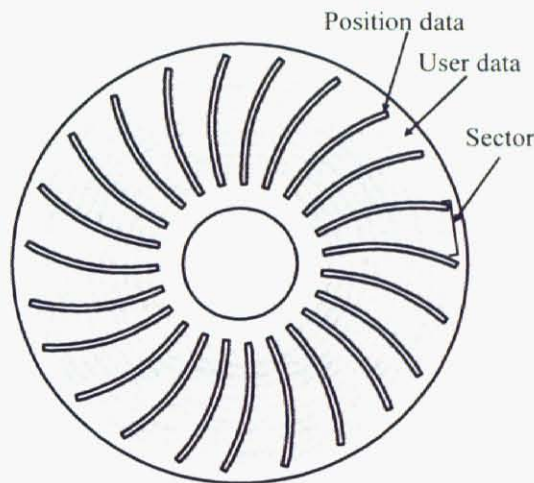


Fig. 3.3 Sectored servo system

磁気ヘッド位置決め制御系の制御量であるヘッドの位置情報の読み取り (サンプリング) にはいくつかの方法が存在するが、現在の HDD ではセクタ・サーボ方式と呼ばれる方法が一般的である。セクタ・サーボ方式とは、全てのディスク上に位置情報を書き込み、そこから位置情報を読み取る方式である。位置情報は放射線状に書き込まれ、位置情報と位置情報の間にユーザーの使用データ領域が与えられる。すなわち、データ領域は位置情報によって区切られており、位置情報と区切られたデータ領域の一组からなる領域をセクタと呼ぶ。セクタ番号とは同一トラック上での番地を表し、セクタ数とはディスク上に書き込まれている位置情報の本数を表す。位置情報は、トラック番号とセクタ番号の他に、バースト信号を含んでいる。バースト信号とは、トラック幅よりも小さい位置情報を得るために書き込まれた信号であり、複数の信号の振幅から構成されている。Fig. 3.3 にセクタ・サーボ方式の概略図を示す。

セクタ・サーボ方式では、各セクタが位置情報を有するため、実際にデータを読み書きしているヘッドの位置情報を正確に知ることができるという利点がある。しかしながら、この方式では、

ディスクの回転数とセクタ数により位置信号のサンプリング周期が決定されるため、サンプリング周期を向上させるためにはユーザのデータ領域を割く形で位置情報の本数を増加させる必要がある。そのため、HDD のデータ容量をできるだけ大きくしたいという観点から、ヘッド位置決め制御系にはできるだけ長いサンプリング周期での制御が望まれている。

3.2.2 制御系構成

磁気ヘッド位置決め制御系には、フォロイング制御とシーク制御の 2 種類の制御がある。

フォロイング制御

データの読み書きを行うために、磁気ヘッドを同一トラックに追従させ続けるための制御である。外乱を抑えることが重要となるため、フィードバック特性が重要視される。

シーク制御

データの読み書きを行う目標トラックまで磁気ヘッドを移動させる制御である。そのため、フィードバック特性のみならずフィードフォワード特性も重要な要素となる。

本研究では、制御系のフィードバック特性を論ずるため、シーク制御は扱わずフォロイング制御のみを対象とする。これらのヘッド位置決め制御系には、以下のような特徴がある。

- 情報の読み書きを行わなければならないため、外乱抑圧特性に優れた高精度位置決めが要求される。
- 磁気ディスクが高速で回転することにより、ディスクの偏心に起因する同期外乱や、ディスクに付随して移動する流体加振力に起因する風乱などが存在する。
- HSA の複雑な構造により、高周波数域において複雑な機構共振が多数存在する。
- 制御量である磁気ヘッドの位置情報は離散信号としてのみ得られる。

3.2.3 制御対象のモデリング

ヘッド位置決め制御系における制御対象は、D/A コンバータへの入力から A/D コンバータの出力までの 1 入力 1 出力系の伝達特性であり、機構系と回路系の混在する特性となる。そこで、回路系のモデリング、機構系のモデリングをそれぞれ検討する。

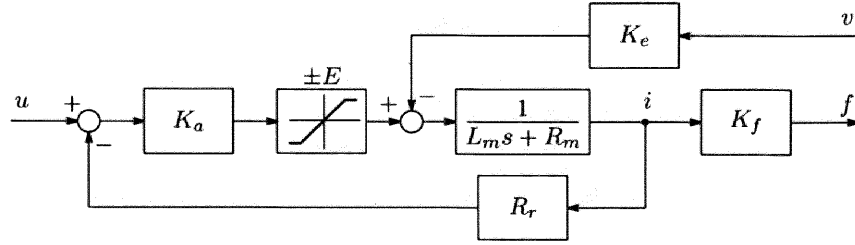


Fig. 3.4 Model of power amplifier and VCM

Fig. 3.4 にパワーアンプと VCM のモデルを示す．ここで， K_a はパワーアンプ印加電圧の増幅率， K_f は力定数， R_m は VCM のコイル抵抗， L_m は VCM のインダクタンス， K_e は逆起電力定数， R_r は電流フィードバック回路の抵抗， $\pm E$ はパワーアンプの飽和電圧， v は磁気ヘッド速度である．Fig. 3.4 より，アンプの飽和が無い場合の入力電圧 u から出力電流 i までの伝達特性は

$$i = \frac{K_a}{L_m \cdot s + R_m + R_r \cdot K_a} u - \frac{K_e}{L_m \cdot s + R_m + R_r \cdot K_a} v, \quad (3.1)$$

となる．ここで， K_a は十分に大きい値であると仮定し $K_a \rightarrow \infty$ とする．これにより上式は

$$i = \frac{1}{R_r} u, \quad (3.2)$$

となる．このようなアンプは電流帰還型と呼ばれ，コイルへの印加電圧が飽和しない範囲では，アンプ特性はゲイン $1/R_r$ となる．この場合，コイルの次定数や逆起電力の影響は受けない．一方，印加電圧が $\pm E$ を超える範囲においては，フィードバックループの効果がなくなるため，アンプ特性はコイルの次定数や逆起電力の影響を含む特性となる．本論文では，電流飽和の生じないフォロイング制御系のみを対象とするので，アンプ特性を定常ゲインと見なすこととする．

VCM の発生する推力 f から磁気ヘッド位置 x までの特性がヘッド位置決め機構系の有する伝達特性となる．ピボットベアリングの回転軸から磁気ヘッドまでの距離を r_g ，HSA の回転軸まわりの慣性モーメントを J ，VCM が発生するトルクを t_r としたとき，等価慣性質量 m ，等価推力 f は

$$m = \frac{J}{r_g^2}, \quad (3.3)$$

$$f = \frac{t_r}{r_g}, \quad (3.4)$$

として定義される．ピボットベアリングの回転角度を θ とすると，フォロイング動作時の微小な動作範囲における磁気ヘッド位置 x は $x \approx r_g \cdot \theta$ と近似することが可能である．したがって，理想的には等価推力から磁気ヘッド位置までの伝達特性は $1/(ms^2)$ (剛体モード) となる．しかしな

がら, HSA はその複雑な構造から多数の機構共振を有している. Fig. 3.5 に等価推力 f からヘッド位置 x までの周波数応答の一例を示す. Fig. 3.5 に示すような多数の共振モードが混在する系に対しては, モードの重ねあわせによるモデリング法が有効である²³⁾. このモデリング法では機構系モデル $P_m(s)$ を以下のように仮定する.

$$P_m(s) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^N \frac{\kappa_i}{s^2 + 2\zeta_i\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2}. \quad (3.5)$$

ここで, N はモデリングに用いるモード数, κ_i は各モードのモード影響定数, ω_{ni} は各モードの固有振動数 [rad/s], ζ_i は各モードの減衰係数を表す. これらのパラメータはモデルが周波数応答の測定結果と一致するように選定される. しかしながら, 実際の測定結果には, VCM アンプや位置検出器の定常ゲインが含まれる. よって本論文では, 連続時間系の制御対象 $P_c(s)$ は定数ゲイン K_p を用いて

$$P_c(s) = K_p \sum_{i=1}^N \frac{\kappa_i}{s^2 + 2\zeta_i\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2}, \quad (3.6)$$

と定義する.

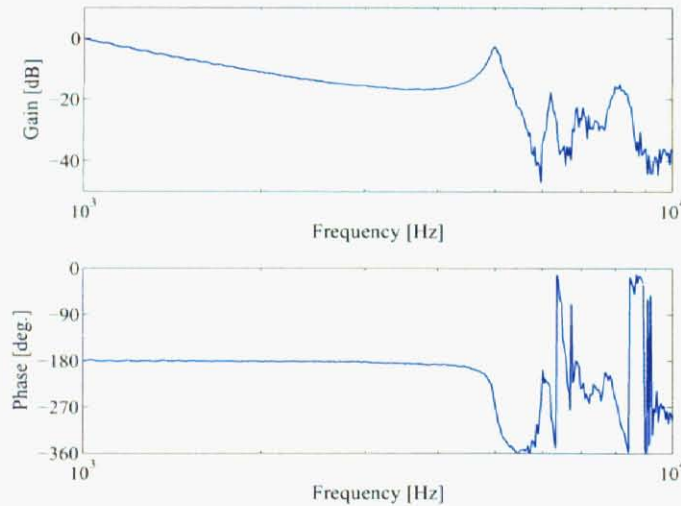


Fig. 3.5 Frequency response of mechanical system

上記以外の特性として, 0 次ホールドの特性とサーボコントローラの演算に伴う無駄時間が考えられる. 本論文では, この両者をモデル化する方法として 2 種類の方法を使用する.

周波数応答に含める方法

古典制御理論や本論文で提案するベクトル軌跡に基づく制御系設計法では、制御対象の周波数応答が必要となる。そこで、連続時間系 $P_c(j\omega)$ の周波数応答に対して、サンプリング時間 $T_s[s]$ の 0 次ホールドの周波数特性 $F_{ZOH}(j\omega)$

$$F_{ZOH}(j\omega) = \frac{1 - e^{-T_s \cdot j\omega}}{j\omega}, \quad (3.7)$$

と、無駄時間 $T_d[s]$ の無駄時間要素の周波数特性 $F_{dt}(j\omega)$

$$F_{dt}(j\omega) = e^{-T_d \cdot j\omega}, \quad (3.8)$$

を用いることにより、離散時間系の周波数応答 $P_d(j\omega)$ を

$$P_d(j\omega) = P_c(j\omega) \cdot F_{ZOH}(j\omega) \cdot F_{dt}(j\omega), \quad (3.9)$$

とする。この方法では、ナイキスト周波数よりも高い周波数に存在する制御対象の特性がサンプリングによりエイリアシングされる影響を考慮することはできない。しかしながら、ナイキスト周波数以上に存在する特性が制御系に与える影響が小さい場合、数式モデルを構築することなく容易に離散化モデルを得ることができるという利点がある。

数式モデルに含める方法

H_∞ 制御理論や現代制御理論においては、制御対象の伝達関数が必要となる。その場合、無駄時間を考慮した 0 次ホールドによる離散化手法 ((2.5) 式, (2.6) 式) により連続時間系の制御対象 $P_c(s)$ を離散時間系の制御対象 $P_d[z]$ に変換する。

3.3 ヘッド位置決め系での機構共振特性

Fig. 3.5 に示すように、HDD のヘッド位置決め機構系では 3kHz 以下の周波数域は剛体モードが支配的となる。機構系の最低次の共振である主共振は 4kHz 以降に現れる。主共振はモード影響定数が負となるモードであり、一つの明確な共振として実現され、その特性を容易にモデル化可能となっている⁷⁰⁾。主共振よりも高い周波数には、様々な高次共振が隣接して存在する。そのため、高次共振の伝達特性を一意に定めることは難しく、モデル化困難な非構造的な不確かさとして捉えることが一般的となっている。本論文では、二つの共振のモード影響定数の正負が同じ場合を**同相**、正負が反対の場合を**逆相**と定義する。例えば、機構系は最低次の共振である主共振はモード影響定数が負となるモードであり、モード影響定数が正である剛体モードとは逆相の関係となる。

3.4 ヘッド位置決め系での位置決め誤差要因

Fig. 3.6に、ヘッド位置決め制御系における位置決め誤差のパワースペクトルの一例を示す。HDDのヘッド位置決め系に加わる外乱は、ディスク回転に起因するものが支配的である⁵¹⁾。そのため、以下のような位置決め誤差要因が存在する。

- ディスクの回転に伴う流体加振力により HSA 全体が振動するため、ヘッド位置信号上では低周波数の大きな誤差要因が発生する。
- HDD のように回転するディスク上に書き込まれた信号に追従する制御系では、repeatable runout (RRO) と呼ばれる線スペクトル状の位置外乱がディスクの回転周波数の整数倍に発生する。Fig. 3.6 から、RRO による線スペクトル状の振動特性が高周波数域にも存在していることを確認できる。
- 流体加振力が励起しやすいヘッド付近でのみ変位を有する機構共振モードが振動することにより、高周波数域にて大きな誤差要因が発生する。本論文では、このような流体加振力に伴う機構振動を風乱と定義する。

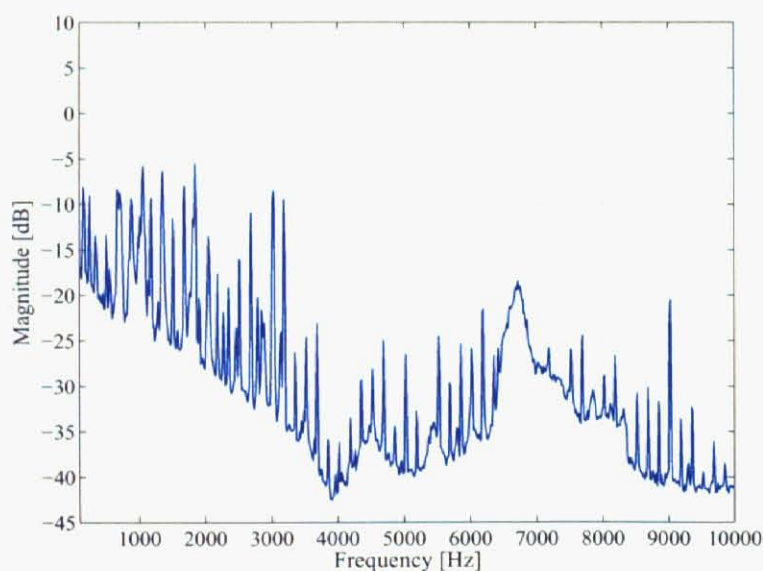


Fig. 3.6 Power spectrum of positioning error signal

第4章 高次機構共振を用いた外乱補償

4.1 本章の概略

ヘッド位置決め制御系の最低次の共振である主共振は、一つの明確な共振として実現され、その特性を容易にモデル化可能である。一方、高次共振は、様々な振動モードが隣接して存在するため伝達特性を一意に定めることは難しく、モデル化困難な非構造的な不確かさとして捉えることが一般的である。そのため、従来の制御系では、高次共振の存在する周波数においては積極的なフィードバック制御は行わず、ノッチフィルタ等を用いたゲイン低減による不安定化回避を行ってきた。

本章では、従来の制御系では困難であった高周波数域での外乱補償を実現するため、ヘッド位置決め機構系の有する高次共振を利用する機構・制御系統合化設計の研究を行う。複雑な伝達特性を有する機構系に対しては、ベクトル軌跡を用いた解析方法が有効であることを示す。また、高次共振を全て主共振と同相化する同相安定化設計法を提案する。さらに、全ての機構共振を位相条件により安定化可能なヘッド位置決め制御系を設計し、高次共振の存在する周波数での感度関数を 0dB 未満とする制御系を実現する。本制御系を用いることにより、高次共振の存在する周波数にて外乱補償が実現可能となる。

4.2 複数モードに対する安定化手法の検討

ヘッド位置決め制御系では、制御対象は様々なモードの連成により構成されている。二つの共振特性が重なり合う時、その共振モードが同相か逆相かに応じて、その伝達特性が大きく変化する²³⁾。そこで、重なり合った二つのモードがナイキスト線図上にどのような挙動を示すかを検証し、各モードに対する安定化手法を検討する。

4.2.1 隣接する共振が同相の場合

隣接する共振が同相である場合として、(3.6) 式に示す

$$P_c(s) = K_p \sum_{i=1}^N \frac{\kappa_i}{s^2 + 2\zeta_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2}, \quad (4.1)$$

に対し

$$\begin{aligned} K_p &= 1, \quad N = 2, \\ \kappa_1 &= \kappa_2 = -0.05, \quad \zeta_1 = \zeta_2 = 0.02, \\ \omega_{n1} &= 2\pi \times 5000, \quad \omega_{n2} = 2\pi \times 6000, \end{aligned} \quad (4.2)$$

とした制御対象 $P(s)$ を考える。同相条件での $P(s)$ の周波数応答を Fig. 4.1 の実線に示す。また、 $P(s)$ のベクトル軌跡を Fig. 4.2 の実線にて示す。隣接する共振が同相であった場合、共振点と共振点の間に反共振点が発生する。位相特性は $-180^\circ \sim -360^\circ$ の範囲内に収まっており、二つの共振が描くベクトル軌跡はほぼ同じ軌跡となる。そのため、一方の共振によるベクトル軌跡がナイキスト右半平面を通過するように位相補償を行うと、もう一方の共振もナイキスト右半平面を通過するベクトル軌跡となるため、同時に二つの共振の位相特性を安定化することが可能となる。

4.2.2 隣接する共振が逆相の場合

隣接する共振が逆相である場合として、(4.1) 式に対し

$$\begin{aligned} K_p &= 1, \quad N = 2, \\ \kappa_1 &= 0.05, \quad \kappa_2 = -0.05, \quad \zeta_1 = \zeta_2 = 0.02, \\ \omega_{n1} &= 2\pi \times 5000, \quad \omega_{n2} = 2\pi \times 6000, \end{aligned} \quad (4.3)$$

とした制御対象 $P(s)$ を考える。 $P(s)$ の周波数応答を Fig. 4.1 の破線にて、ベクトル軌跡を Fig. 4.2 の破線にて示す。隣接する共振が逆相の場合、ゲイン特性は共振点と共振点の間で緩やかな曲線となり、位相特性は 360° 変化する。ベクトル軌跡は、それぞれの共振が原点をはさんで反対方向に円を描くこととなり、一方の共振に対して右半平面を通過するように補償器を設計した場合、もう一方の共振は不安定化されることを意味している。よって、逆相関係にある共振は同時に位相を安定化することは困難であり、どちらかの共振に対してはノッチフィルタ等によるゲイン低減を行い、その周波数での信号を制御系により増幅しないようにしなければならない。

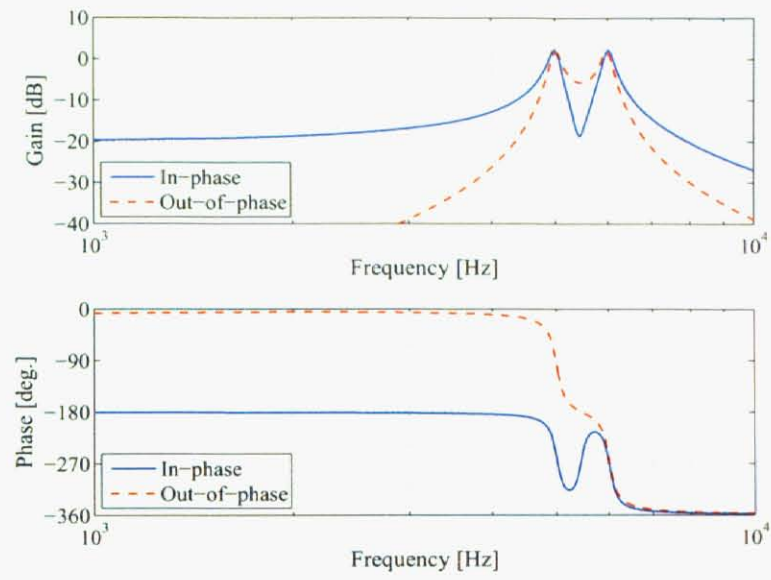


Fig. 4.1 Bode diagram of $P_s(s)$

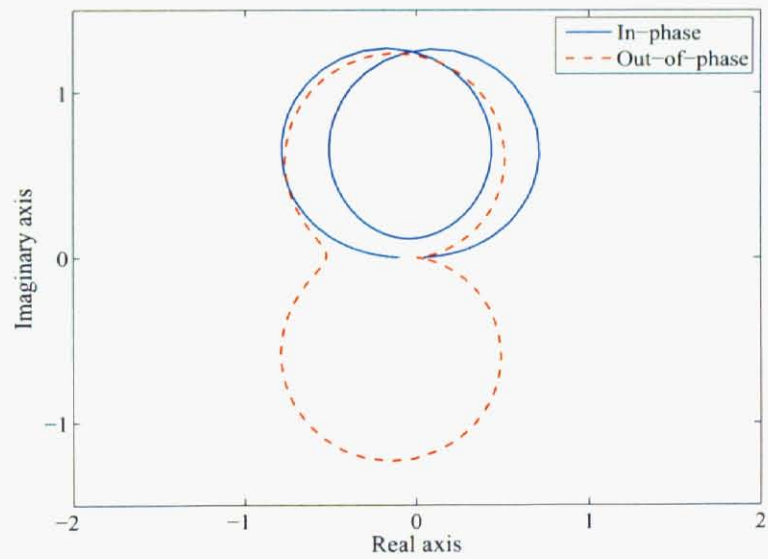


Fig. 4.2 Nyquist diagram of $P_s(s)$

4.3 ヘッド位置決め制御系の機構・制御系統合化設計

本節ではヘッド位置決め制御系に対して、ベクトル軌跡を用いた機構・制御系統合化設計の検討を行う。Fig. 4.3 に本研究で用いたフォロイング制御系のブロック線図を示す。制御量 y はヘッド位置、制御入力 u は VCM 印加電圧、目標値 r は目標トラック位置、 d_p は位置外乱、 e は位置誤差信号、 P は制御対象である。補償器は位相補償を行う C_1 とゲイン低減を行う C_2 に分離して設計する。

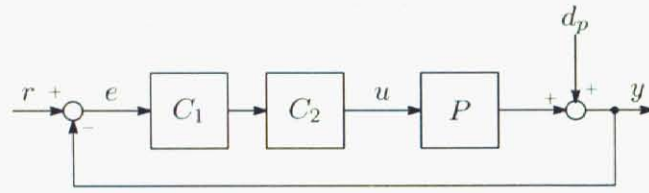


Fig. 4.3 Control system

4.3.1 制御対象モデルの設定

制御対象の有するモードは「剛体モード」「主共振」「高次共振 1」「高次共振 2」とであると仮定し、連続時間系での制御対象モデル $P_c(s)$ を

$$P_c(s) = K_p \sum_{i=1}^4 \frac{\kappa_i}{s^2 + 2\zeta_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2}, \quad (4.4)$$

と設定する。ここで、 $i = 1$ が剛体モード、 $i = 2$ が主共振、 $i = 3$ が高次共振 1、 $i = 4$ が高次共振 2 とする。一般に HDD の位置決め系においては、主共振は位置決め機構系全体が弓形に振動するモード形状を有し、剛体モードとは加振点と観測点の位置関係が反転する。これは、モード影響定数が負であることを意味する。これに対して高次共振は、様々な振動モードが連成して存在するため、その周波数およびモード影響定数の正負を一意に定めることは難しい。そこで本研究では、制御対象の伝達特性を各高次共振のモード影響定数の正負に応じて場合分けする。

はじめに、高次共振のモード影響定数以外のパラメータを (4.5) 式の様に変定する。

$$K_p = 3.7 \times 10^7, \kappa_1 = 1, \zeta_1 = 0, \omega_{n1} = 0, \kappa_2 = -0.8, \zeta_2 = 0.03, \omega_{n2} = 2\pi \times 4000, \quad (4.5)$$

$$\zeta_3 = 0.01, \omega_{n3} = 2\pi \times 6000, \zeta_4 = 0.01, \omega_{n4} = 2\pi \times 6500.$$

高次共振のモード影響定数は

$$\text{Case 1 : } \kappa_3 = 0.35, \kappa_4 = 0.35,$$

Case 2 : $\kappa_3 = 0.35, \kappa_4 = -0.35,$

Case 3 : $\kappa_3 = -0.35, \kappa_4 = 0.35,$

Case 4 : $\kappa_3 = -0.35, \kappa_4 = -0.35,$

の4通りの組み合わせとする. 各 $P_c(s)$ の周波数特性を Fig. 4.4 に示す.

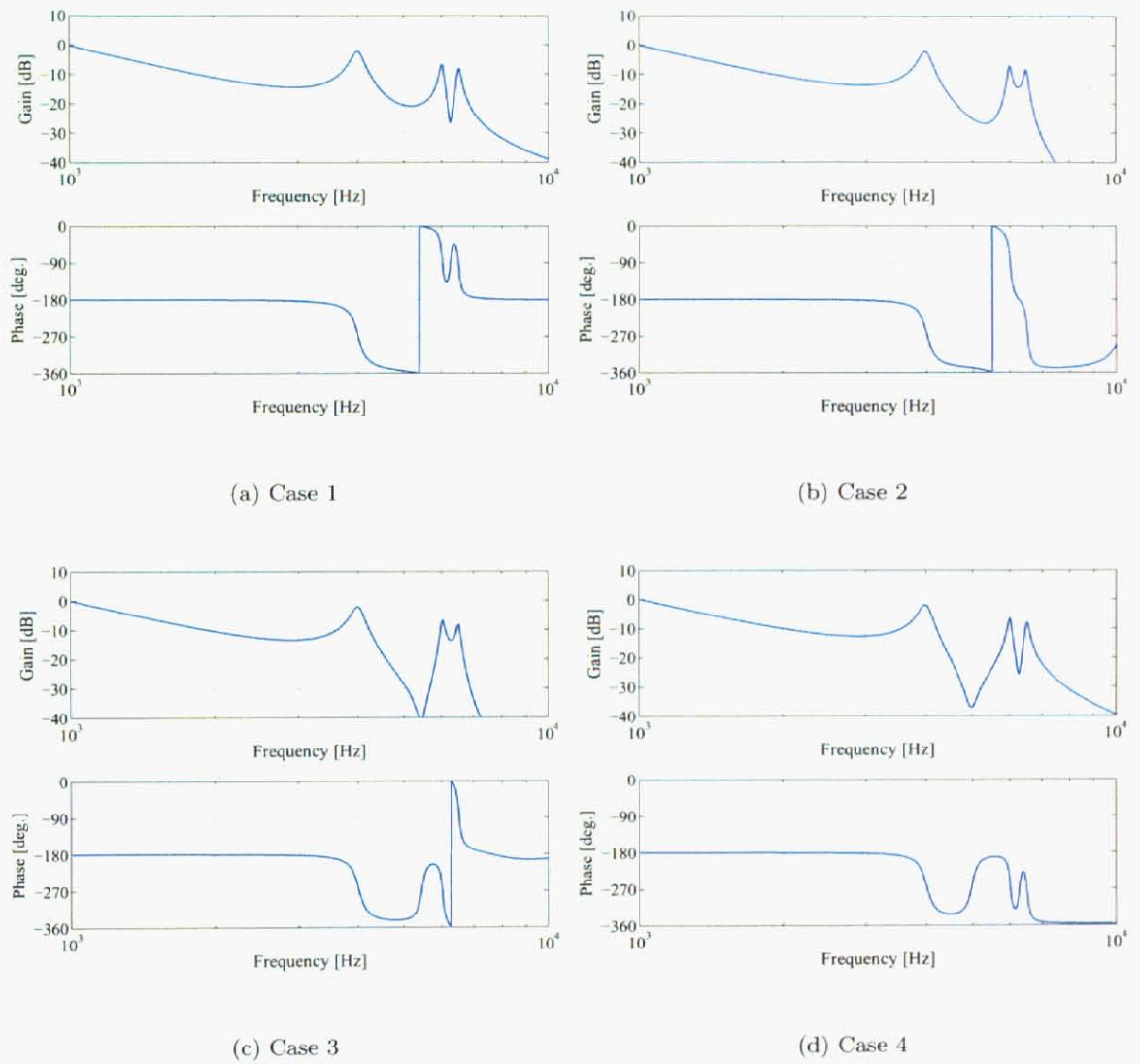


Fig. 4.4 Bode diagram of plant

本章における制御系設計は周波数応答に基づくものである。そこで、制御対象に含まれる0次ホールド F_{ZOH} を (3.7) 式、無駄時間特性 F_{dt} を (3.8) 式にてモデリングする。これにより、制御対象の周波数応答 $P(j\omega)$ は、

$$P(j\omega) = P_c(j\omega) \cdot \frac{1 - e^{-T_s \cdot j\omega}}{j\omega} e^{-T_d \cdot j\omega}, \quad (4.6)$$

とモデル化される。ここで、サンプリング周期 T_s 、等価無駄時間 T_d は実験に使用する装置に合わせて

$$T_s = 50 \times 10^{-6}, \quad T_d = 15 \times 10^{-6}, \quad (4.7)$$

と選定する。Fig. 4.5 に示す $F_{ZOH} \cdot F_{dt}$ の周波数応答より、機構共振の存在する周波数域において位相が 50° から 100° ほど遅れることがわかる。

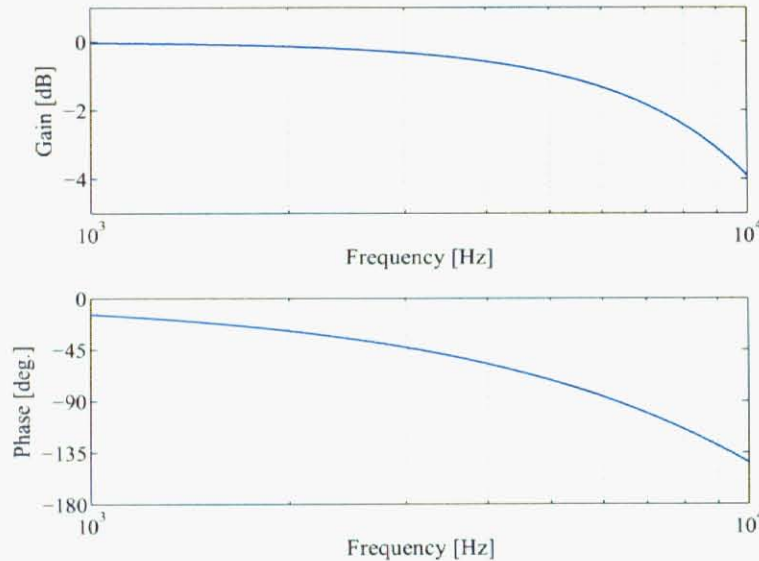


Fig. 4.5 Frequency response of $F_{ZOH} \cdot F_{dt}$

4.3.2 制御系設計

本研究では、ヘッド位置決め制御系の補償器を、剛体モードと主共振に対して位相を安定化する C_1 と、高次共振に対してゲイン低減を行う C_2 の二つに分けて設計する。

- **補償器 C_1** ：サーボ系を構成するための低周波数域での積分器と制御系を安定化する位相補償器により構成される。連続時間フィルタとして設計した後、双一次変換によって離散化する。

- 補償器 C_2 : 高次共振のゲインを低減するノッチフィルタ。共振周波数がナイキスト周波数に近いことを考慮し、連続時間フィルタとして設計した後、周波数プリワープ付き双一次変換によって離散化する。

通常の制御系設計では、補償器 C_2 による位相遅れの影響があるため、はじめに補償器 C_2 を設計した後、位相条件を安定化する補償器 C_1 を設計する手順となる。しかしながら、本節では高次共振の動特性を検証することを目的とするため、剛体モードと主共振を安定化する補償器 C_1 を設計した後、補償器 C_2 の設計を行う。

補償器 C_1 の設計

補償器 C_1 を設計する際には、感度関数ゲインを増大させる (2.18) 式の領域が重要となる。本研究では、剛体モードに対する安定余裕は一巡伝達特性において一度目のゲイン 0dB クロス周波数での位相（位相余裕）にて見積もり、主共振に対する安定余裕は二度目のゲイン 0dB クロス周波数での位相（第二位相余裕と定義する）にて見積もることとする。ここでは、前者の位相を -140° 以上（位相余裕 40° 以上）とし、後者の位相を -230° 以下（第二位相余裕 50° 以上）であることを条件とし、その制約の下で制御帯域を最大とする補償器 C_1 を設計する。

剛体モードは位相を進める補償により安定化されるが、主共振は位相を遅らせる補償により安定化される。そのため、両者のバランスを取る位相補償器の設計が必要である。本例においては、主共振を安定化する位相遅れ補償には制御系の有する等価無駄時間による位相遅れを利用することとし、1形のサーボ系を構成するための積分要素と位相進み補償を行う近似微分要素を補償器 C_1 に持たせることとする。折点周波数の調整の結果、位相補償器 C_1 は

$$C_1(s) = \frac{2.72(s + 2\pi \times 100)(s + 2\pi \times 140)}{s(s + 2\pi \times 2500)}, \quad (4.8)$$

と求まった。

補償器 C_2 の設計

補償器 C_2 を設計するために、フィードバック補償器として C_1 のみを適用しベクトル軌跡を計算する。その計算結果に基づき補償器 C_2 を設計する。Fig. 4.6 にフィードバック補償器として C_1 のみを用いた場合のベクトル軌跡をそれぞれ示す。

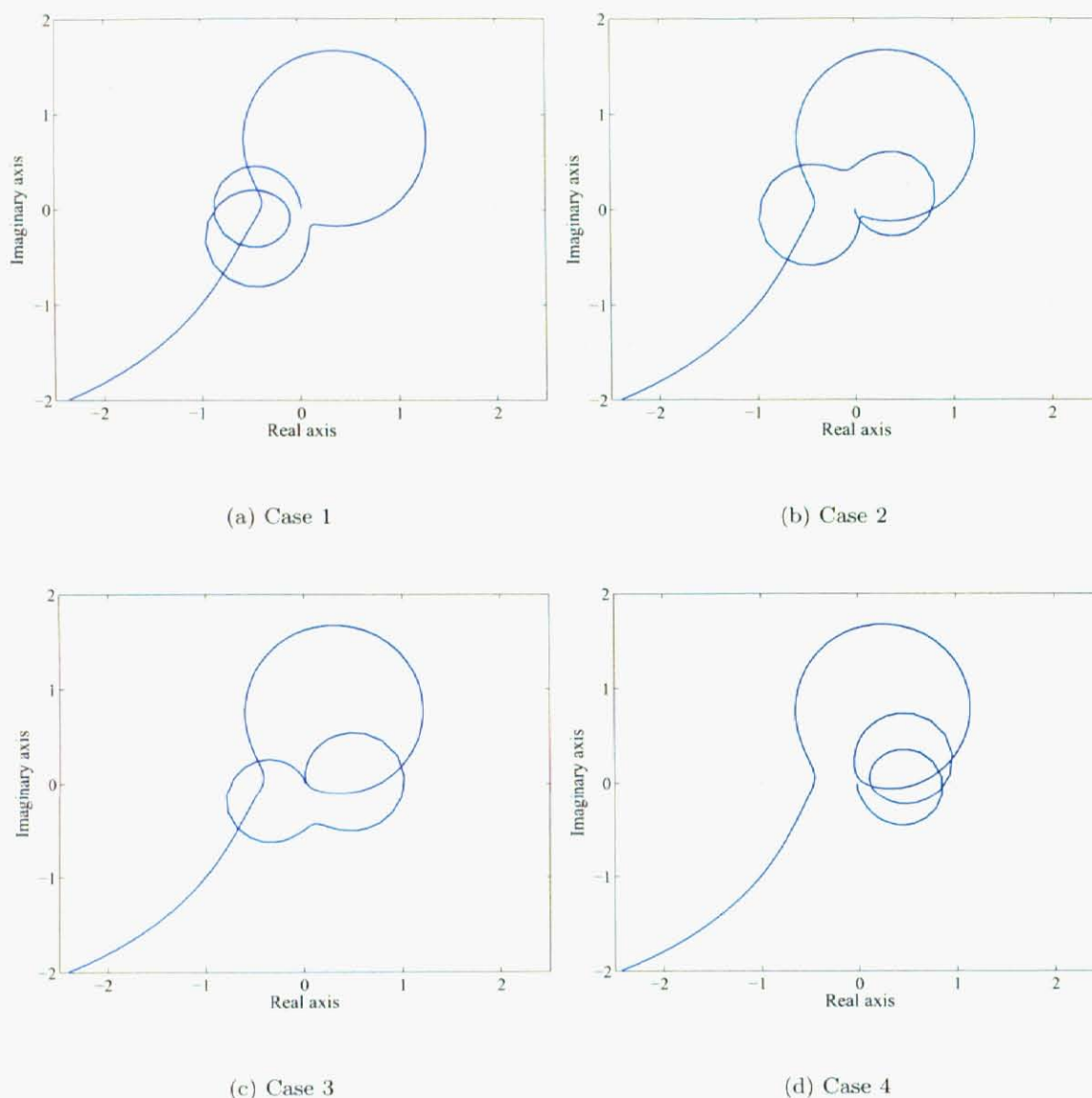


Fig. 4.6 Nyquist diagram

• [**Case 1:** $\kappa_3 > 0$, $\kappa_4 > 0$]

C_1 の位相補償により、主共振はその共振周波数 4kHz にてナイキスト右半平面を通過する安定なベクトル軌跡となっている。一方、主共振と逆相のモードである二つの高次共振が描くベクトル軌跡は $[-1, 0j]$ のごく近い領域を通過するため、共振周波数での感度関数が著しく悪化する。よって、高次共振 1 と高次共振 2 は制御系による位相安定化は困難であり、共振周波数での一巡伝達特性のゲインが十分小さくなるように C_2 を設計する必要がある。

- [Case 2: $\kappa_3 > 0, \kappa_4 < 0$]

主共振と逆相である高次共振 1 は Case 1 の場合と同じく不安定な共振となるが、主共振と同相である高次共振 2 はベクトル軌跡が右半平面を通過するため、感度関数ゲインが低減される安定な特性となる。従って、高次共振 1 の周波数のみゲインが十分小さくなるように C_2 を設計する必要がある。

- [Case 3: $\kappa_3 < 0, \kappa_4 > 0$]

高次共振 1 は主共振と同相、高次共振 2 が主共振と逆相であるため、高次共振 2 の周波数のみゲインが十分小さくなるように C_2 を設計する必要がある。

- [Case 4: $\kappa_3 < 0, \kappa_4 < 0$]

高次共振 1 と高次共振 2 はともに主共振と同相であるため、両共振ともナイキスト線図の右半平面を通過する安定なベクトル軌跡となり、共振周波数にて感度関数ゲインを低減する。このような場合、ノッチフィルタ等によるゲイン低減は感度関数を悪化させることとなるため、制御系は C_2 を用いずに C_1 のみですべての共振を安定化することが望ましい。

以下、高次共振に対する考察をまとめる。

- 主共振と同相関係にある高次共振は位相補償により安定化可能であり、位置決め精度向上に利用できる。
- 主共振と逆相関係にある高次共振は位相補償による安定化は困難であり、ノッチフィルタ等を用いたゲイン低減による不安定化回避が必要である。

4.3.3 同相安定化設計

主共振と同相の高次共振を位相条件により安定化する手法（同相安定化設計とする）には、従来のゲイン低減による安定化法（ゲイン安定化設計とする）と比べて次のような利点がある。

- 高いロバスト性

ノッチフィルタは限られた範囲のみゲインを低減するため、共振周波数の変動に対するロバスト性は低く、ゲイン変動に対しても一定の範囲でしかロバスト安定性を補償できない。同相安定化設計による制御系は、共振周波数でのベクトル軌跡がナイキスト右半平面を通過する限り安定性を保証できるため、共振周波数の変動およびゲイン変動に対するロバスト性は

高い。特に、共振のゲインが大きければ大きいほど共振周波数での感度関数ゲインが低減され位置決め精度は向上する。

- 高次共振による振動の改善

シーク時に発生する反力等により高次の機構共振による振動が発生した場合、ノッチフィルタを適用するとその振動は自然減衰に任される。同相安定化設計では、共振周波数において感度関数ゲインが低減されるため、高次共振による振動は制御系によって制振される。

4.4 実験

本研究では、同相安定化設計の実験検証を行うために、全ての高次共振が主共振と同相となる、Fig. 4.7 に示すヘッド位置決め機構系を試作し、ヘッド位置決め制御系の実験を行った。実験に用いる制御系の構成は前節同様 Fig. 4.3 のフォロイング制御系とし、制御対象のサンプリング時間は $50\mu\text{s}$ 、等価無駄時間は $15\mu\text{s}$ である。なお、機構系の設計手法¹⁰⁰⁾ に関しては本論の趣旨とは異なるため割愛する。実線は雰囲気温度が 25 度の場合、破線は雰囲気温度が 55 度の場合である。この図から、

- 主共振はひとつの明確な振動モードとして観測される。温度特性が変化すると、共振周波数が変化する。
- 高次共振は複数の振動モードが近接しており、複雑な特性を有している。温度条件が変化することにより、その周波数応答は著しく変化する。

ということを確認できる。Fig. 4.8 は Fig. 4.7 に示す制御対象のベクトル軌跡を示した図である。実線は雰囲気温度が 25 度の場合、破線は雰囲気温度が 55 度の場合である。この図から、今回試作したヘッド位置決め機構系では、一見複雑に見える機構共振が全て同じ向きの円軌跡を描く同相のモードであり、温度変化に伴う位相条件の変化もほとんど無いことが分かる。このことから、これらの機構共振の描くベクトル軌跡がナイキスト線図上の右半平面を通過するように、機構共振特性の存在する周波数において位相を遅らせればよいことが容易に推測される。

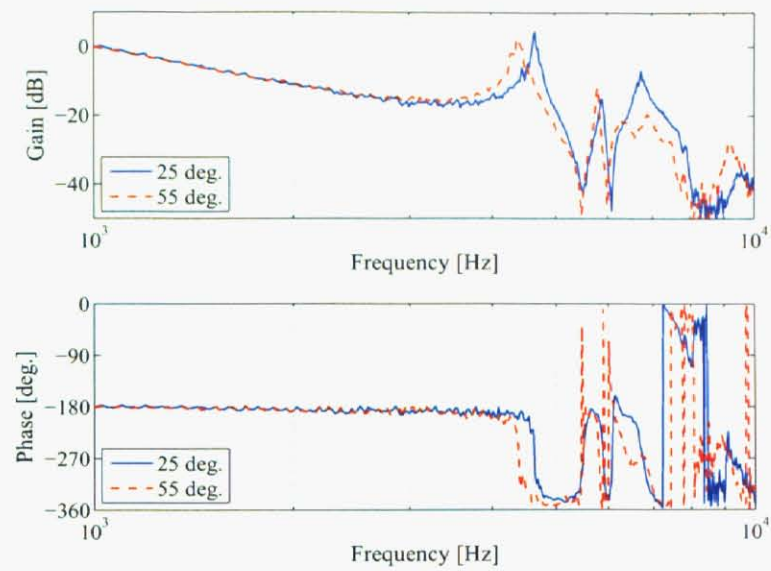


Fig. 4.7 Frequency response of mechanical system

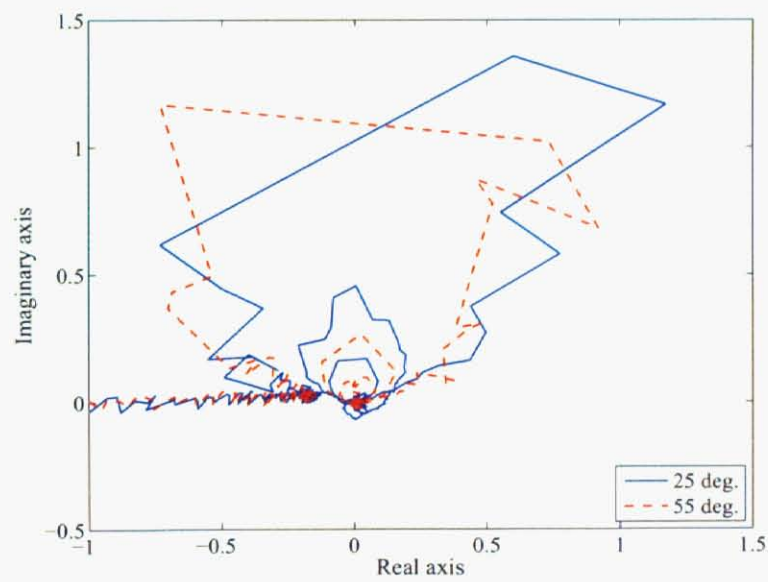


Fig. 4.8 Vector locus of mechanical system

4.4.1 制御系設計

高次共振が主共振と同相である場合、補償器 C_2 は不要であるためゲイン 1 として与える。また、補償器 C_1 は、

- サーボ系を構成するための、低周波数域での積分特性
- 剛体モードを安定化する、一巡伝達特性のゲイン 0 dB クロス周波数付近での位相進み特性

が必要となる。また、機構共振が存在する周波数域では位相遅れ特性が必要となる。本章では、機構共振を安定化する位相遅れ特性は、制御系の有する 0 次ホールドと等価無駄時間による位相遅れを利用する。これにより、補償器 C_1 は、1 次の積分特性と 1 次の位相進み特性から構成される 2 次のフィルタにて実現可能となる。ゲイン余裕 5 dB 以上、位相余裕 30° 以上、第二位相余裕 50° 以上の条件下において制御帯域が最大となるように位相進み遅れの折れ点周波数を調整した結果、

$$C_1(s) = \frac{3.56(s + 2\pi \times 100)^2}{s(s + 2\pi \times 2500)}, \quad (4.9)$$

と求まった。求まった補償器 $C_1 \cdot C_2$ の周波数特性を Fig. 4.9 に示す。

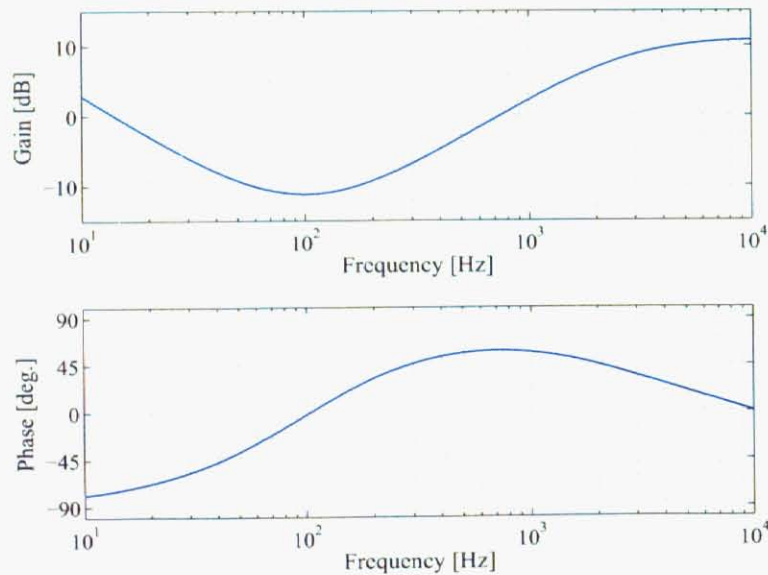


Fig. 4.9 Frequency response of controller

4.4.2 実験結果

Fig. 4.9 に示すフォロング補償器を用いて実験を行った。一巡伝達特性の周波数応答を Fig. 4.10 に、ベクトル軌跡を Fig. 4.11 に示す。実線は雰囲気温度が 25 度の場合、破線は雰囲気温度が 55 度の場合である。この図より、求まった補償器は全ての機構共振の位相特性を安定化しており、温度条件の変化に対してもロバスト制御性能を有していることが分かる。特に高次共振に対しては、ベクトル軌跡の描く円弧がすべて右半平面を通過していることから、無限大のゲイン余裕を有していると言える。Fig. 4.12 に感度関数の測定結果を示す。実線は雰囲気温度が 25 度の場合、破線は雰囲気温度が 55 度の場合である。この図より、実現したフォロイング制御系では、温度条件による特性変化があった場合にも、全ての共振周波数にて感度関数を 1 未満に低減しており、その周波数における外乱を補償可能であることが確認できる。

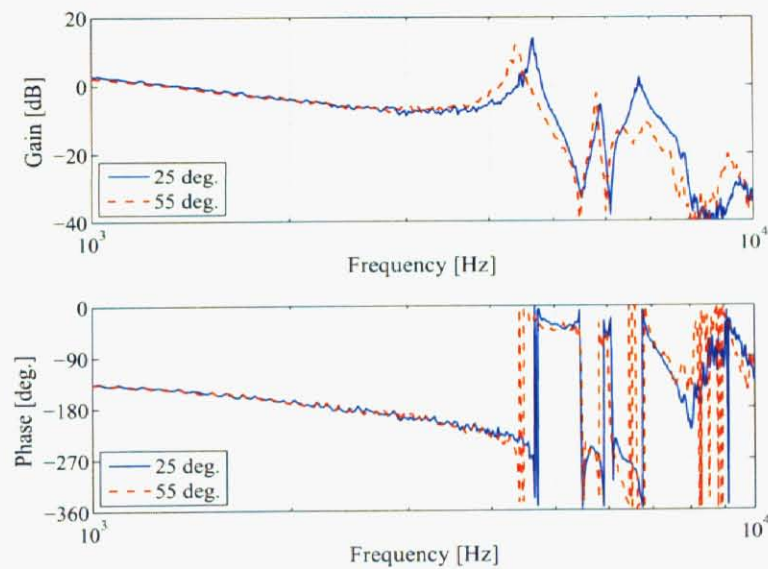


Fig. 4.10 Open-loop characteristic

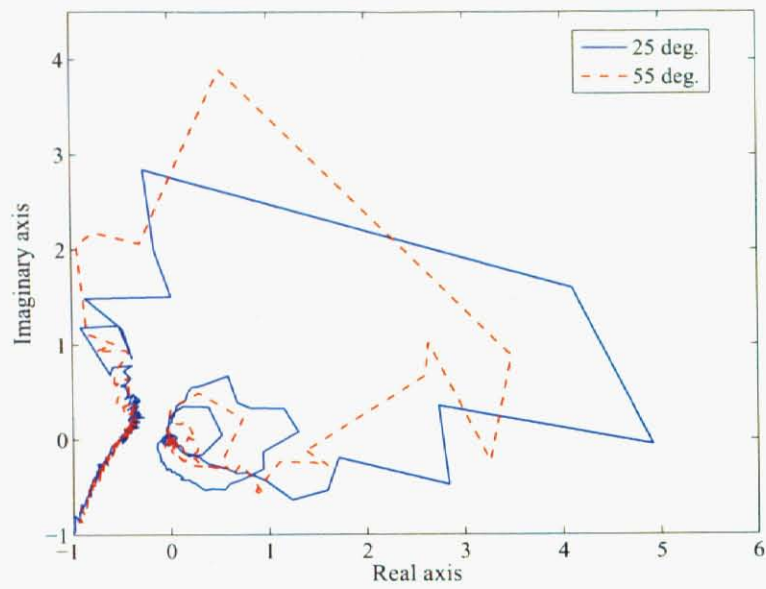


Fig. 4.11 Nyquist diagram

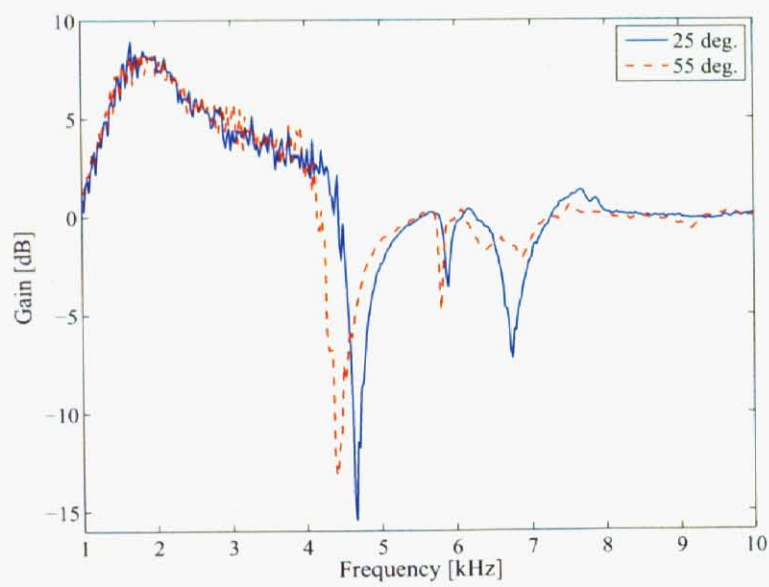


Fig. 4.12 Sensitivity function

4.5 本章のまとめ

本章では、ヘッド位置決め機構系の高次共振を利用した高周波数域での外乱補償制御の研究を行った。複雑な伝達特性を有する機構系に対しては、ベクトル軌跡を用いた解析方法が有効であることを示し、高次共振を全て主共振と同相化する同相安定化設計法を考案した。また、同相安定化設計に基づき試作されたヘッド位置決め制御系を用いた実験を行い、全ての機構共振を位相補償器により安定化することで、機構共振の存在する周波数にて外乱を補償可能な制御系を実現した。本手法により、ヘッド位置決め系の高周波数域においてロバスト性と制御性能を両立する制御系の構築が可能となる。

第5章 仮想共振モードを用いた外乱補償

5.1 本章の概略

ヘッド位置決め制御系には、ディスク回転に伴う位置外乱やヘッド位置決め機構系の振動、および装置外部から伝わる振動など、様々な位置決め誤差要因となる外乱が存在する。これらの外乱のうち、主共振よりも高い周波数に存在するものは、その周波数が制御帯域よりも高く機構系の高次共振特性の影響も無視できない領域であることから、その振動を制御系によって補償することは容易ではない。

第4章では、位相条件の安定な高次の機構共振を用いて主共振よりも高い周波数の外乱を補償可能な制御系設計法を提案した。しかしながら、機構系の高次共振特性を外乱周波数に合わせて正確に設計することは容易なことではなく、その特性も個体差や環境条件の変化に伴うばらつきを有するという問題がある。

本章では、HDDのヘッド位置決め制御系に対して、仮想共振モードを用いた位置決め制御系を提案する。仮想共振モードとは、機構共振モードと等価な働きをする共振特性をデジタルフィルタで再現したものである。仮想共振モードを用いることにより、主共振よりも高い周波数における振動を正確に抑圧することが可能となる。本手法を主共振より高い周波数に存在するディスク回転に同期した位置外乱に対して適用し、その有効性を実験結果により示す。

5.2 仮想共振モードを使った制御系設計

前章において、ナイキスト周波数が主共振周波数よりも十分に高い場合、制御系の有する機構共振の位相条件を安定化することで、制御帯域よりも高い周波数にて感度関数を抑圧することが可能であることを示した。しかしながら、機構系の共振特性を正確に設計することは難しく、その特性には個体差や環境条件の変化に伴うばらつきも存在する。とくに、RROの様な線スペクトル上の共振特性を実現することは不可能に近い。

一方、デジタルフィルタは、ゲインや位相などの周波数特性を正確に設計可能であり、機構共振特性のような個体差や環境条件の変化に伴うばらつきも存在しない。そこで本研究では、安定な共振特性をデジタルフィルタにより実現する仮想共振モードを提案する。

初めに、デジタルフィルタにより実現する仮想共振モードを

$$F_r(s) = K_p \frac{\kappa_v}{s^2 + 2\zeta_v \omega_{nv} s + \omega_{nv}^2}, \quad (5.1)$$

とする。ここで、 κ_v はモード影響定数、 ζ_v は減衰係数、 ω_{nv} は共振周波数を表す。位置決め機構系の伝達関数を $P_s(s)$ とした場合、 $P_s(s)$ に仮想共振モード $F_r(s)$ を加えると

$$P_s(s) + F_r(s) = P_s(s) \cdot \left(1 + \frac{F_r(s)}{P_s(s)}\right), \quad (5.2)$$

となる。上式は

$$1 + \frac{F_r(s)}{P_s(s)}, \quad (5.3)$$

を制御対象に直列結合することで、位置決め機構系に仮想共振モードを付加できることを示している。しかしながら、 $P_s(s)$ が不安定零点を有する場合、(5.3) 式は不安定な伝達特性となる。そこで、低次元化モデル $M_r(s)$ を導入する。 $M_r(s)$ は、下記に示す条件を満たすこととする。

- 不安定零点を持たない。
- F_r/M_r がプロパーな伝達特性である。
- 仮想共振モードが影響を与える周波数にて、 $P_s(s)$ の特性を十分な精度で近似している。

(5.3) 式の機構系 $P_s(s)$ を低次元化モデル $M_r(s)$ に置き換えることで、

$$1 + \frac{F_r(s)}{M_r(s)}, \quad (5.4)$$

という安定な伝達特性を得ることが出来る。

制御対象 P に (5.4) 式を直列結合した伝達特性 P_v

$$P_v = P \cdot \left(1 + \frac{F_r}{M_r}\right), \quad (5.5)$$

を新たな制御対象とすることで、仮想共振モードを付加した制御系を実現できる。その制御系のブロック線図は Fig. 5.1 のように示すことが出来る。仮想共振モードを制御系に実装する際には、(5.4) 式を整合 z 変換により離散化したデジタルフィルタを用いる。

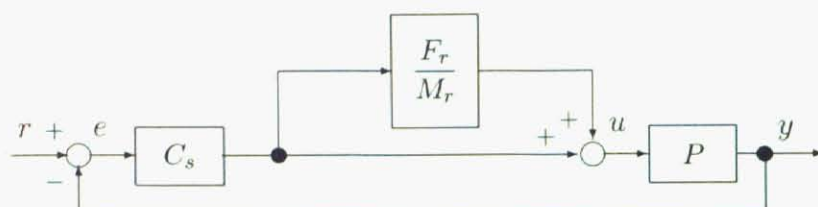


Fig. 5.1 Block diagram

5.3 制御系設計

本章では、仮想共振モードによる制御系設計を Fig. 5.2 の破線に示すヘッド位置決め機構系に対して行う。ここで、制御系のサンプリング時間は $40\mu\text{s}$ 、無駄時間は $15\mu\text{s}$ である。

5.3.1 モデリング

はじめに、連続時間系での制御対象モデル $P_c(s)$

$$P_c(s) = K_p \sum_{i=1}^m \frac{\kappa_i}{s^2 + 2\zeta_i\omega_{ni}s + \omega_{ni}^2}, \quad (5.6)$$

が測定した周波数応答と一致するように各パラメータを選定する。 $m = 7$ (14 次) としてモデリングを行った結果、 $K_p = 4.3 \times 10^7$ となり、その他のパラメータは Table 5.1 に示す値となった。求めたモデルの周波数応答を Fig. 5.2 の実線に示す。離散時間系の制御対象 P は、 $P_c(s)$ を無駄時間を含む 0 次ホールドにて離散化して求めることとする。

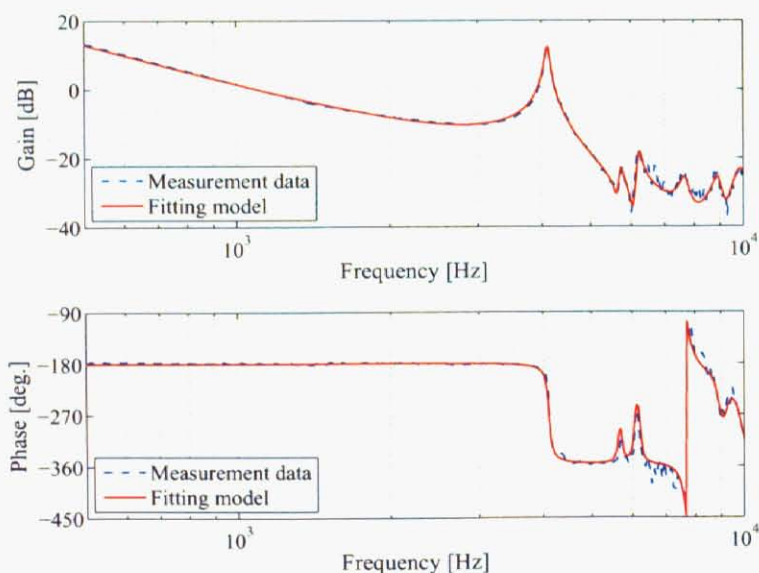


Fig. 5.2 Frequency response of mechanical system

Table 5.1 Parameter of $P_c(s)$

mode (i)	ω_{ni} [rad/s]	κ_i	ζ_i
mode 1	0	1.0	0
mode 2	$2\pi \times 4100$	-1.3	0.01
mode 3	$2\pi \times 5700$	-0.03	0.01
mode 4	$2\pi \times 6200$	-0.08	0.01
mode 5	$2\pi \times 7650$	0.12	0.02
mode 6	$2\pi \times 8900$	-0.13	0.02
mode 7	$2\pi \times 9800$	-0.35	0.03

5.3.2 仮想共振モードの設計

本研究では、制御帯域を 1 kHz とし、仮想共振モードにより補償する対象外乱をディスク回転周波数の 42 倍 (7018Hz) に相当する RRO とする。仮想共振モードの共振周波数は目標の外乱周波数である 7018 Hz とする。仮想共振モードのモード影響定数は、仮想共振モードが主共振と同相の共振となるように負の定数として選定する。また、仮想共振モードでは、目標の外乱周波数以外ではゲインが小さくなることが望ましい。そこで、7018 Hz でのみゲインを有するようにモード影響定数と粘性係数の組み合わせを検討し、仮想共振モード F_r を下記のように選定した。

$$F_r(s) = \frac{\kappa_r}{s^2 + 2\zeta_r\omega_r s + \omega_r^2}, \quad (5.7)$$

ここで

$$\kappa_r = -0.001, \zeta_r = 0.000001, \omega_r = 2\pi \times 7018. \quad (5.8)$$

低次元化モデル M_r は対象とする外乱周波数において連続時間系の制御対象モデル P_c の特性を実現する必要がある。Fig. 5.2 より、 P_c のゲイン特性および位相特性には 7018 Hz 付近において急峻な特性変化は認められない。そこで、 F_r に対応する低次元化モデルを M_r とし、以下のような剛体モデルにてモデル化する。

$$M_r(s) = \frac{-1.45}{s^2}. \quad (5.9)$$

Fig. 5.3 の実線に M_r の周波数応答を, Fig. 5.4 の実線に F_r/M_r の周波数応答を示す. また, Fig. 5.5 の破線に, 仮想共振モード付き制御対象 P_v

$$P_v = P \cdot \left(1 + \frac{F_r}{M_r}\right), \quad (5.10)$$

の周波数応答を示す. 比較のため, Fig. 5.5 の実線に仮想共振モードの無い制御対象 P を示す. この結果から, 線スペクトル状の共振モードが目標外乱の存在する 7018 Hz に実現されていることを確認できる.

P_v に対して, 主共振と仮想共振モードのベクトル軌跡がナイキスト線図上にて右半平面を通過するようにサーボ補償器 C_s を設計する. C_s は, PI-Lead フィルタ C_p とノッチフィルタ C_n の積として与える. C_p はサーボ系を構成するための積分器と剛体モードを安定化する位相進み特性から構成される. C_n は主共振に対する位相遅れ補償器として使用する. デジタルフィルタとして制御系に実装する際には, C_p は双一次変換を用いて, C_n は周波数プリワープ付き双一次変換を用いて離散化する. 制御帯域 1 kHz, ゲイン余裕 5 dB 以上, 位相余裕 30° 以上, 第二位相余裕 50° 以上を実現するように, C_s の折点周波数と C_n の位相遅れ量を設計した結果, C_p と C_n は以下のようになされた.

$$C_p(s) = \frac{2.44(s + 2\pi \times 200)^2}{s(s + 2\pi \times 2800)}, \quad (5.11)$$

$$C_n(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_n\omega s + \omega^2}{s^2 + 2\zeta_d\omega s + \omega^2}, \quad (5.12)$$

ただし,

$$\zeta_n = 0.01, \zeta_d = 0.13, \omega = 2\pi \times 4500. \quad (5.13)$$

求まった C_s の周波数応答を Fig. 5.6 に示す.

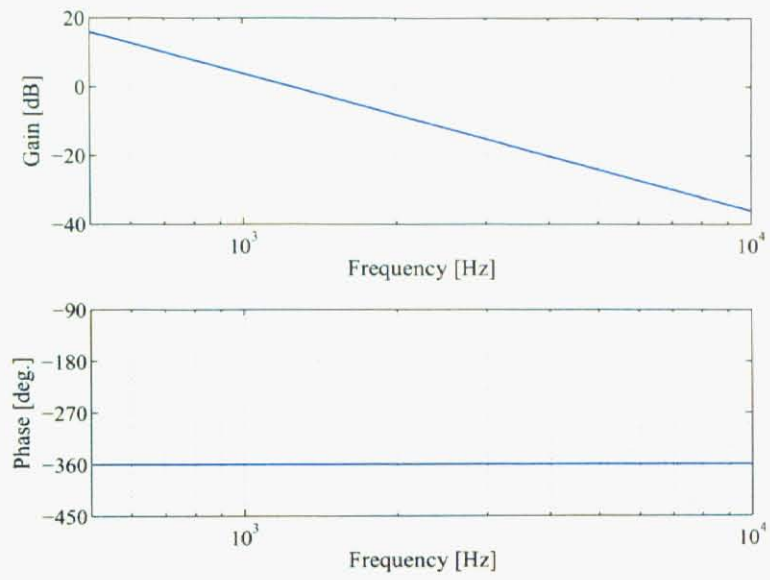


Fig. 5.3 Frequency response of M_r

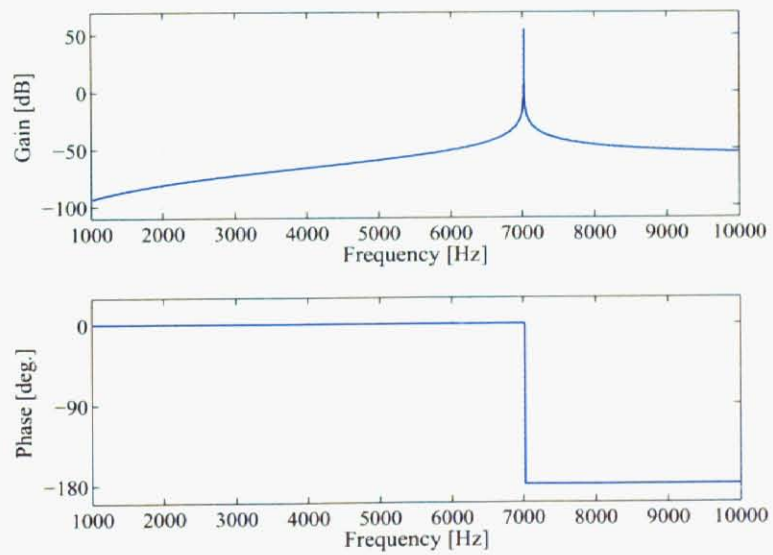


Fig. 5.4 Frequency response of F_r/M_r

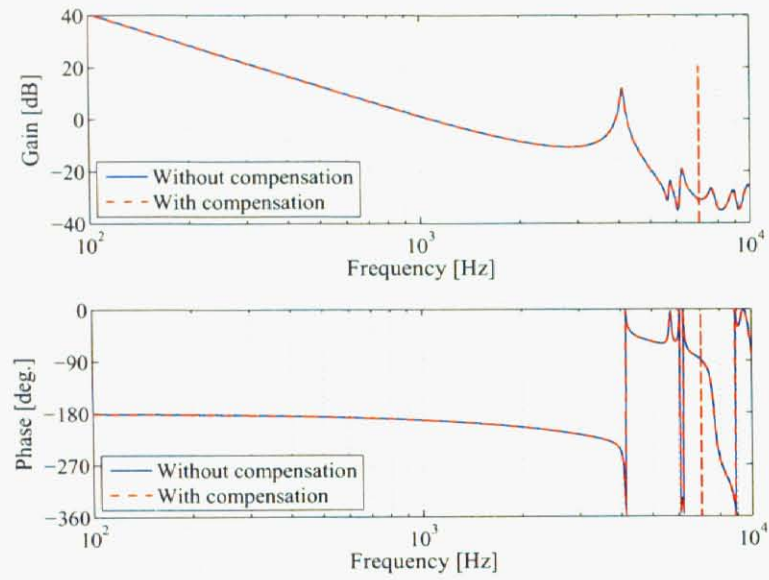


Fig. 5.5 Frequency response of P_v and P

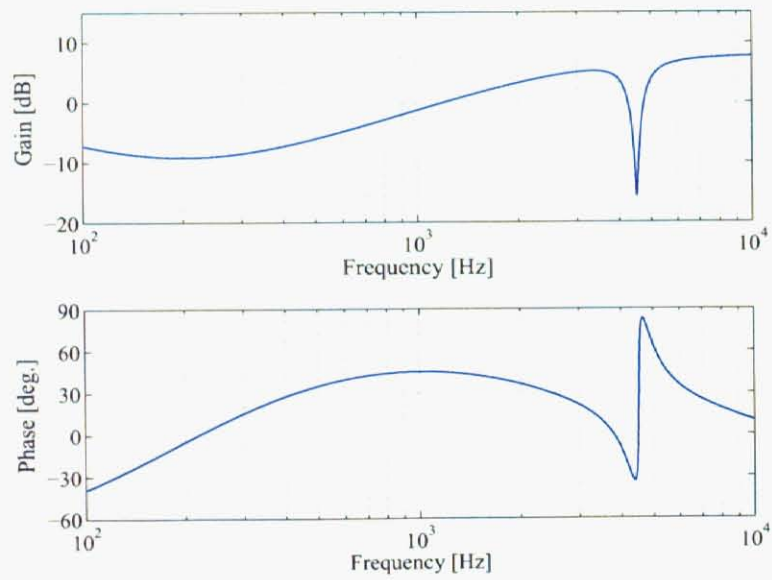


Fig. 5.6 Frequency response of C_s

5.4 実機評価

仮想共振モード付き制御対象 P_v に対して C_s を適用した結果として、一巡伝達特性のシミュレーション結果を Fig. 5.7 に、ベクトル軌跡を Fig. 5.8 に示す。この図より、求めた制御系は、制御帯域 1 kHz、ゲイン余裕 5 dB 以上、位相余裕 30° 以上、第二位相余裕 50° 以上を実現し、主共振と仮想共振モードを位相条件にて安定化していることを確認できる。

仮想共振モードの効果を検証するため、感度関数のシミュレーションを行った。7018 Hz 付近の感度関数のゲイン特性を Fig. 5.9 に示す。実線は、仮想共振モード付き制御対象 P_v に対してサーボ補償器 C_s を適用した結果であり、破線は仮想共振モードを付加しない制御対象 P に対して C_s を適用した結果である。この結果から、今回設計した仮想共振モードは、目標周波数である 7018 Hz での感度関数特性を大幅に改善しつつ、目標周波数以外の特性を悪化させていないことが分かる。

仮想共振モードの効果を検証する実験を行った。Fig. 5.10 に 7018 Hz 付近の位置決め誤差信号のパワースペクトル（実線：仮想共振モード有り、破線：仮想共振モード無し）を示す。この結果から、仮想共振モードは、周囲の振動を悪化させることなく目標の線スペクトル状の位置外乱を補償していることを確認できる。

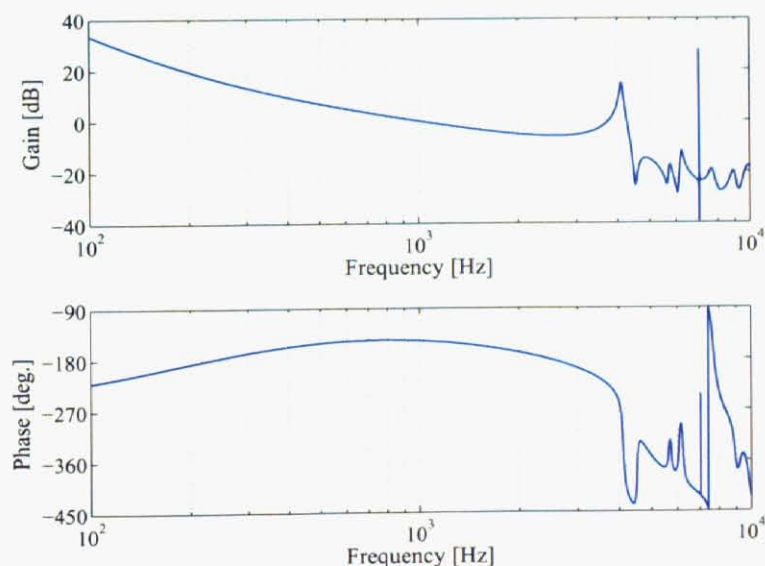


Fig. 5.7 Open-loop characteristic

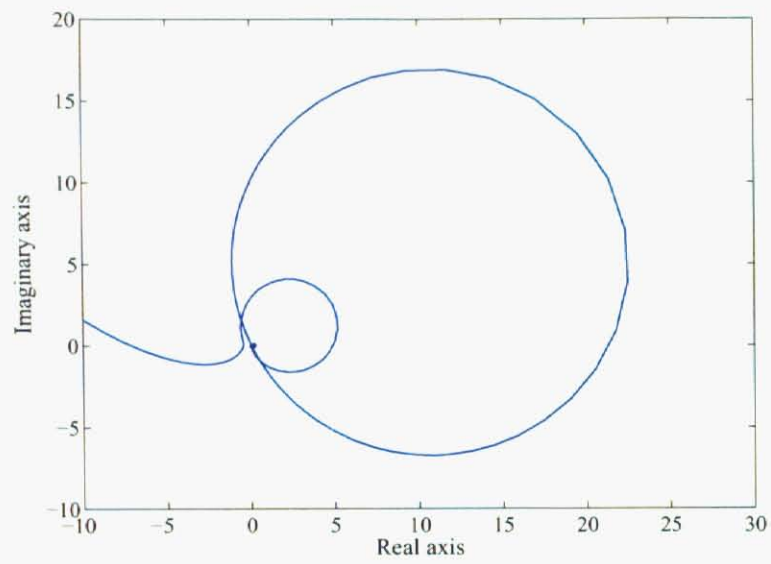


Fig. 5.8 Nyquist diagram

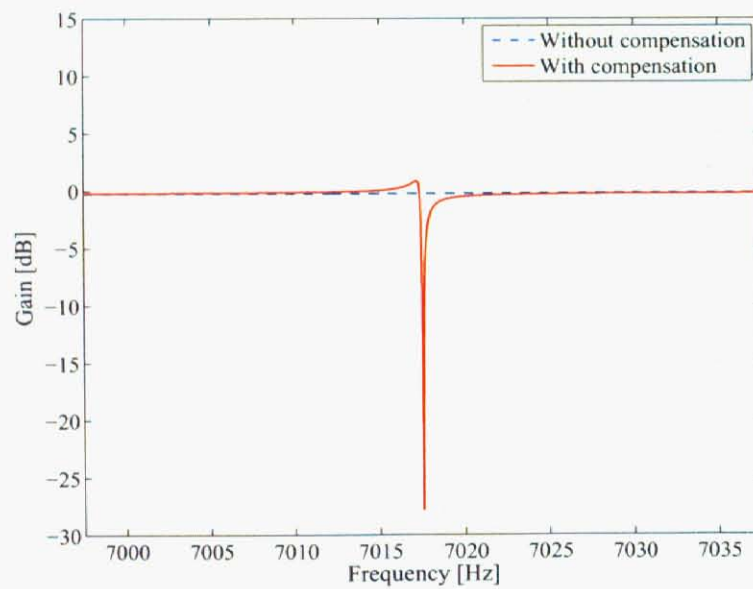


Fig. 5.9 Sensitivity function at 7 kHz

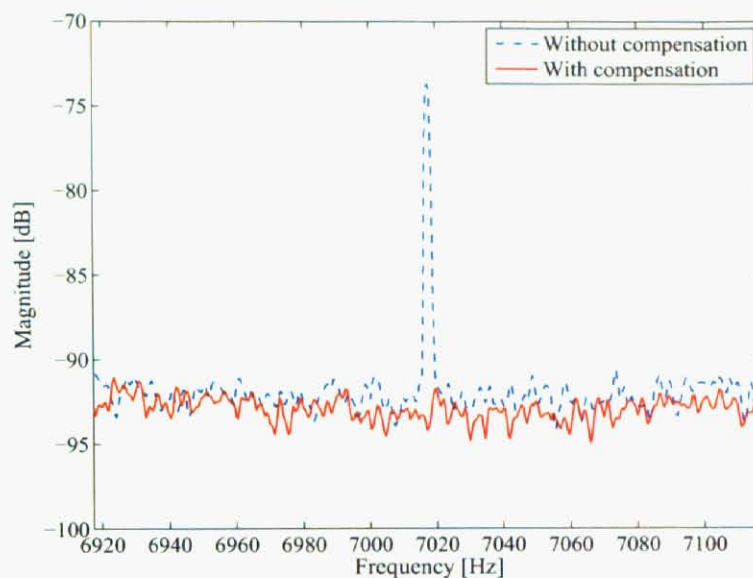


Fig. 5.10 Power spectrum of positioning error signal at 7 kHz

5.5 本章のまとめ

本章では、機構共振モードと等価な働きをする仮想共振モードを用いた制御系の検討を行った。仮想共振モードを用いることにより、制御系の有する共振特性を正確に設計でき、主共振よりも高い周波数における振動を高精度に補償することが可能となる。本提案手法を制御帯域より高い周波数に存在する RRO に対して適用した結果、制御帯域 1 kHz のヘッド位置決め系に対して、他の周波数の振動を悪化させることなく、7018 Hz に存在する RRO を補償できることを示した。

第6章 共振特性を利用した風乱補償

6.1 本章の概略

HDDにおいて、データの転送性能を向上させるには、ディスク回転数を増加させることが最も効果的である。しかしながら、ディスク回転数の増加は流体加振力に伴う機構振動（風乱）の影響を増大させ、ヘッド位置決め精度の悪化を招く。

風乱による機構振動は、流体加振力にとって励起しやすいヘッド付近でのみ変位を有するモードによって発生する。このようなモードは、ヘッド位置では変位を有するがコイル位置では変位を有さないモード形状となるため、ヘッド位置決め制御系にとっては可観測かつ不可到達なモードとなる。よって、VCMを用いた制御系では風乱の動きを操作することは不可能である。また、高次共振である風乱は制御帯域よりも高い周波数に存在するため、その振動を制御系によって補償することは容易ではない。

このような問題に対して、本章では安定な位相特性を有する共振モードを用いて風乱振動の影響を低減する制御系設計法（風乱補償と呼ぶ）を二つ提案する。一つは第4章で提案した機構系の有する安定な高次共振を利用する方法であり、他方は第5章で提案した仮想共振モードを利用する方法である。これらの制御法を実機に適用し、制御帯域の約6倍の周波数に存在する風乱振動の補償を行う。

6.2 ヘッド位置決め制御系における風乱振動

HDDのヘッド位置決め制御系では、様々な機構共振特性が存在する。Fig. 6.1に代表的な共振モードを示す。(a)に示す共振は「主共振」であり、その形状から「バタフライモード」という名称でも呼ばれる。また、(b)および(c)に示す共振は機構系の有する高次共振である。これらのモードのうち、(a)と(b)は、観測点であるヘッド位置と操作点であるコイル位置が変位を有することから、可観測かつ可到達なモードと言える。一方、(c)のモードは、ヘッド位置は変位を有するが、

コイルの位置が変位を有さないため、可観測かつ不可到達なモードである。よって、ヘッド位置決め制御系にとって、(c) のようなモードの動きを操作することは不可能である。一方、ディスク回転に伴う流体加振力にとっては、ヘッド付近でのみ変位を有するモードは非常に励起しやすいモードである。つまり、(c) は流体加振力により励起される風乱の振動を表していると言える。そのため、風乱による振動は、主共振よりも高い周波数の振動として検出される位置外乱に相当する。

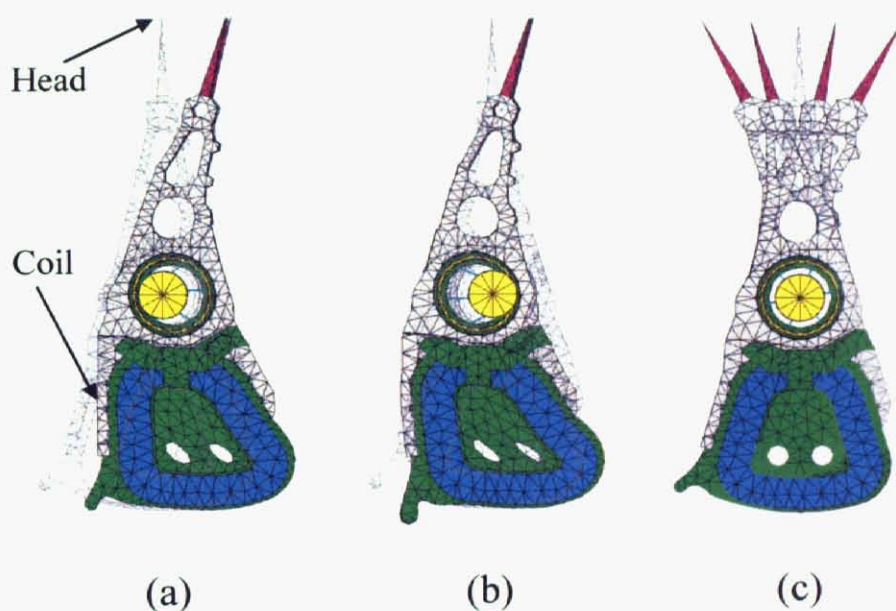


Fig. 6.1 Modal shape

6.3 高次機構共振を用いた風乱補償

風乱はヘッド位置決め制御系からは不可到達なモードの振動であるため、そのモードの動きを制御系によって制御することは困難である。しかしながら、ヘッド位置決め制御系の目的はヘッドの位置決め誤差を抑えることであるため、風乱によるヘッド位置の振動を別の機構系のモードを使って相殺することで、ヘッドの位置決め誤差を低減することが可能と考えられる。そこで本節では、第4章にて提案した機構系の高次共振を利用する方法により風乱補償を行う。

6.3.1 制御対象とモデリング

機構系の高次共振を利用して風乱補償を行うためには、風乱の存在する周波数において主共振と同相となる共振特性が必要となる。本研究では、FEM 解析等に基づき風乱の原因となるモードと同じ周波数に主共振と同相となる機構共振を有するヘッド位置決め機構系を試作した。なお、機構系の設計手法¹⁰⁰⁾に関しては本論の趣旨とは異なるため割愛する。Fig. 6.2 の破線にて試作した機構系の周波数応答を示す。ここでは、風乱に起因するモードと、主共振と同相になる高次共振は 6.1 kHz となるよう設計されている。

Fig. 6.2 の破線に示す機構系の測定結果に対して、(3.6) 式の機構系モデル

$$P_c(s) = K_p \sum_{i=1}^N \frac{\kappa_i}{s^2 + 2\zeta_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2}, \quad (6.1)$$

を用いたモデリングを行う。モード数 N は 5, K_p は 3.7×10^7 , その他のパラメータは Table 6.1 に示す値となった。Fig. 6.2 の実線にて求めた機構系モデル $P_c(s)$ の周波数応答を示す。

制御対象に含まれる 0 次ホールド F_{ZOH} を (3.7) 式, 無駄時間特性 F_{dt} を (3.8) 式にてモデリングする。これにより、制御対象の周波数応答 $P(j\omega)$ は,

$$P(j\omega) = P_c(j\omega) \cdot \frac{1 - e^{-T_s \cdot j\omega}}{j\omega} e^{-T_d \cdot j\omega}, \quad (6.2)$$

とモデル化される。ここで、サンプリング周期 T_s , 等価無駄時間 T_d は実験に使用する装置に合わせて

$$T_s = 50 \times 10^{-6}, \quad T_d = 15 \times 10^{-6}, \quad (6.3)$$

と選定する。

Table 6.1 Parameters of $P_c(s)$

mode (i)	ω_{ni} [rad/s]	κ_i	ζ_i
mode 1	0	1.0	0
mode 2	$2\pi \times 3950$	-1.0	0.035
mode 3	$2\pi \times 5400$	0.4	0.015
mode 4	$2\pi \times 6100$	-1.2	0.015
mode 5	$2\pi \times 7100$	0.9	0.060

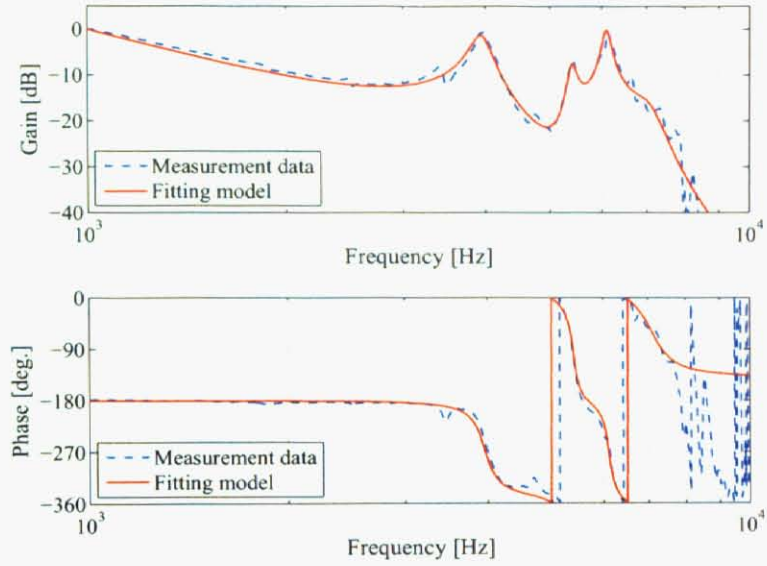


Fig. 6.2 Frequency response of plant

6.3.2 制御系設計

制御系は Fig. 4.3 に示されるものを用いる。Table 6.1 より、制御対象の有する高次共振のうちモード 3 とモード 5 が主共振（モード 2）と逆相、モード 4 が主共振と同相であることがわかる。また、モード 5 はピークゲインが小さいため制御系に与える影響は小さいとみなす。よって、モード 3 のみにノッチフィルタによるゲイン低減を適用し、主共振とモード 4 は位相により安定化する制御系を設計する。また、この機構系では風乱振動は 6.1 kHz に存在することが確認済みであり、安定な機構共振であるモード 4 とその周波数が一致していることが確認できる。

フィードバック補償器 C は、“PI-lead filter C_1 ” と “notch filter C_2 ” の積として与える。モード 3 のピークゲインが一巡伝達特性上において十分に小さくなるように $C_2(s)$ を以下のように与えた。

$$C_2(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_n\omega s + \omega^2}{s^2 + 2\zeta_d\omega s + \omega^2}, \quad (6.4)$$

ここで、

$$\zeta_n = 0.05, \zeta_d = 0.3, \omega = 2\pi \times 5400. \quad (6.5)$$

“PI-lead filter C_1 ” はゲイン余裕 4.5 dB 以上、位相余裕 30° 以上、第二位相余裕 50° 以上、制御帯域を 1kHz とするように、位相進み遅れ補償の折点周波数の設計を行った結果、

$$C_1(s) = \frac{1.60(s + 2\pi \times 100)^2(s + 2\pi \times 8000)}{s(s + 2\pi \times 3000)(s + 2\pi \times 4000)}, \quad (6.6)$$

と求まった。ここで、 $C_1(s)$ は双一次変換により離散化されるものとし、 $C_2(s)$ は周波数プリウープ付き双一次変換にて離散化されるものとする。設計したフィードバック補償器 C の周波数応答を Fig. 6.3 の実線にて、一巡伝達特性の設計結果を Fig. 6.4 の実線にて、ナイキスト線図上のベクトル軌跡の設計結果を Fig. 6.5 の実線にて示す。

また、風乱補償を行わない場合として、モード 3 とモード 4 にノッチフィルタによるゲイン低減を適用し、ゲイン余裕 4.5 dB 以上、位相余裕 30° 以上、第二位相余裕 50° 以上、制御帯域を 1kHz とするようにフィードバック補償器の設計を行った。 $C_1(s)$ と $C_2(s)$ の設計結果を以下に示す。

$$C_1(s) = \frac{1.60(s + 2\pi \times 100)^2(s + 2\pi \times 6000)}{s(s + 2\pi \times 3000)(s + 2\pi \times 4000)}, \quad (6.7)$$

$$C_2(s) = \sum_{i=1}^2 \frac{s^2 + 2\zeta_{ni}\omega_i s + \omega_i^2}{s^2 + 2\zeta_{di}\omega_i s + \omega_i^2}, \quad (6.8)$$

ここで

$$\begin{aligned} \zeta_{n1} &= 0.05, \zeta_{d1} = 0.3, \omega_1 = 2\pi \times 5400, \\ \zeta_{n2} &= 0.03, \zeta_{d2} = 0.3, \omega_2 = 2\pi \times 6100. \end{aligned} \quad (6.9)$$

設計したフィードバック補償器の周波数応答を Fig. 6.3 の破線にて、一巡伝達特性の設計結果を Fig. 6.4 の破線にて、ナイキスト線図上のベクトル軌跡の設計結果を Fig. 6.5 の破線にて示す。

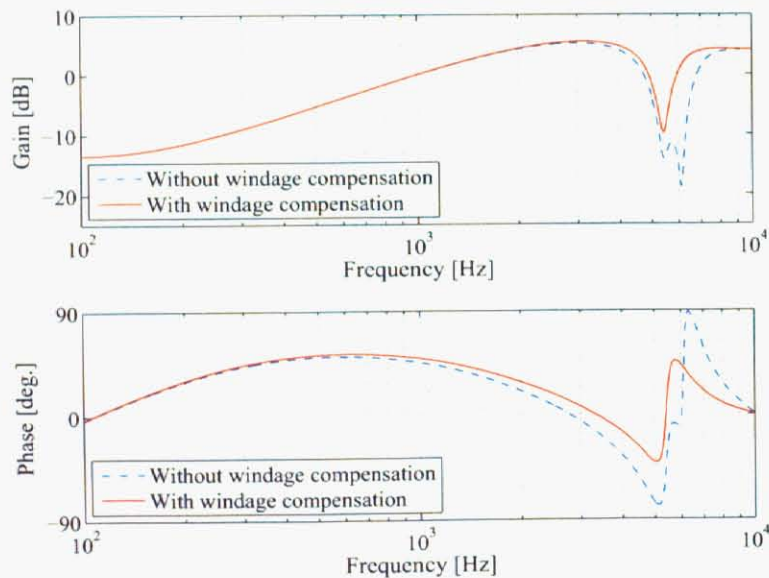


Fig. 6.3 Frequency response of controller

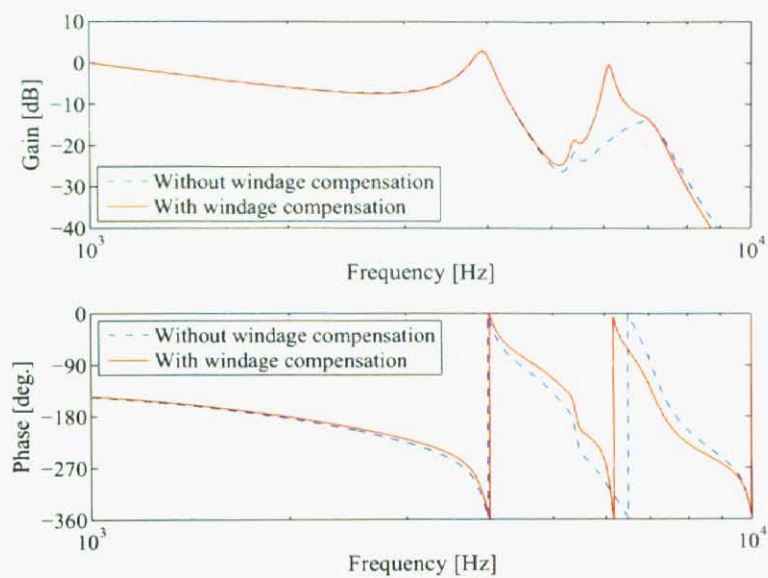


Fig. 6.4 Open-loop characteristic

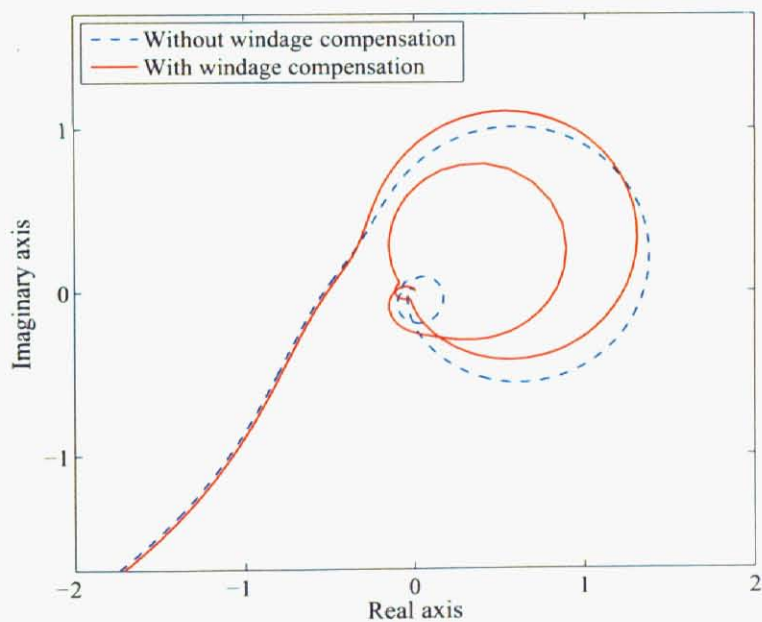


Fig. 6.5 Nyquist diagram

6.3.3 実験

Fig. 6.3に示すフィードバック補償器を用いて実験を行った。Fig. 6.6に感度関数の測定結果（実線：風乱補償有り，破線：風乱補償無し）を示す。この図より，風乱補償によって6.1 kHzの感度

関数が約 5 dB 改善されていることがわかる。Fig. 6.7 に位置決め誤差信号のパワースペクトラムの測定結果（実線：風乱補償有り，破線：風乱補償無し）を示す。風乱補償無しの場合の結果から，風乱の周波数が 6.1 kHz であることが確認できる。また，風乱補償により風乱振動が約 7 dB 改善されていることを確認できる。

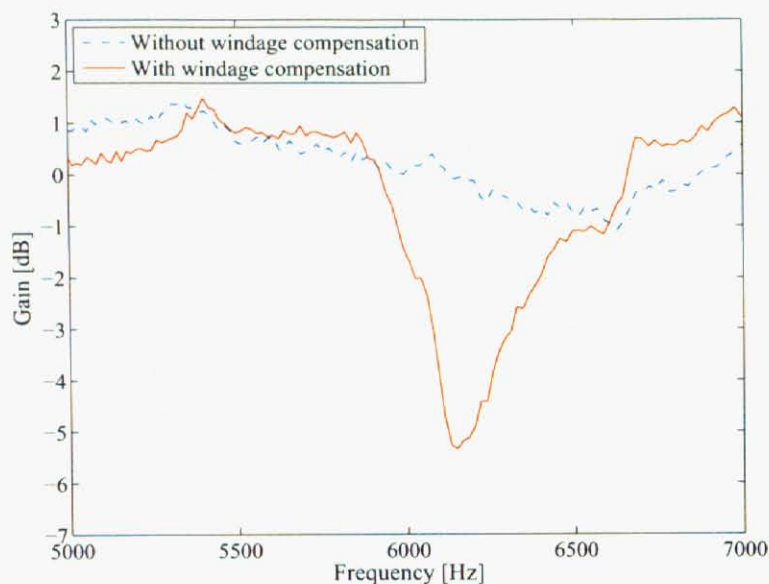


Fig. 6.6 Experimental result for $|S(s)|$

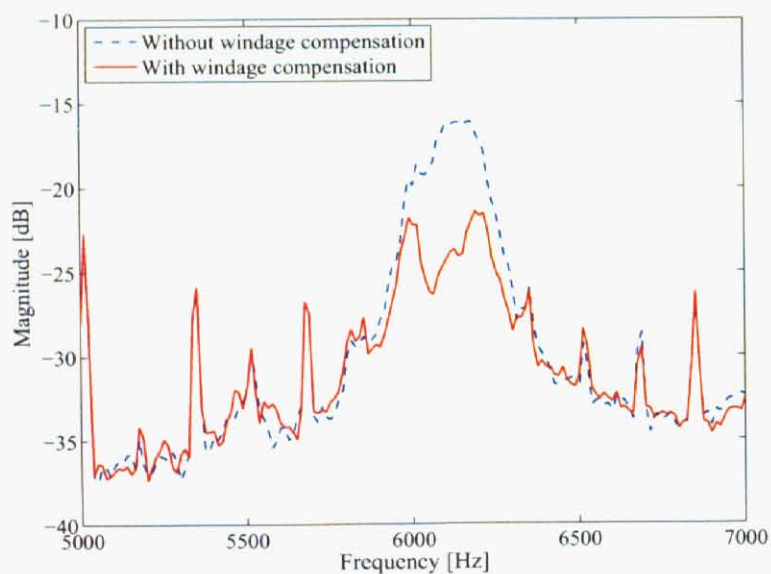


Fig. 6.7 Power spectrum of positioning error signal

6.4 仮想共振モードを用いた風乱補償

機構系の高次共振を用いた風乱補償では、風乱補償の効果は安定な機構共振特性により決定されることとなる。その結果、下記のような問題点が考えられる。

- 機構共振のピークゲインを正確に設計することは困難である。したがって、機構系を作成しその周波数特性を測定するまで、風乱補償に関する制御性能を見積もることができない。
- HDD では、製造公差や動作条件の変化によって高次共振の周波数がある程度変化することが避けられず、風乱の周波数と高次共振の周波数が乖離する場合も考えれる。

そこで、本研究では、二番目の風乱補償として、第5章にて提案した仮想共振モードを用いた風乱補償について検討する。

6.4.1 制御系設計

仮想共振モードによる風乱補償効果を検証するためには、風乱振動が存在する周波数に高次共振の存在しないヘッド位置決め機構系が必要である。本節では、高周波数域にてヘッド位置決め系の機構共振特性の影響が小さい、第5章で用いたヘッド位置決め系を制御対象として用いることとする。したがって、制御系設計時に用いる機構系モデルや制御対象のモデルはすべて第5章と同一とする。なお、この機構系では風乱振動の周波数は 6.65 kHz である。

制御系は Fig. 5.1 に示されるものを用いる。前章での仮想共振モードの対象であった線スペクトル状の位置外乱とは異なり、風乱振動はある程度の周波数幅を持った特性として検出される。そこで、仮想共振モード F_r は目標周波数に対して 100 Hz 以上の幅を持って振動を抑圧するように設定する。風乱振動の周波数は 6650 Hz であるので、仮想共振モード $F_r(s)$ は以下のように設計した。

$$F_r(s) = K_p \cdot \frac{\kappa_f}{s^2 + 2\zeta_f\omega_f s + \omega_f^2}, \quad (6.10)$$

ここで

$$\begin{aligned} K_p &= 4.3 \times 10^7, \kappa_f = -0.2, \\ \zeta_f &= 0.003, \omega_f = 2\pi \times 6650. \end{aligned} \quad (6.11)$$

低次元化モデル M_r は、仮想共振モードが影響を与える 6 kHz から 7 kHz にかけて連続時間系の制御対象モデル P_c の特性を実現するよう

$$M_r(s) = K_p \sum_{i=1}^2 \frac{\kappa_{mi}}{s^2 + 2\zeta_{mi}\omega_{mi}s + \omega_{mi}^2}, \quad (6.12)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \kappa_{m1} &= -1.3, \kappa_{m2} = -0.06, \zeta_{m1} = 0, \\ \zeta_{m2} &= 0.01, \omega_{m1} = 0, \omega_{m2} = 2\pi \times 6200, \end{aligned} \quad (6.13)$$

と選定した。Fig. 6.8 の破線に P_c の周波数応答を、Fig. 6.8 の実線に M_r の周波数応答を示す。

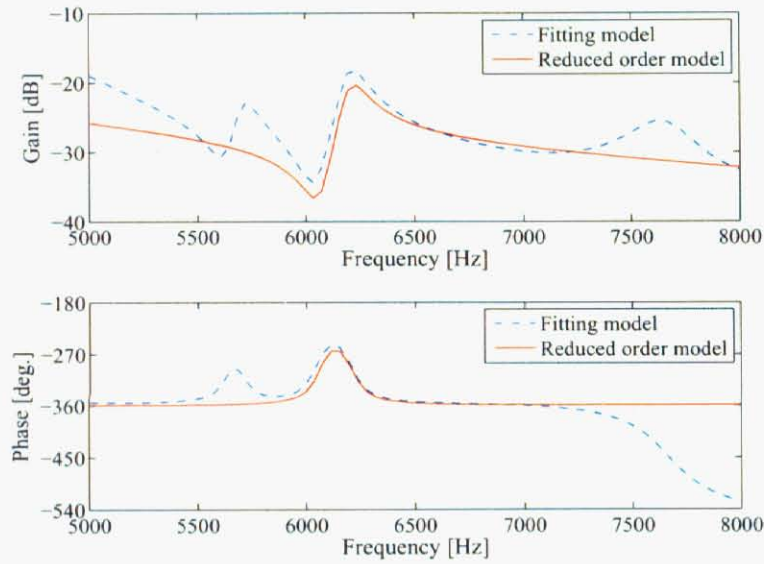


Fig. 6.8 Frequency response of model

サーボ補償器 C_s は、第 5 章と同じ、下記の PI-Lead フィルタ C_p とノッチフィルタ C_n の積として与える。

$$C_p(s) = \frac{2.44(s + 2\pi \times 200)^2}{s(s + 2\pi \times 2800)}, \quad (6.14)$$

$$C_n(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_n\omega s + \omega^2}{s^2 + 2\zeta_d\omega s + \omega^2}, \quad (6.15)$$

ただし、

$$\zeta_n = 0.01, \zeta_d = 0.13, \omega = 2\pi \times 4500. \quad (6.16)$$

ここで、制御帯域は 1 kHz である。フィードバック補償器 C は

$$C = C_p \cdot C_n \cdot \left(1 + \frac{F_r}{M_r}\right), \quad (6.17)$$

として与えられる。実装に際しては、 C_p は双一次変換、 C_n は周波数プリワープ付き双一次変換、 $(1 + F_r/M_r)$ は整合 z 変換により離散化した。求まったフィードバック補償器を Fig. 6.9 の実線にて、一巡伝達特性の設計結果を Fig. 6.10 の実線にて、ナイキスト線図上のベクトル軌跡の設計結果を Fig. 6.11 の実線にて示す。

風乱補償の効果を検証するために、サーボ補償器 C_s のみでフィードバック補償器を構成した場合の制御系についても検討する。この場合のフィードバック補償器である C_s の周波数特性を Fig. 6.9 の破線にて、一巡伝達特性の設計結果を Fig. 6.10 の破線にて、ナイキスト線図上のベクトル軌跡の設計結果を Fig. 6.11 の破線にて示す。

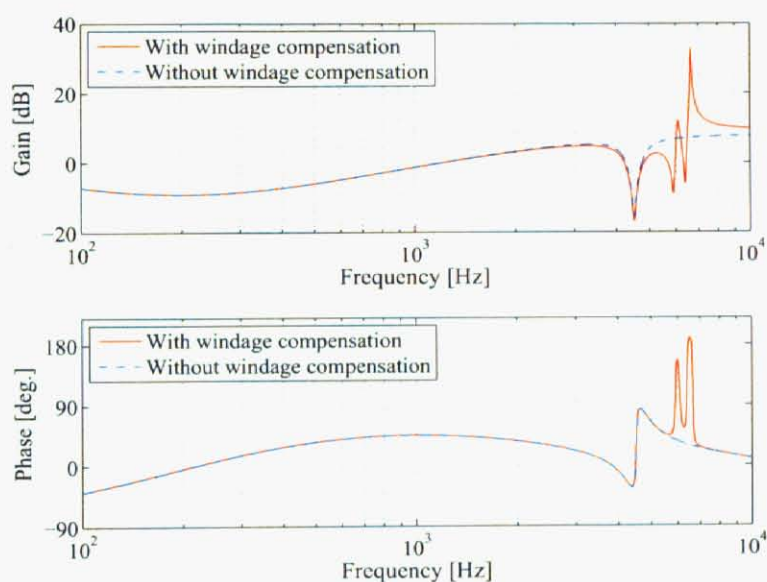


Fig. 6.9 Frequency response of controller

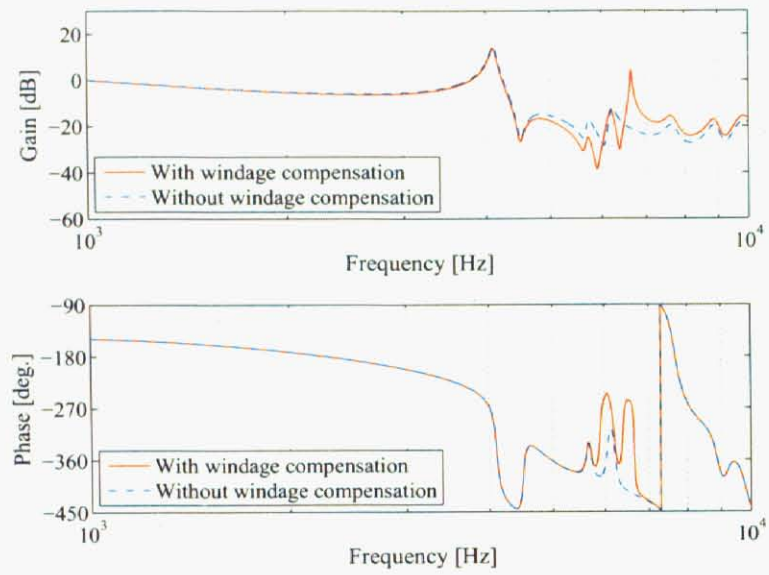


Fig. 6.10 Open-loop characteristic

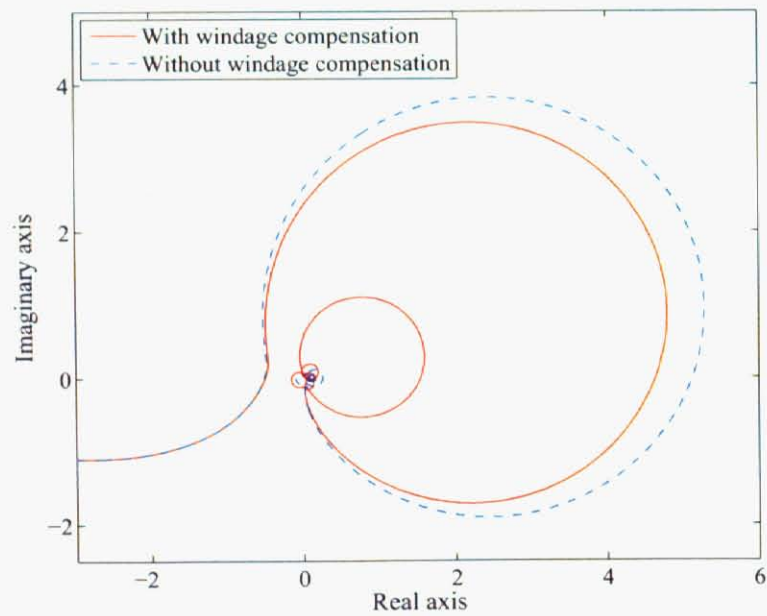


Fig. 6.11 Nyquist diagram

6.4.2 実験

Fig. 6.9 に示すフィードバック補償器を用いて実験を行った。Fig. 6.12 に感度関数の測定結果（実線：風乱補償有り，破線：風乱補償無し）を示す。この図より，風乱補償によって 6.65 kHz の感度関数が約 6 dB 改善されていることがわかる。Fig. 6.13 に位置決め誤差信号のパワースペクトラムの測定結果（実線：風乱補償有り，破線：風乱補償無し）を示す。風乱補償無しの場合の結果より，風乱の周波数が 6.65 kHz であることが確認できる。また，風乱補償により風乱振動が約 8 dB 改善されていることを確認できる。

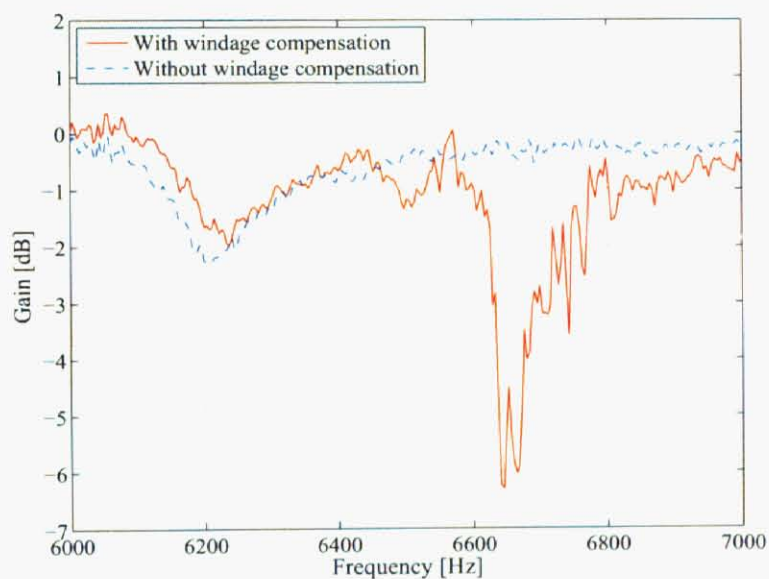


Fig. 6.12 Experimental result for $|S(s)|$

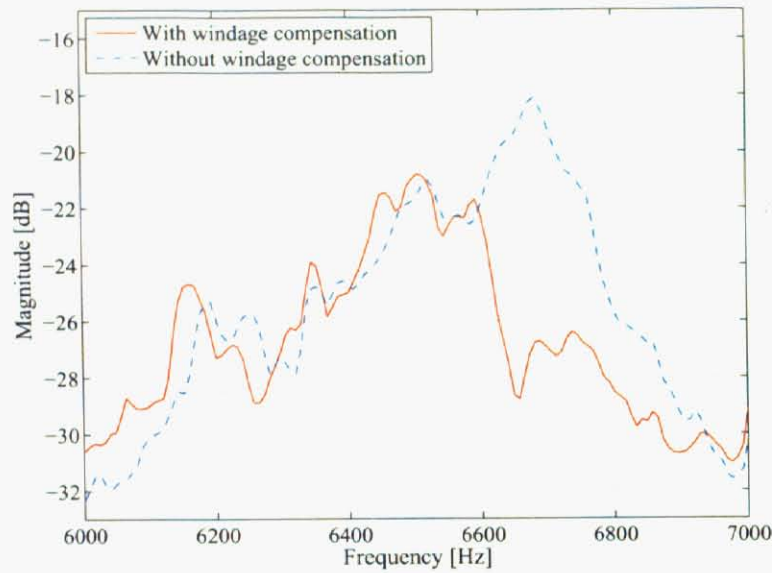


Fig. 6.13 Power spectrum of positioning error signal

6.5 本章のまとめ

本章では、ディスク回転数の向上に伴う風乱振動の増加に対応するため、安定な位相特性を有する共振特性を用いた二つの風乱補償の方法を提案した。一つは第5章で提案した機構系の有する高次共振を利用する方法であり、他方は第6章で提案した仮想共振モードを利用する方法である。これらの方法を用いることにより、主共振よりも高い周波数に存在する風乱振動を補償することが可能となる。実験により、提案する風乱補償法は制御帯域の約6倍の周波数に存在する風乱に起因する位置決め誤差を大きく改善することを確認した。

第7章 モード形状設計による制御帯域の高帯域化

7.1 本章の概略

ヘッド位置決め制御系の制御帯域は機構系の共振特性により制限されるため、制御帯域向上には制御系設計の改良だけでなく機構系特性の改良が必要である。このような問題に対して、従来は主共振周波数を増加させ必要な制御帯域を実現してきたが、さらなる主共振周波数の増加は困難な状況となっている。

本章では、制御帯域の高帯域化を可能とする機構系特性について検討する。その際、フィードバック補償器は剛体モードと主共振を位相条件にて安定化する簡易なフィルタであることを前提とする。はじめに、機構系特性が制御帯域の高帯域化に与える影響を調べ、制御帯域を制限する要素が機構共振の共振周波数とモード影響定数であり、共振周波数の向上のみでなくモード影響定数の低減により制御帯域の向上が可能であることを示す。さらに、4節リンク機構を応用した機構系形状を提案し、モード形状設計から主共振のモード影響定数を低減させることにより、制御帯域を向上可能であることを実験により確認する。

7.2 制御帯域と主共振特性の関係

ナイキスト周波数が主共振周波数よりも十分に高い場合、実現可能な制御帯域は主共振により制限されることとなる。そこで、本節では主共振に関するパラメータがどのように制御帯域に影響を及ぼすかを解析する。解析用の機構系モデルは「剛体モード」と「主共振」により構成される $P_m(s)$

$$P_m(s) = \frac{1}{s^2} + \frac{\kappa_t}{s^2 + 2\zeta_t\omega_t s + \omega_t^2}, \quad (7.1)$$

と仮定する。ここで、 κ_t はモード影響定数、 ζ_t は粘性係数、 ω_t は共振周波数である。主共振のモード影響定数は常に負であり、制御系は主共振を位相条件にて安定化することを前提とする。また、ヘッド位置決め系に加わる加速度入力からヘッド加速度までの伝達特性に相当する $P_m(s)$ のイナ-

タンス特性は,

$$I_m(s) = 1 + \frac{\kappa_t s^2}{s^2 + 2\zeta_t \omega_t s + \omega_t^2}. \quad (7.2)$$

と与えられる. 制御性能に対する解析は, Table 7.1 に示す 7 種類の機構系モデル P_m を用いて行う. 制御対象 $P[z]$ は $P_m(s)$ を無駄時間付き 0 次ホールドにて離散化して計算する. ここで, サンプリング時間 T_s は $35 \mu\text{s}$, 等価無駄時間は $15 \mu\text{s}$ と仮定する.

Table 7.1 Parameter of plant

Case	$2\pi\omega_t$ [Hz]	κ_t	ζ_t
1	5500	-1.0	0.03
2	4950	-1.0	0.03
3	6050	-1.0	0.03
4	5500	-0.5	0.03
5	5500	-1.5	0.03
6	5500	-1.0	0.01
7	5500	-1.0	0.05

7.2.1 フィードバック補償器の構成

本節では, 主共振特性が制御帯域に与える影響を調べることが目的であるため, フィードバック補償器は剛体モードと主共振を位相にて補償する簡易なフィルタであることを前提とする. そこで, フィードバック補償器 $C[z]$ は “PI-lead filter $C_1[z]$ ” と “notch filter $C_2[z]$ ” の積とする. $C_1[z]$ はサーボ系を構成するための積分器と剛体モードを安定化する位相進み特性から構成される. $C_2[z]$ は主共振に対する位相遅れ補償器として使用する. $C_1[z]$ は連続時間フィルタ $C_1(s)$

$$C_1(s) = \frac{k_{c1}(s + 2\pi \times 200)^2}{s(s + \alpha_{c1})}, \quad (7.3)$$

を双一次変換することにより計算する. $C_2[z]$ は連続時間フィルタ $C_2(s)$

$$C_2(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_{c2n}\omega_{c2}s + \omega_{c2}^2}{s^2 + 2\zeta_{c2d}\omega_{c2}s + \omega_{c2}^2}, \quad (7.4)$$

を周波数プリワープ付き双一次変換することにより計算する. ゲイン余裕 4.5 dB 以上, 位相余裕 30° 以上, 第二位相余裕 50° 以上を条件として, 制御帯域が最大となるように C_1 の折点周波数

と C_2 の位相遅れ量を調整する。Table 7.1 に示す各 P_m に対応した制御系を設計した結果、各パラメータは Table 7.2 に示す値となった。

Table 7.2 Parameter of controller

Case	k_{c1}	α_{c1}	ζ_{c2n}	ζ_{c2d}	ω_{c2}
1	2.528×10^8	$2\pi \times 4000$	0.05	0.2	$2\pi \times 6700$
2	2.071×10^8	$2\pi \times 3500$	0.05	0.15	$2\pi \times 5400$
3	2.716×10^8	$2\pi \times 4000$	0.05	0.2	$2\pi \times 8500$
4	3.709×10^8	$2\pi \times 5000$	0.05	0.2	$2\pi \times 7000$
5	1.925×10^8	$2\pi \times 3400$	0.05	0.2	$2\pi \times 6700$
6	2.526×10^8	$2\pi \times 4000$	0.05	0.2	$2\pi \times 6700$
7	2.524×10^8	$2\pi \times 4000$	0.05	0.2	$2\pi \times 6700$

7.2.2 共振周波数による影響

主共振周波数の影響を調べるために、Table 7.1 において粘性係数とモード影響定数が同一である Case 1 (共振周波数: 5500 Hz), Case 2 (共振周波数: 4950 Hz) および Case 3 (共振周波数: 6050 Hz) の制御対象を用いた場合の制御帯域を比較する。各 $P_m(s)$ の周波数応答を Fig. 7.1 (a) に、各 $P_m(s)$ のイナータンス特性を Fig. 7.1 (b) に示す。また、Fig. 7.2 (a) に一巡伝達特性の周波数応答を、Fig. 7.2 (b) にナイキスト線図を示す。これらの図では、実線は主共振周波数が 5500 Hz(Case 1) の場合を、破線は主共振周波数が 4950 Hz(Case 2) の場合を、一点鎖線は主共振周波数が 6050 Hz(Case 3) の場合を示す。

Fig. 7.1 より、イナータンス特性は主共振周波数に大きく依存することが分かる。Fig. 7.2 (a) より、Case 1($2\pi\omega_t = 5500$) での制御帯域は 1650 Hz, Case 2($2\pi\omega_t = 4950$) での制御帯域は 1550 Hz, Case 3($2\pi\omega_t = 6450$) での制御帯域は 1750 Hz となった。この結果から、制御帯域は主共振周波数に依存すると言える。また、Fig. 7.2 (b) によりいずれの制御系も主共振を位相で安定化していることを確認できる。

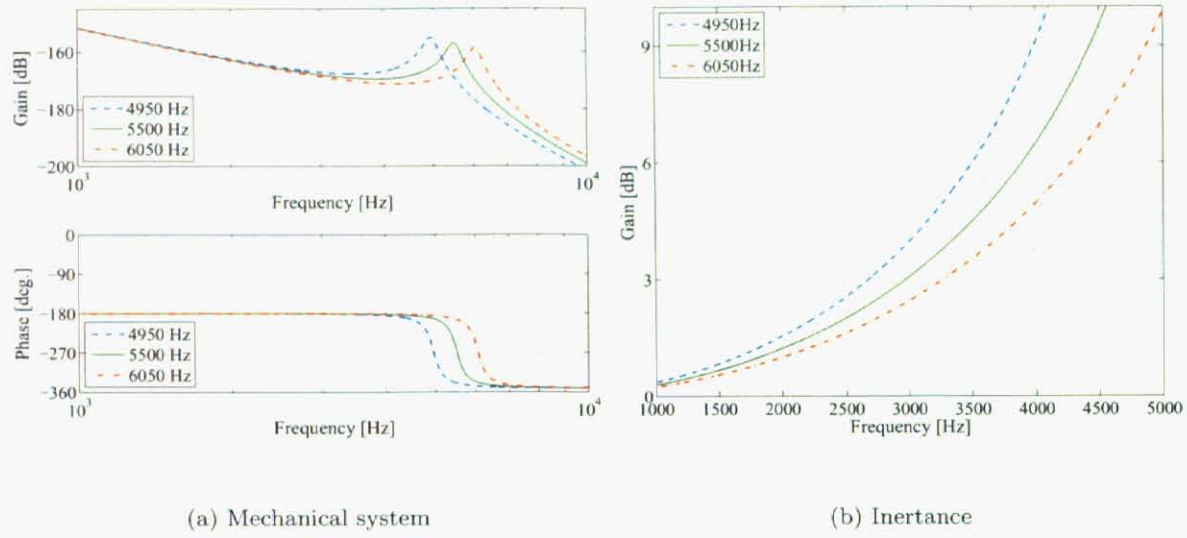


Fig. 7.1 Frequency response of P_m

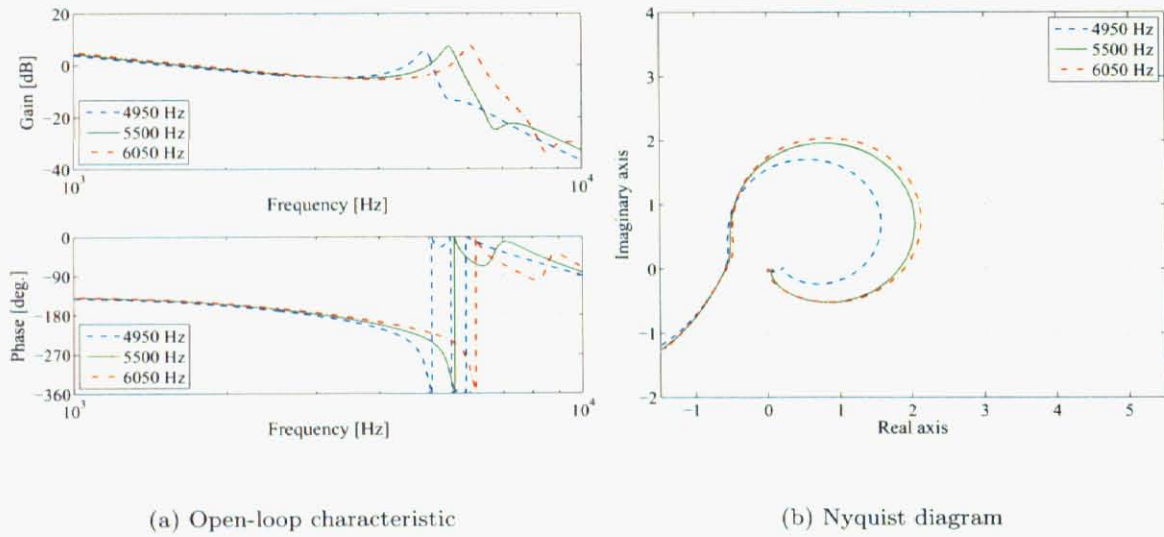


Fig. 7.2 Frequency response of control system

7.2.3 モード影響定数による影響

モード影響定数の影響を調べるために、Table 7.1 において粘性係数と共振周波数が同一である Case 1 (モード影響定数: -1.0)、Case 4 (モード影響定数: -0.5) および Case 5 (モード影響定数: -1.5) の制御対象を用いた場合の制御帯域を比較する。各 $P_m(s)$ の周波数応答を Fig. 7.3 (a) に、各 $P_m(s)$ のイナータンス特性を Fig. 7.3 (b) に示す。また、Fig. 7.4 (a) に一巡伝達特性の

周波数応答を, Fig. 7.4 (b) にナイキスト線図を示す. これらの図では, 実線はモード影響定数が -1.0 (Case 1) の場合を, 破線はモード影響定数が -0.5 (Case 4) の場合を, 一点鎖線はモード影響定数が -1.5 (Case 5) の場合を示す.

Fig. 7.3 より, イナータンス特性はモード影響定数に大きく依存することが分かる. Fig. 7.4 (a) より, Case 1($\kappa_t = -1.0$) での制御帯域は 1650 Hz, Case 4($\kappa_t = -0.5$) での制御帯域は 1900 Hz, Case 5($\kappa_t = -1.5$) での制御帯域は 1500 Hz となった. この結果から, 制御帯域はモード影響定数に依存すると言える. また, Fig. 7.4 (b) によりいずれの制御系も主共振を位相で安定化していることを確認できる.

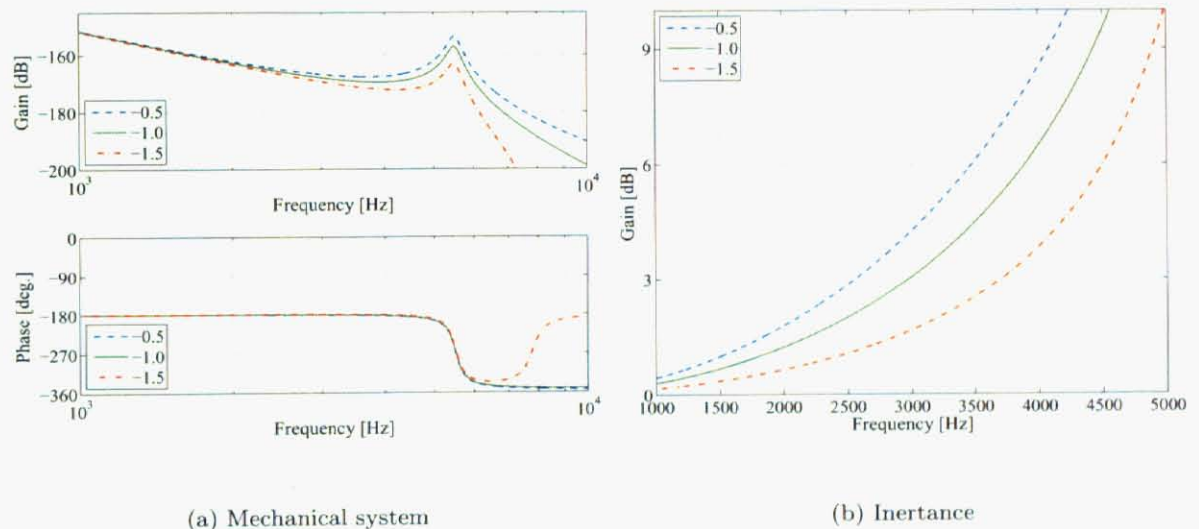


Fig. 7.3 Frequency response of P_m

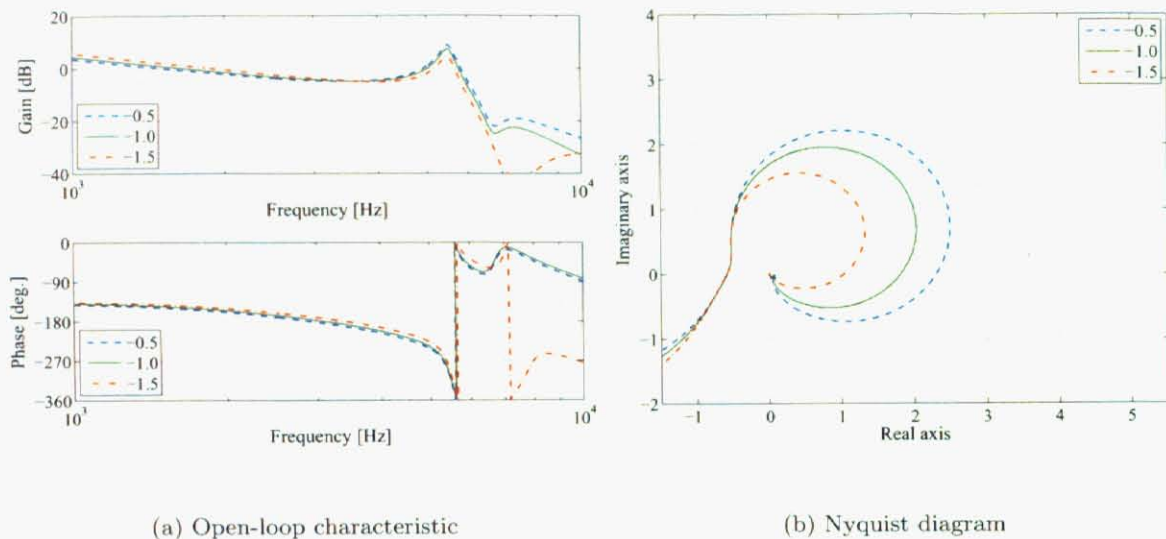


Fig. 7.4 Frequency response of control system

7.2.4 粘性係数による影響

粘性係数の影響を調べるために、Table 7.1 においてモード影響定数と共振周波数が同一である Case 1（粘性係数：0.03）、Case 6（粘性係数：0.01）および Case 7（粘性係数：0.05）の制御対象を用いた場合の制御帯域を比較する。各 $P_m(s)$ の周波数応答を Fig. 7.5 (a) に、各 $P_m(s)$ のイナータンス特性を Fig. 7.5 (b) に示す。また、Fig. 7.6 (a) に一巡伝達特性の周波数応答を、Fig. 7.6 (b) にナイキスト線図を示す。これらの図では、実線は粘性係数が 0.03(Case 1) の場合を、破線は粘性係数が 0.01(Case 6) の場合を、一点鎖線は粘性係数が 0.05(Case 7) の場合を示す。

Fig. 7.5 より、イナータンス特性は粘性係数にほとんど依存しないことが分かる。Fig. 7.6 (a) より、すべての場合での制御帯域は 1650 Hz となった。この結果から、制御帯域は粘性係数にほとんど依存しないと言える。また、Fig. 7.6 (b) によりいずれの制御系も主共振を位相で安定化していることを確認できる。

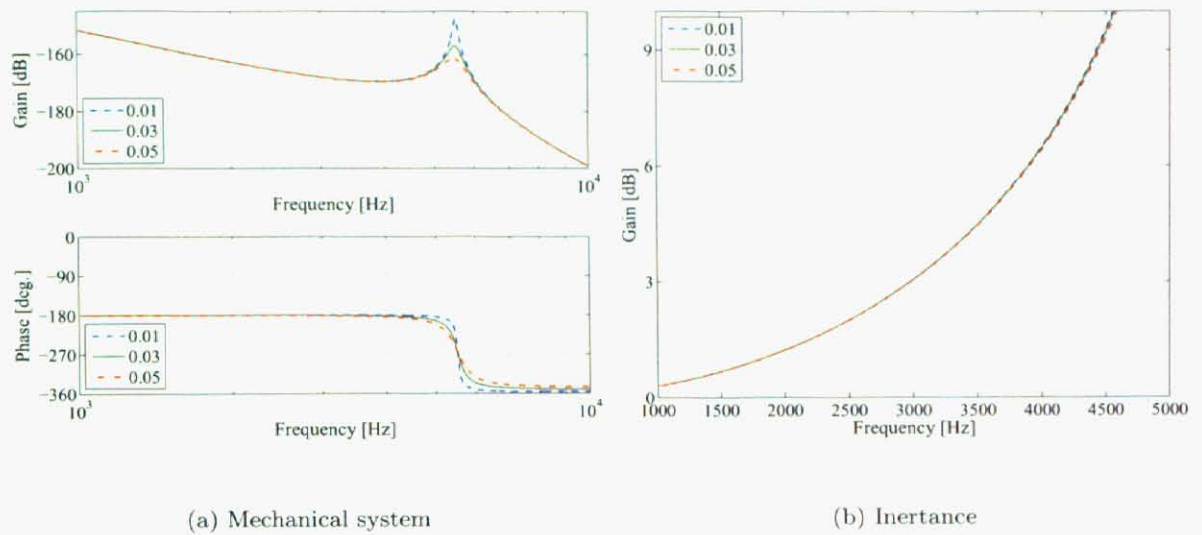


Fig. 7.5 Frequency response of P_m

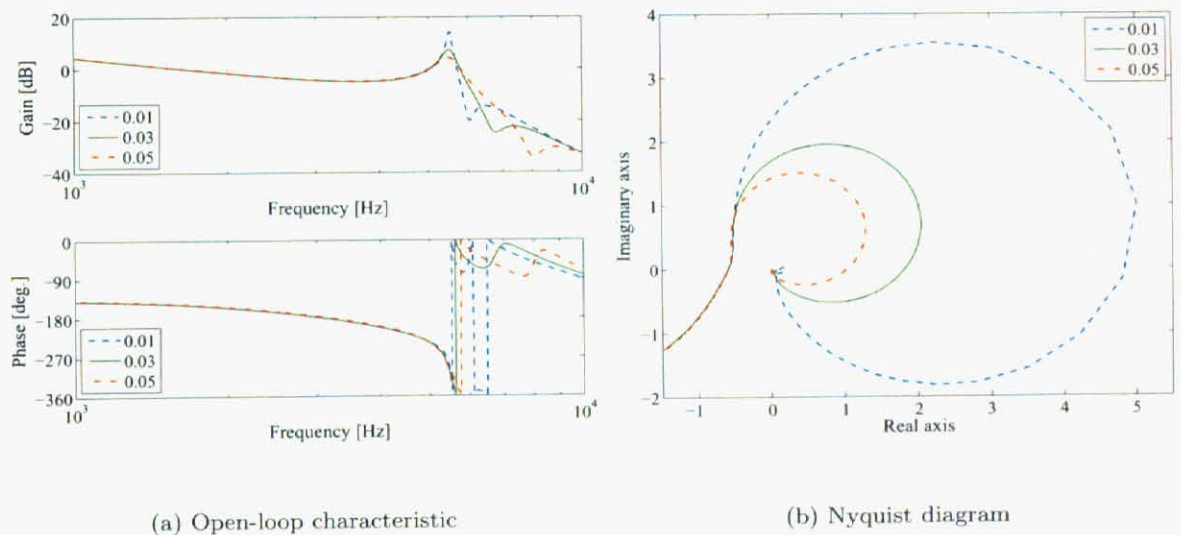


Fig. 7.6 Frequency response of control system

7.2.5 イナータンスゲインによる機構特性評価

以上の結果より、実現可能な制御帯域は機構系のイナータンスゲインに伴い変化することが分かる。これは、制御帯域が機構系のイナータンス特性に依存して決定されることを表している。そこで、本研究では、イナータンスゲインに対する指標として、イナータンスゲインが +3 dB となる周波数 (+3 dB 周波数と呼ぶ) に着目する。

Table 7.1 と Table 7.2 に示す制御対象とフィードバック補償器を用いた場合における、+3 dB 周波数と制御帯域の関係を Table 7.3 に示す。この結果より、+3 dB 周波数が高ければ実現可能な制御帯域が高くなることが分かる。つまり、制御帯域の高帯域化を実現するためには、機構系の+3 dB 周波数が増加するような機構系特性を実現すれば良いと言える。

ここで粘性係数が十分に小さいと仮定すると、+3 dB 周波数が目標周波数 Ω よりも高くなる条件は

$$\frac{\kappa_t}{\left(\frac{\omega_t}{\Omega}\right)^2 - 1} \leq 0.4125, \quad (7.5)$$

として与えられる。上式からも、制御帯域の制限となるものは主共振の共振周波数とモード影響定数であることが分かる。

Table 7.3 Parameter of control system

+3 dB inertance	Servo bandwidth	Case	ω_t [Hz]	κ_t	ζ_t
2557 Hz	1500 Hz	5	5500	-1.5	0.03
2678 Hz	1550 Hz	2	4950	-1.0	0.03
2973 Hz	1650 Hz	6	5500	-1.0	0.01
2975 Hz	1650 Hz	1	5500	-1.0	0.03
2979 Hz	1650 Hz	7	5500	-1.0	0.05
3272 Hz	1750 Hz	3	6050	-1.0	0.03
3703 Hz	1900 Hz	4	5500	-0.5	0.03

7.3 高帯域化を目指した制御系・機構系統合化設計

これまでの検討により、実現可能な制御帯域は主共振の共振周波数とモード影響定数に依存することが分かった。主共振の共振周波数は HSA の全長に依存する面が強く、ディスク径を小さくする等の装置の小型化無しでは共振周波数の向上は困難である。しかしながら、ディスク径の小型化はデータ容量の低下につながるため、HDD の大容量化には相反することとなる。そこで、本研究では、主共振のモード影響定数を低減することにより、HSA の全長を変えずに制御帯域を向上するヘッド位置決め機構系の実現を目指す。

7.3.1 従来のヘッド位置決め機構系

従来設計によるヘッド位置決め機構系の周波数応答を Fig. 7.7 の実線に示す。制御対象の連続時間系モデルを (3.6) 式に示した

$$P_c(s) = K_p \left(\sum_{i=1}^N \frac{\kappa_i}{s^2 + 2\zeta_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2} \right), \quad (7.6)$$

と仮定する。各パラメータを Fig. 7.7 の実線に示す従来のヘッド位置決め機構系の周波数応答を再現するように選定した結果、モード数 N は 4、定数ゲイン K_p は 3.7×10^7 、その他のパラメータは Table 7.4 に示す値となった。Fig. 7.7 の破線に求まった制御対象の連続時間系モデルの周波数応答を示す。Table 7.4 と Fig. 7.7 より主共振(モード 2)の周波数は 5700 Hz、モード影響定数は -1.7 であることが分かる。

従来設計による HSA の形状を Fig. 7.8 (a) に、FEM 解析から得られた主共振のモード形状を Fig. 7.8 (b) に示す。これらの図より、従来設計による主共振は加振点であるコイル位置と観測点である磁気ヘッド位置にて変位の大きいモード形状となっていることが分かる。この結果、ヘッド位置決め制御系における主共振のモード影響定数は大きい値となる。

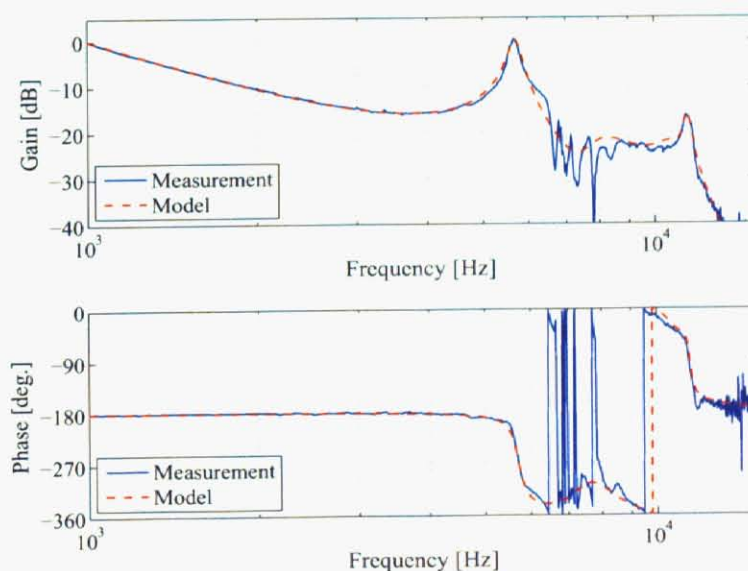


Fig. 7.7 Frequency response of conventional mechanical system

Table 7.4 Parameter of conventional resonant mode

mode (i)	ω_{ni} [rad/s]	κ_i	ζ_i
mode 1	0	1.0	0
mode 2	$2\pi \times 5700$	-1.7	0.025
mode 3	$2\pi \times 8000$	-0.8	0.1
mode 4	$2\pi \times 10800$	0.5	0.05
mode 5	$2\pi \times 11400$	0.6	0.015

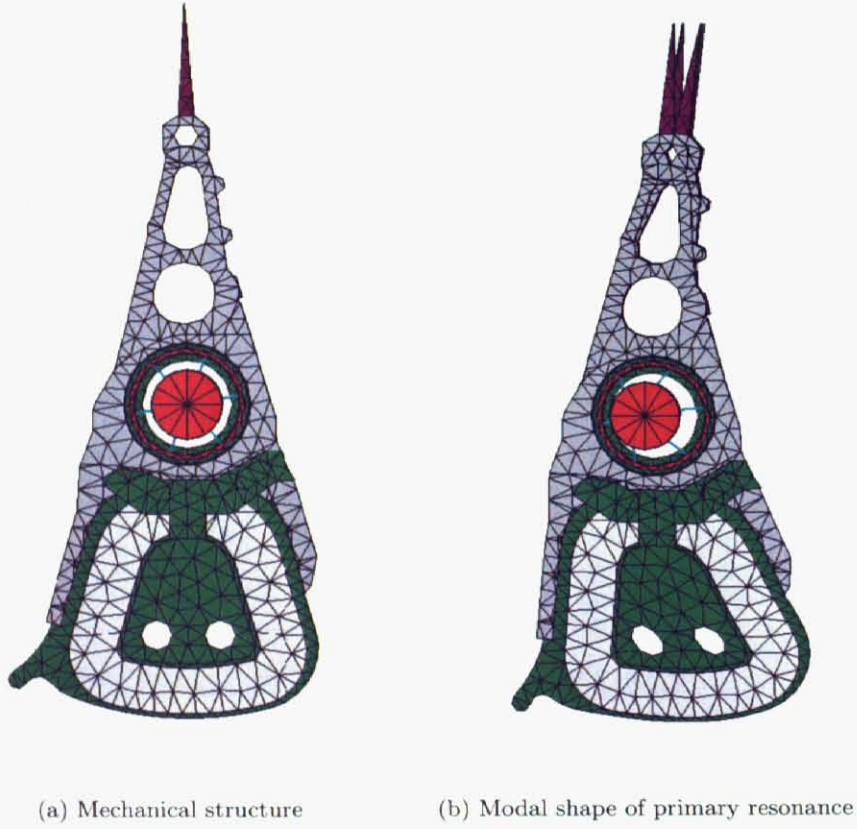


Fig. 7.8 Conventional design

7.3.2 4節リンク機構による機構系設計

本研究では、観測点であるヘッド位置でのモード変位を小さくするための手段として、4節リンク機構を用いた HSA 構造を提案する。これは HSA のアーム部分に 4 節リンク機構を適用した

ものである。ここで、4節リンク機構に関して簡単に説明する。Fig. 7.9 (a) に示す剛体リンク機構を考える。ここでリンク機構の重心位置に慣性力が作用すると考え、図に示す力が作用するとする。この場合、4節機構はそのリンク構造から Fig. 7.9 (b) に示す変形をし、回転中心点がリンクの先に現れる。この回転中心点は変形前の2本のリンクの交点であり、リンクの開き角の変更により任意の位置に回転中心を設けることができる。よって、ヘッド位置に相当する場所に回転中心を設けることで、ヘッド位置でのモード変位を減少させることが可能となる。4節機構を実際のHSAに適用した形状を Fig. 7.10 (a) に示す。このHSAは、アーム部分の端部の幅を小さくし中間部の幅を大きくすることにより、アーム部分が4節リンク機構に類似の変形となるように設計したものである。提案する手法は、従来のHSAに対してアーム部の穴形状に変更を加えるものであり、部品点数の増加を伴わずに実現可能である。FEM解析から得られたこのHSAでの主共振のモード形状を Fig. 7.10 (b) に示す。この図より、提案手法による主共振は観測点である磁気ヘッド位置がモードの節となっており、観測点の変位が小さいモード形状となっていることが分かる。この結果、ヘッド位置決め制御系における主共振のモード影響定数は小さい値となることが期待できる。

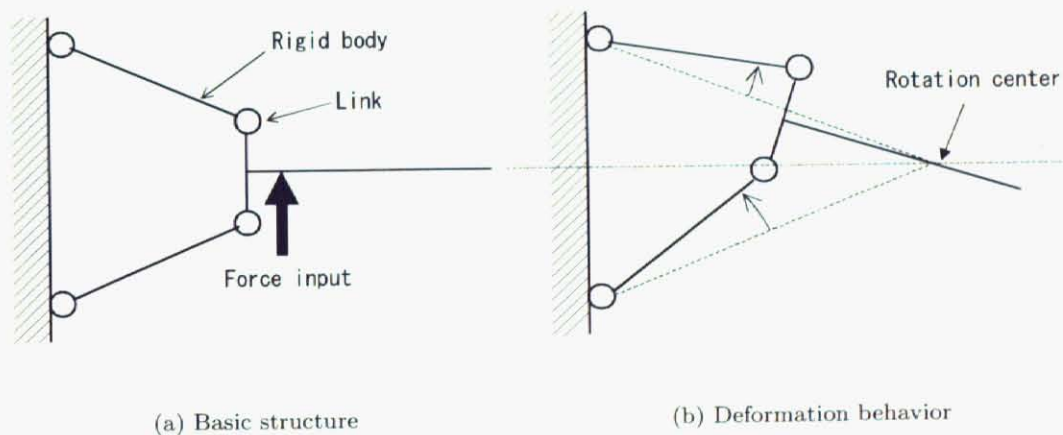


Fig. 7.9 Mechanism of four-bar linkage

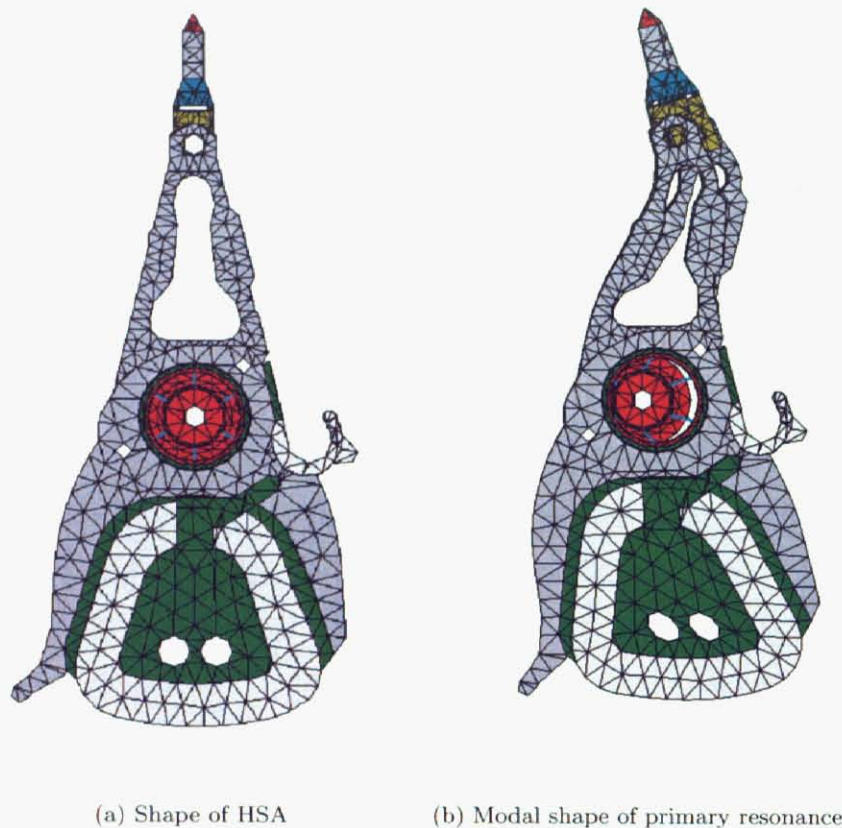


Fig. 7.10 Proposed design

Fig. 7.7 の実線に示す従来のヘッド位置決め機構系と同条件の HDD を 4 節リンク機構を適用した HSA を用いて試作した. Fig. 7.11 の実線に試作したヘッド位置決め機構系の周波数応答を示す. 制御対象の連続時間系モデル P_c を (3.6) 式と仮定し, 各パラメータを測定結果を再現するように選定した結果, モード数 N は 4, 定数ゲイン K_p は 3.8×10^7 , その他のパラメータは Table 7.5 に示す値となった. Fig. 7.11 の破線に求まった P_c の周波数応答を示す. Table 7.5 と Fig. 7.11 より主共振 (モード 2) の周波数は 4800 Hz, モード影響定数は -0.2 であることが分かる.

Fig. 7.12 に P_c のイナータンス特性を示す. ここで, 実線は 4 節リンク機構を用いた HSA による結果を示し, 破線は従来設計の HSA による結果を示す. この結果から, 提案手法による $+3$ dB 周波数は 3000 Hz であり, 従来設計による $+3$ dB 周波数は 2450 Hz であることが分かる. すなわち, 提案する 4 節リンク機構を用いた HSA は従来設計の HSA と比べて $+3$ dB 周波数を 20 % 以上向上している.

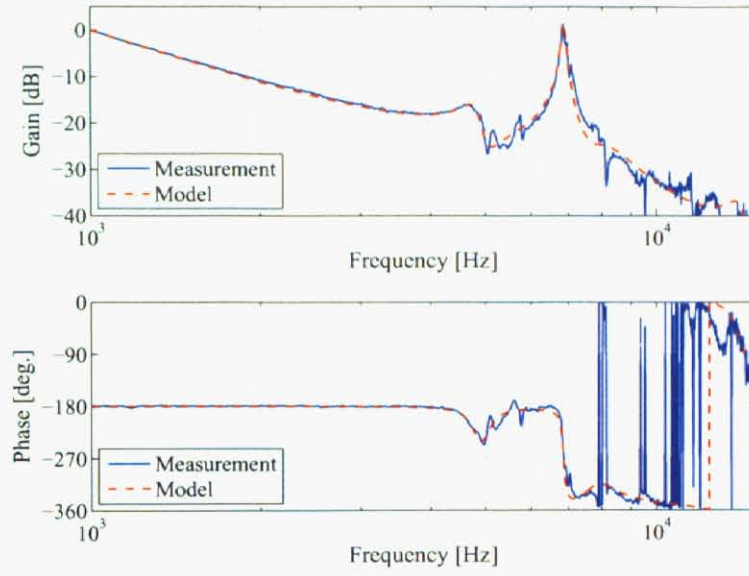


Fig. 7.11 Frequency response of proposed system

Table 7.5 Parameter of proposed mechanical mode

mode (i)	ω_{ni} [rad/s]	κ_i	ζ_i
mode 1	0	1.0	0
mode 2	$2\pi \times 4800$	-0.2	0.04
mode 3	$2\pi \times 6850$	-0.9	0.008
mode 4	$2\pi \times 8000$	-0.5	0.1
mode 5	$2\pi \times 14000$	0.2	0.04

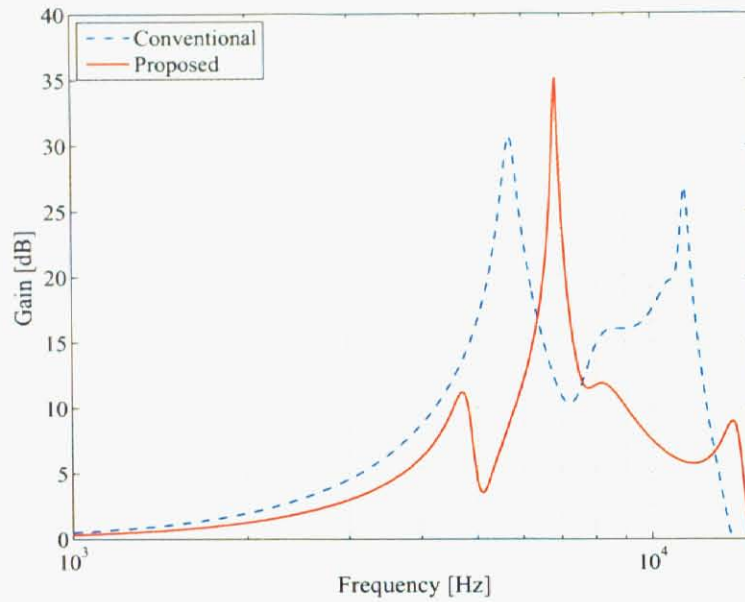


Fig. 7.12 Frequency response of inertance gain

7.3.3 制御系設計

フィードバック補償器 $C[z]$ は連続時間フィルタ $C(s)$ を双一次変換により離散化することで求める。本節で対象とする HSA では、主共振に対する位相遅れ補償にはノッチフィルタを利用するよりも折点周波数による位相遅れ補償の方が効果的であった。よって、 $C(s)$ は折点周波数に基づく PI-Lead-Lag フィルタにて実現することとする。Fig. 7.11 に示すヘッド位置決め機構系では、Table 7.5 からモード 3 は主共振 (モード 2) と同相の共振であることがわかる。また、モード 4 とモード 5 はピークゲインが小さいため制御系設計時には無視できるものとする。したがって、フィードバック補償器は主共振とモード 3 に示す高次共振を位相安定化するように設計すれば良い。ゲイン余裕 4.5 dB 以上、位相余裕 30° 以上、第二位相余裕 50° 以上の条件下において制御帯域が最大となるように $C(s)$ の折点周波数を設計した結果、

$$C(s) = \frac{6.117(s + 2\pi \times 200)^2(s + 2\pi \times 7000)}{s(s + 2\pi \times 4200)(s + 2\pi \times 6000)}, \quad (7.7)$$

となった。Fig. 7.13 の実線に求まった $C[z]$ の周波数応答を示す。

比較のため、Fig. 7.7 に示す従来設計によるヘッド位置決め機構系に対してフィードバック補償器を設計する。ゲイン余裕 4.5 dB 以上、位相余裕 30° 以上、第二位相余裕 50° 以上の条件下に

において制御帯域が最大となるように $C(s)$ を設計した結果,

$$C(s) = \frac{2.316(s + 2\pi \times 100)^2(s + 2\pi \times 6000)}{s(s + 2\pi \times 3000)(s + 2\pi \times 4000)}, \quad (7.8)$$

となった. Fig. 7.13 の破線にて求まった $C[z]$ の周波数応答を示す.

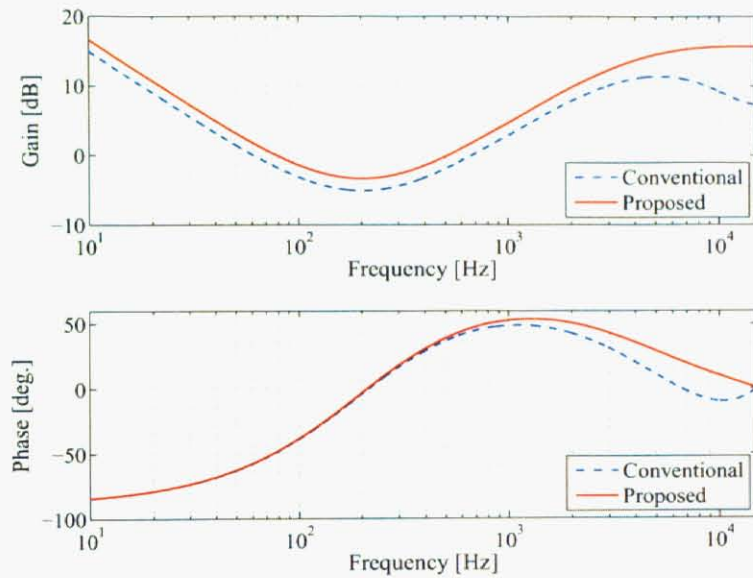


Fig. 7.13 Frequency response of feedback controller

7.3.4 シミュレーション

提案手法の有効性を検証するために, Fig. 7.7 と Fig. 7.11 に示す連続時間系での制御対象モデルと, Fig. 7.13 に示すフィードバック補償器によるヘッド位置決め制御系のシミュレーションを行った. Table 7.6 に, 制御帯域, ゲイン余裕, 位相余裕, 第二位相余裕および感度関数の H_∞ ノルムを示す. Fig. 7.14 に一巡伝達特性の周波数応答を, Fig. 7.15 にナイキスト線図を示す. いずれの図も, 実線は提案手法による結果を, 破線は従来設計による結果を示す. これらのシミュレーション結果より, 提案手法によるヘッド位置決め制御系は, 従来設計と比べて制御帯域を約 20 % 向上可能であることが分かる.

Table 7.6 Simulation result

	Conventional design	Proposed design
Servo-bandwidth	1400 Hz	1700 Hz
Gain margin	4.6 dB	4.5 dB
Phase margin	30 deg.	31 deg.
Second phase margin	66 deg.	68 deg.
$\ S\ _{\infty}$	8.7 dB	8.7 dB

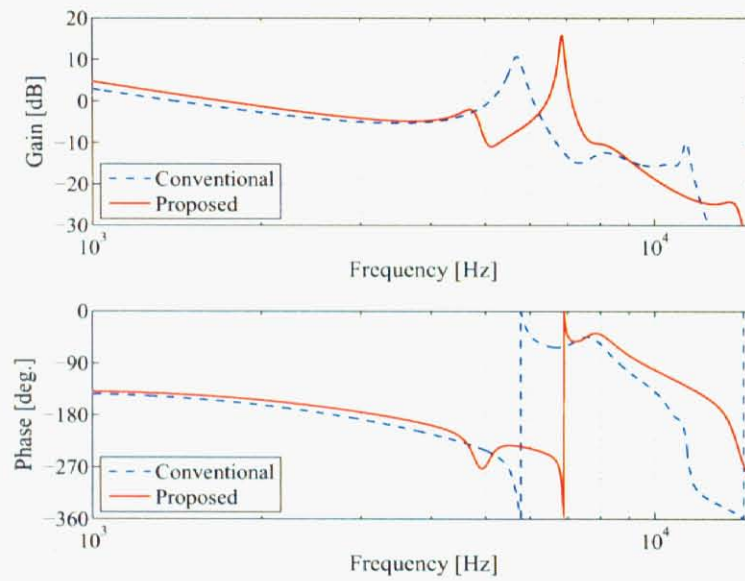


Fig. 7.14 Simulation result of open-loop characteristic

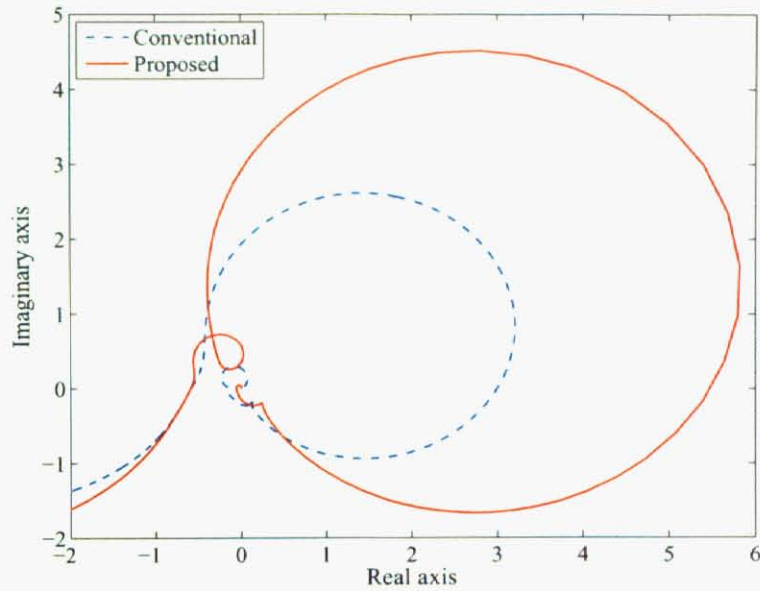


Fig. 7.15 Simulation result of nyquist diagram

7.3.5 実験

提案手法の有効性を検証するために、Fig. 7.7 と Fig. 7.11 に示すヘッド位置決め機構系と、Fig. 7.13 に示すフィードバック補償器によるヘッド位置決め制御系の実験を行った。Table 7.7 に、制御帯域、ゲイン余裕、位相余裕、第二位相余裕および感度関数の H_{∞} ノルムを示す。Fig. 7.16 に一巡伝達特性の周波数応答を、Fig. 7.17 にナイキスト線図を示す。いずれの図も、実線は提案手法による結果を、破線は従来設計による結果を示す。シミュレーション結果同様に、これらの実験結果も、提案手法が制御帯域を約 20 % 向上可能とすることを示している。

Fig. 7.18 に感度関数の測定結果（実線：提案手法、破線：従来設計）を示す。この図より、提案手法は感度関数の 1 kHz 以下のゲインを約 2.5 dB 改善していることが分かる。このことより、提案手法によるヘッド位置決め制御系は 1 kHz 以下の外乱による振動を約 25 % 改善することが分かる。

Table 7.7 Experimental result

	Conventional design	Proposed design
Servo-bandwidth	1400 Hz	1700 Hz
Gain margin	4.5 dB	4.6 dB
Phase margin	30 deg.	31 deg.
Second phase margin	71 deg.	66 deg.
$\ S\ _{\infty}$	9.2 dB	9.2 dB

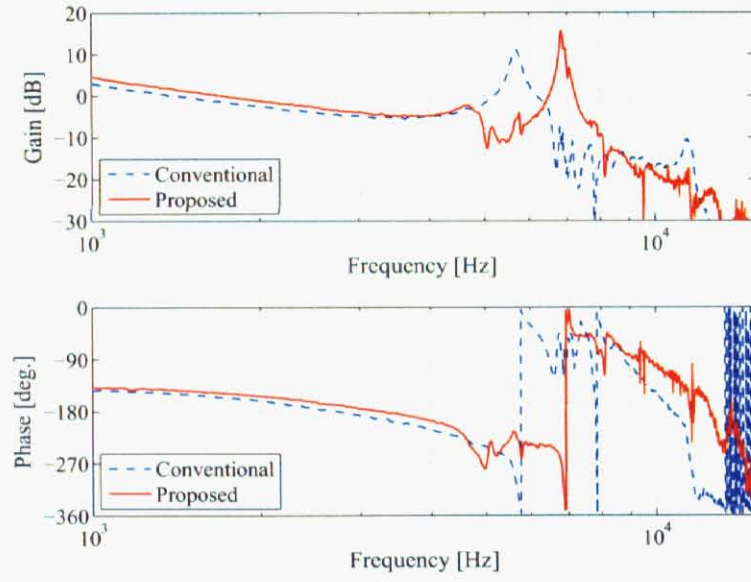


Fig. 7.16 Experimental result of open-loop characteristic

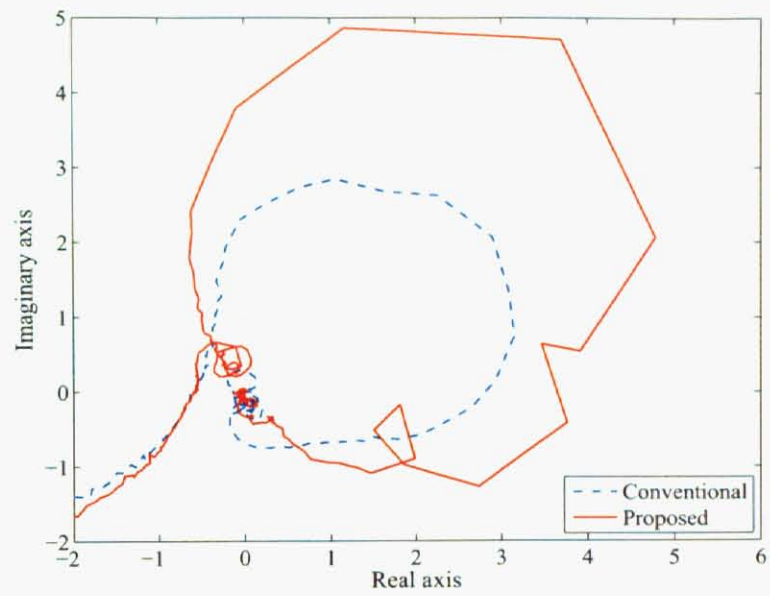


Fig. 7.17 Experimental result of nyquist diagram

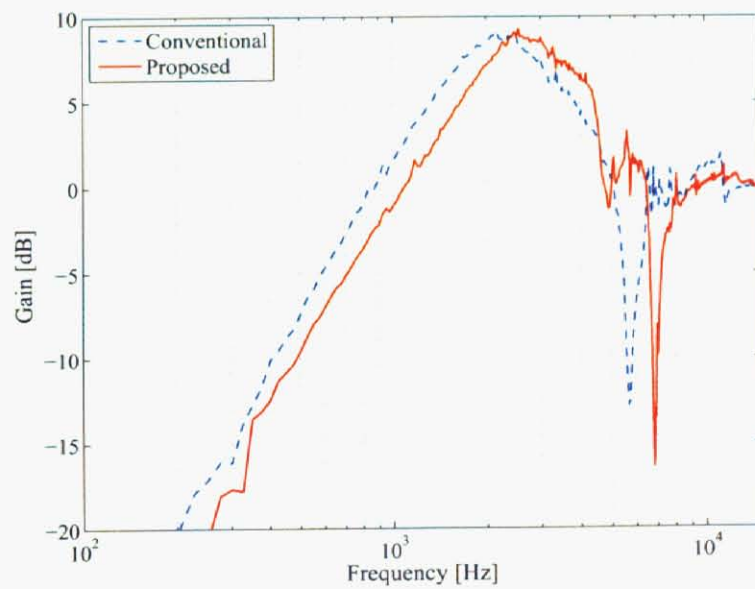


Fig. 7.18 Experimental result of sensitivity function

7.4 本章のまとめ

本章では、主共振のモード形状設計による制御帯域の高帯域化を考案した。はじめに、機構系特性が制御帯域の高帯域化に与える影響を調べ、制御帯域を制限する要素が機構共振の共振周波数とモード影響定数であり、共振周波数の向上のみでなくモード影響定数の低減により制御帯域の向上が可能であることを明らかにした。さらに、4節リンク機構を応用した機構系形状により、主共振のモード影響定数を低減させ制御帯域を向上可能であることを実験により確認した。

第8章 共振特性を陽に考慮した制御系設計による 制御帯域の高帯域化

8.1 本章の概要

本章では、主共振特性が制御帯域の制約となる場合において、主共振特性を補償し制御帯域の高帯域化を実現する制御系設計法を検討する。はじめに、主共振特性を陽に考慮できる設計法として、離散時間 H_∞ 制御理論を用いた設計を行う。それは、

- 数式モデルを用いた設計を行うため、設計用モデルに主共振特性を含ませることで、容易に主共振特性を考慮した制御系設計問題を構築可能である。
- 感度関数や相補感度関数等の制御性能を離散時間域において整形することが可能である。
- 離散時間系の制御対象に対して離散時間補償器を直接設計するため、離散化による誤差が発生せずサンプル点上の挙動に対する安定性が保証される。

等の利点があるためである。しかしながら、

- 一般化プラントの構築や重み関数の調整が必要であり、設計方法が煩雑である。
- 複雑な行列演算が必要であり、補償器の次数も大きい。
- 補償器を間接的に設計するため、補償器の構造と物理的な意味を設計時に定義できない。

等の欠点があり、離散時間 H_∞ 設計で求めた補償器を、そのままの形で実機適用することは望ましくない。一方、古典制御理論には

- 必要最低限の次数にて補償器を実現可能である
- 設計が容易である

等の利点がある。

そこで、両者の利点を組み合わせた新しい設計法として、

1. 主共振特性を考慮した離散時間 H_∞ 設計を行う.
2. 求めた離散時間 H_∞ 補償器から, 主共振特性を補償する構造を導出する.
3. 導出した補償器構造と古典制御理論 (位相進み遅れ補償) を組み合わせた, 一巡伝達特性に基づく新しい設計手法を確立する.

という手順による制御帯域の高帯域化を目指す.

8.2 離散時間 H_∞ 設計

H_∞ 制御の本質はフィードバック制御によって与えられた伝達関数の大きさがある値以下にするところにある. 特に, スモールゲイン定理を利用することにより, 系統立ててロバスト設計を行えるということが大きな利点である. しかしながら, 本研究では H_∞ 設計によるロバスト安定化は行わず, 感度関数と相補感度関数の整形のみをその目的とする. その理由を以下に示す.

- スモールゲイン定理はゲインのみでの安定性補償であり, 場合によっては非常に保守的な結果を導出する.
- 本研究での H_∞ 設計の目的は主共振特性を考慮した補償器構造の導出であり, ロバスト安定化は本章での本質的な問題ではない.

8.2.1 設計用モデル

はじめに, 制御対象を表すモデルとして主共振特性を含む設計用モデル (ノミナルモデル $P_n[z]$) を作成する. 本章で用いる離散時間系での制御対象 (リアルプラント) の周波数応答を Fig. 8.1 の実線に示す. $P_n[z]$ は離散時間系であることから, まず連続時間モデル $P_c(s)$ を作成し, $P_c(s)$ を無駄時間を含む 0 次ホールドにて離散化して $P_n[z]$ を求めることとする. 連続時間モデル $P_c(s)$ は, (3.6) 式に示す

$$P_c(s) = K_p \sum_{i=1}^N \frac{\kappa_i}{s^2 + 2\zeta_i \omega_{ni} s + \omega_{ni}^2}, \quad (8.1)$$

として与える. 制御対象の特性を再現するようにパラメータを設定した結果,

$$\begin{aligned} N &= 2, K_p = 2.5 \times 10^8, \kappa_1 = 1, \kappa_2 = -0.8, \\ \zeta_1 &= 0.3, \zeta_2 = 0.05, \omega_{n1} = 2\pi \times 60, \omega_{n2} = 2\pi \times 4400, \end{aligned} \quad (8.2)$$

となった。また、実験装置にあわせて離散化の際のサンプリングタイムを $50 \mu s$ 、等価無駄時間を $55 \mu s$ と選定した。求まったノミナルモデル $P_n[z]$ の周波数特性を Fig. 8.1 の破線にて示す。

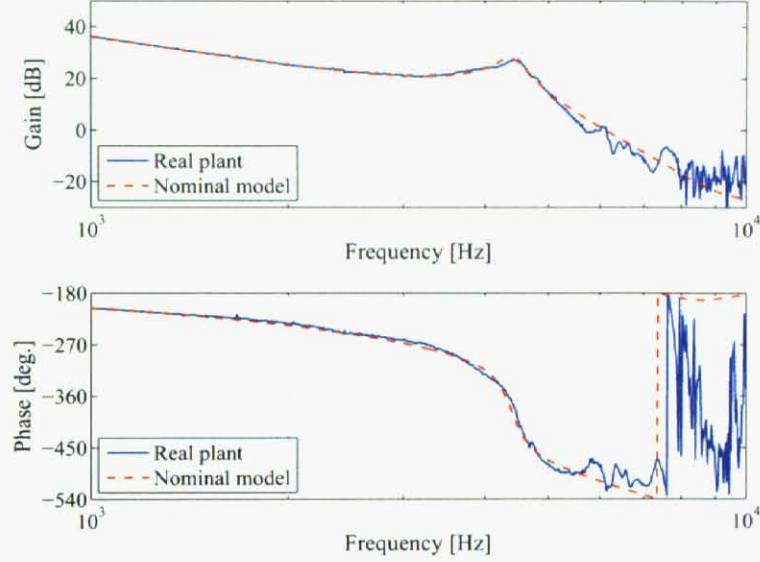


Fig. 8.1 Frequency response of real plant and nominal model

8.2.2 一般化プラント

本研究では、Fig. 8.2 に示す一般化プラント $G_{zw}[z]$ を用いて離散時間 H_∞ 補償器の設計を行う。この一般化プラントはノミナルモデル P_n と重み関数 W_s, W_{tm}, W_{ta} からなる。次に $G_{zw}[z]$ の各要素について説明する。

- w_1 から z への伝達特性

この伝達特性により W_s が感度関数に対する重みとなる。すなわち、(2.22) 式の関係より、

$$\left| \frac{1}{1 + P_n[e^{j\theta}]C[e^{j\theta}]} \right| < \left| \frac{1}{W_s[e^{j\theta}]} \right| \times \gamma : \forall \theta \in [-\pi, \pi], \quad (8.3)$$

を利用して感度関数の整形を行う。

- w_2 から z への伝達特性

この伝達特性により W_{tm} が相補感度関数に対する重みとなる。すなわち、(2.22) 式の関係より、

$$\left| \frac{P_n[e^{j\theta}]C[e^{j\theta}]}{1 + P_n[e^{j\theta}]C[e^{j\theta}]} \right| < \left| \frac{1}{W_{tm}[e^{j\theta}]} \right| \times \gamma : \forall \theta \in [-\pi, \pi], \quad (8.4)$$

を利用して相補感度関数の整形を行う。

- w_3 から z への伝達特性

この伝達特性により W_{ta}/P_n が相補感度関数に対する重みとなる。すなわち、(2.22) 式の関係より、

$$\left| \frac{P_n[e^{j\theta}]C[e^{j\theta}]}{1 + P_n[e^{j\theta}]C[e^{j\theta}]} \right| < \left| \frac{P_n[e^{j\theta}]}{W_{ta}[e^{j\theta}]} \right| \times \gamma : \forall \theta \in [-\pi, \pi], \quad (8.5)$$

を利用して相補感度関数の整形を行う。特に、 $1/P_n$ は高周波数域で大きなゲインを持つため、 W_{ta} に定数ゲインを与えるだけで高周波数域での相補感度関数を十分に低減できる。

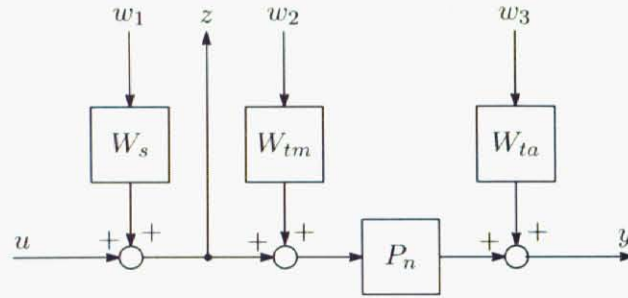


Fig. 8.2 Generalized plant

8.2.3 重み関数

重み関数は、連続時間系で定義した関数を双一次変換により離散化して作成する。その際、感度関数と相補感度関数の整形結果を参照しながら、重み関数を以下のような指針で選定する。

- 低周波数での感度関数を低減するように W_s を設計する。
- 主共振周波数での相補感度関数の増加を抑えるように W_{tm} を設計する。
- 高周波数での相補感度関数を低減するように W_{ta} を設計する。

求まった、連続時間系での重み関数を (8.6) 式に、重み関数のゲイン特性を Fig. 8.3 に示す。

$$W_s = 0.15 \times \frac{s^2 + 2.0 \times 10^4 s + 1.0 \times 10^8}{s^2 + 1.5 \times 10^2 s + 1.5 \times 10^{-3}},$$

$$W_{tm} = 2.2 \times \frac{s^2 + 3.4 \times 10^4 s + 3.6 \times 10^8}{s^2 + 7.5 \times 10^4 s + 3.9 \times 10^9}, \quad (8.6)$$

$$W_{ta} = 2.0.$$

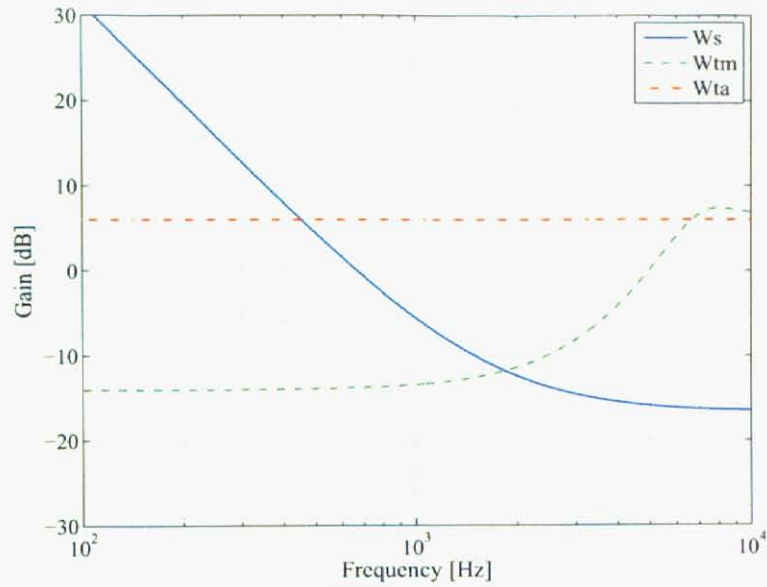


Fig. 8.3 Frequency response of weighting function

8.2.4 制御系の評価

これらの一般化プラントおよび重み関数を用いて離散時間 H_∞ 補償器の設計を行った。その結果、 γ の値は 0.76 となり、補償器の次数は 10 次となった。求まった補償器の周波数特性を Fig. 8.4 の実線に、感度関数と γ/W_s の周波数特性を Fig. 8.5 に、相補感度関数と $\gamma P_n/W_{ta}$ 、 γ/W_{tm} の周波数特性を Fig. 8.6 に示す。Fig. 8.5 および Fig. 8.6 より、設計した各重み関数が感度関数と相補感度関数を効果的に整形していることを確認できる。特に相補感度関数に対しては、2 種類の重み関数の併用により共振特性の存在する周波数域と高周波数域に対して個別に相補感度関数を整形することが可能となっている。

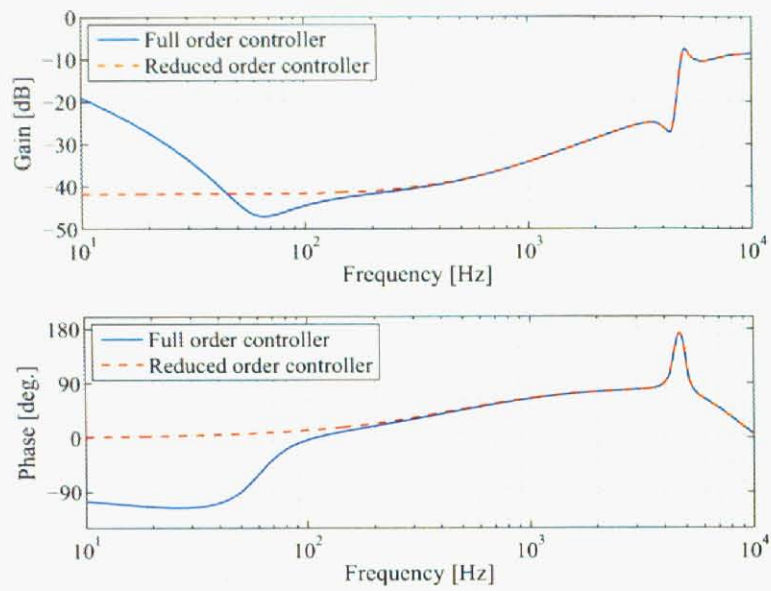


Fig. 8.4 Discrete-time H_∞ controller

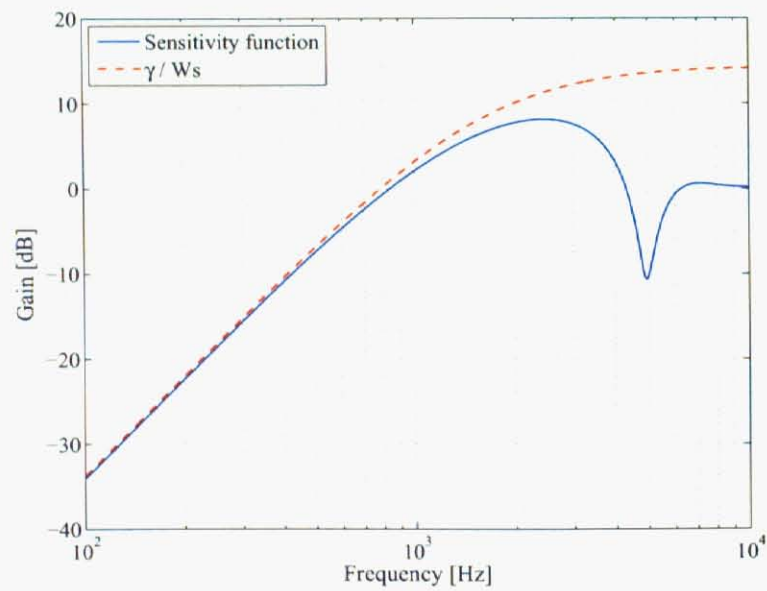


Fig. 8.5 Sensitivity function

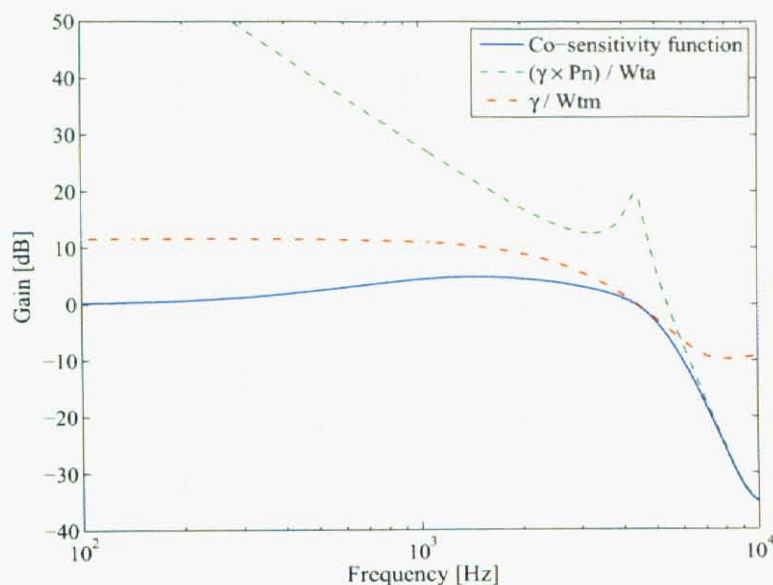


Fig. 8.6 Co-sensitivity function

8.2.5 離散時間 H_∞ 補償器の構造解析

離散時間 H_∞ 設計により求めた補償器の構造解析を行う。はじめに、 H_∞ 補償器は必要以上に次数が大きい可能性があるので、最小実現による離散時間 H_∞ 補償器の低次元化を行う。その結果、求めた低次元化補償器の次数は6次となった。Fig. 8.4の破線にて低次元化された補償器の周波数特性を示す。この図より、低次元化により取り除かれた極と零点は主として100Hz以下のものであり、制御系の安定性や制御性能を決定する100Hz以上の特性は低次元化後も保存されていることが分かる。よって、これ以降の離散時間 H_∞ 補償器の解析には低次元化された補償器を用いることとする。

次に、構造解析を容易にするため、低次元化補償器を双一次変換により離散時間系から連続時間系に変換する。Table 8.1に、連続時間系へ変換した低次元化補償器の極と零点を示す。求めた補償器はFig. 8.4より共振周波数付近において急激なゲインと位相の変化を有していることが分かる。ここで、双一次変換を用いた場合、ナイキスト周波数に近い極と零点は元の離散系での周波数と比べて高い周波数に写像されることに注意する。すると、Table 8.1において、共振周波数付近での急激な変動をもつ要素はe, fの零点と極の組み合わせであると判断できる。そこで、補償器をa, b, c, dの要素からなるフィルタ1とe, fの要素からなるフィルタ2に分解する。Fig. 8.7に、フィルタ1の周波数応答を破線にて、フィルタ2の周波数応答を実線にて示す。この図が

ら、フィルタ 1 は 2 次の位相進み補償器であることが分かるが、フィルタ 2 は周波数特性からその働きを理解することは難しい。

そこで、ノミナルモデル P_n にフィルタ 2 の特性を直列結合した場合、どのような効果を持つのかを計算する。その結果を Fig. 8.8 に示す。この図から、フィルタ 2 をノミナルモデル P_n に付加することにより、共振特性が高周波数域に移動したかのような特性となることが分かる。すなわち、フィルタ 2 の反共振特性により、 P_n の共振特性によるゲインの持ち上がりを相殺し、フィルタ 2 の共振特性が新たな共振点として付加されることとなる。特に、新たに共振点を付加することにより、機構共振の逆モデルを補償器に持たせた場合と比較して、高周波数域におけるゲイン増加を抑えることができる点が特徴である。このような働きにより、共振特性による制御系への制約が緩和され、制御系の高帯域化が可能となる。

Table 8.1 Structure of controller

	Zero		Pole	
	ζ	Frequency	ζ	Frequency
a	-	458 Hz	0.72	7030 Hz
b	-	6650 Hz		
c	0.61	9930 Hz	0.52	11600 Hz
d				
e	0.068	5180 Hz	0.08	6620 Hz
f				

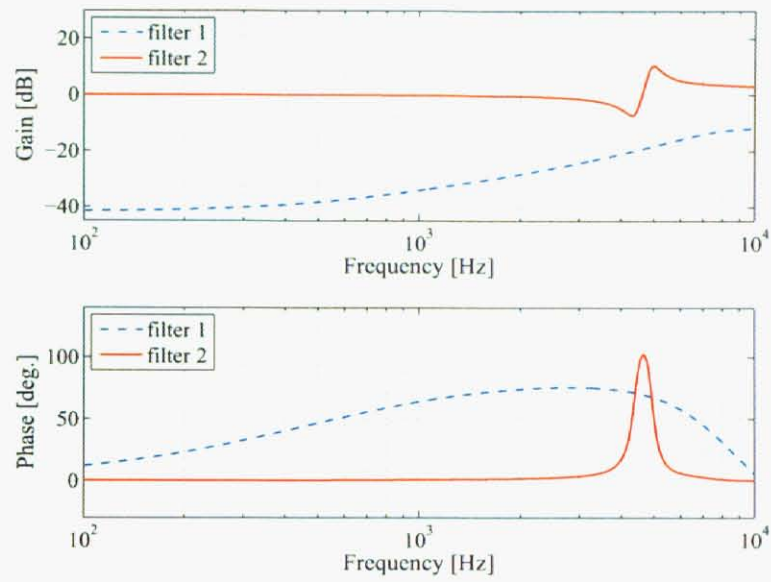


Fig. 8.7 Analysis of controller

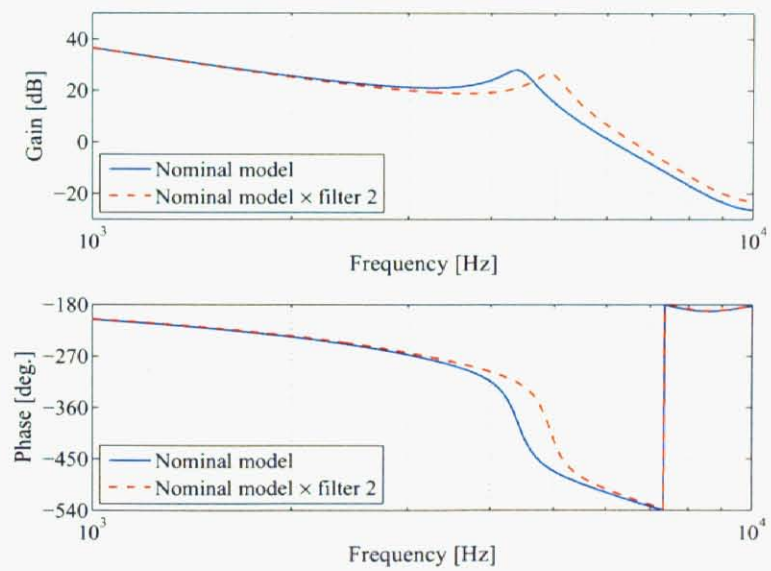


Fig. 8.8 Effect of compensation

8.3 主共振補償による高帯域化設計

求まった離散時間 H_∞ 補償器に含まれていた高帯域化を可能とする要素は、制御対象のもつ共振特性を相殺する共役複素の零点と、新たに付加される共振特性を実現する共役複素の極により構成される2次のフィルタである。そのフィルタの設計は、 H_∞ 設計などの複雑な行列演算を行わなくとも、制御対象の伝達特性から容易に直接設計が可能である。また、このフィルタを制御対象に直列結合した後の特性を新たな制御対象とみなすことにより、PID 制御や位相進み遅れ補償などの古典制御理論に基づく制御系設計法の適用が容易に可能であると考えられる。そこで本研究では、前節のフィルタ2のような構造により主共振特性を整形する方法を主共振補償と定義し、古典制御理論の枠組みにおいて主共振特性を補償する高帯域化設計法を提案する。

8.3.1 主共振補償フィルタの設計

Fig. 8.1 の実線にて示す制御対象に対して、主共振補償フィルタを設計する。はじめに、連続系のフィルタ

$$F_{rc}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_1\omega_1 s + \omega_1^2}{s^2 + 2\zeta_2\omega_2 s + \omega_2^2} \cdot \frac{\omega_2^2}{\omega_1^2}, \quad (8.7)$$

を定義する。次に、 ω_1 と ζ_1 は制御対象のもつ主共振特性を実現するように

$$\omega_1 = 2\pi \times 4450, \zeta_1 = 0.08, \quad (8.8)$$

と選定する。その後、新たに付加する共振特性を ω_2 と ζ_2 により設計する。その際に考慮すべき点は

1. 高帯域化効果
2. 高周波数域における安定性
3. 主共振周波数付近における安定性

である。まず、「高帯域化効果」と「高周波数域における安定性」を考慮しながら ω_2 を選定する。この両者はトレードオフの関係にあり、 ω_2 を高く設定するに従い、高帯域効果は高まるが、高周波数域での補償器のハイゲイン化が進みスピルオーバー等の可能性が増す。そこで本研究では、高周波数域での安定性を考慮し

$$\omega_2 = 2\pi \times 5550, \quad (8.9)$$

と選定する。また、 ζ_2 は一巡伝達特性の位相曲線が、主共振補償により付加される共振周波数にて、凹凸の少ない滑らかな曲線となるように選定する。本研究では、主共振による位相遅れの影響を減じることにも考慮に入れ、 ζ_2 を ζ_1 より小さく

$$\zeta_2 = 0.03, \quad (8.10)$$

と選定する。その後、主共振補償フィルタをデジタルフィルタとして求めるために、連続系で設計したフィルタ $F_{cr}(s)$ を離散化する。本制御系では、整形する主共振特性がナイキスト周波数に近いことを考慮し、離散化手法として整合 z 変換を適用する。整合 z 変換を用いる理由は、離散化による反共振点と共振点の周波数ずれを防ぐためである。設計した主共振補償フィルタの周波数特性を Fig. 8.9 に示す。

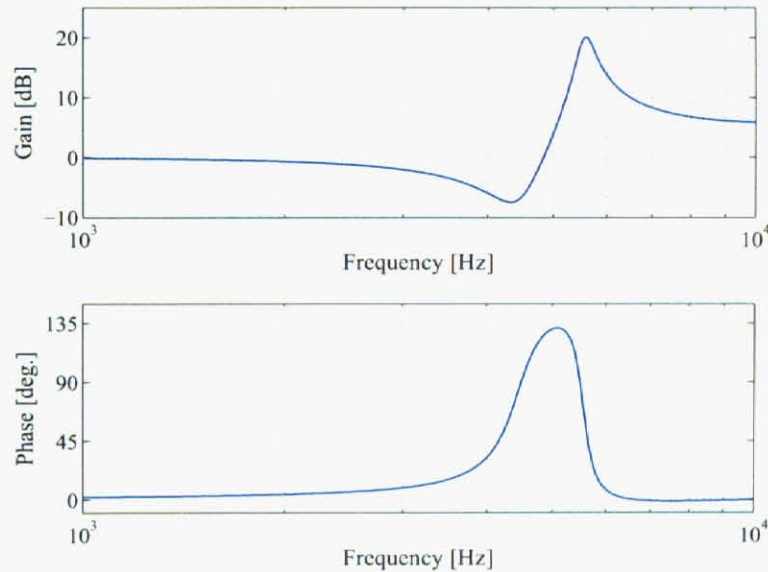


Fig. 8.9 Primary resonance compensator

8.3.2 安定化補償器の設計

制御対象に主共振補償フィルタを適用した後の特性に対して、制御系を安定化する安定化補償器を設計する。本章では、主共振に対する位相遅れ補償には制御系の有する位相遅れ要素を利用する。したがって、安定化補償器は、1形のサーボ系を構成するための積分要素と位相進み補償を行う2次のPI-lead フィルタ $C_{st}(s)$

$$C_{st}(s) = k_f \frac{(s + 2\pi \times 100)^2}{s(s + 2\pi \times 10000)}, \quad (8.11)$$

を双一次変換により離散化したものとする。ここで、 k_f は制御系の比例ゲインを設定する定数であり、ゲイン余裕 4 dB 以上、位相余裕 30° 以上、第二位相余裕 50° 以上、感度関数ゲインの最大値が 10 dB 未満となる範囲で最大の値とする。Fig. 8.10 に k_f を 1 とした場合の C_{st} の周波数応答を示す。

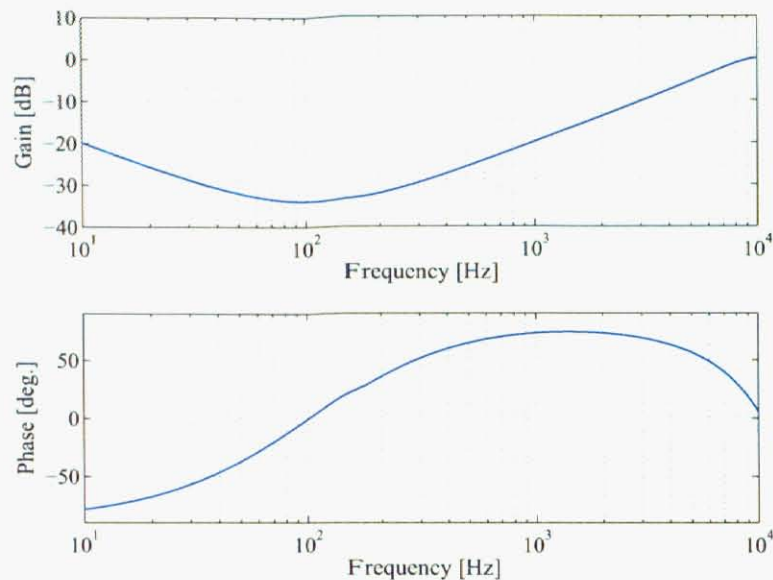


Fig. 8.10 PI-lead filter

8.3.3 性能評価

設計した主共振補償フィルタと安定化補償器により制御系を構築した結果、制御系の比例ゲイン k_f は 0.193 となった。その場合の一巡伝達特性を Fig. 8.11 の実線にて、感度関数のゲイン特性を Fig. 8.12 の実線にて示す。また比較のため、主共振補償を適用せずに安定化補償器のみを適用した結果、制御系の比例ゲイン k_f は 0.163 となった。その場合の一巡伝達特性を Fig. 8.11 の破線にて、感度関数のゲイン特性を Fig. 8.12 の破線にて示す。Fig. 8.11 に示す一巡伝達特性の比較により、主共振補償を適用した制御系は、一巡伝達特性において共振周波数特性を 4400 Hz から 5500 Hz に向上させていることが確認できる。これにより、一巡伝達特性のゲイン 0 dB クロス周波数を 1150 Hz から 1350 Hz に上げることが可能となり、制御系の高帯域化を実現していることを確認できる。また、Fig. 8.12 に示す感度関数の比較から、主共振補償を適用した場合、制御系高帯域化の効果により感度関数のピーク値を悪化させずに 1 kHz 以下での感度関数の低減率を向上させていることが確認できる。

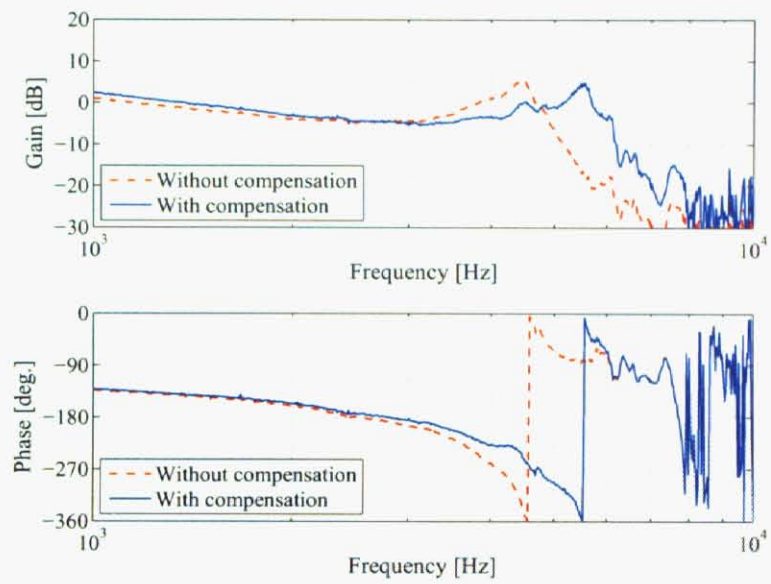


Fig. 8.11 Open-loop characteristic

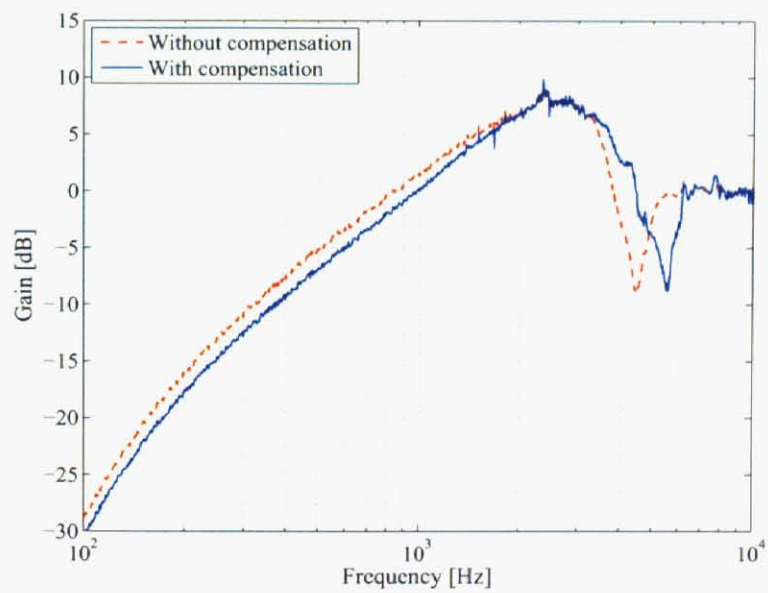


Fig. 8.12 Sensitivity function

8.4 本章のまとめ

本章では，機構系の最低次の共振である主共振特性が制御帯域の制限となる場合において，主共振特性を補償し制御帯域の高帯域化を実現する制御系設計法の研究を行った．はじめに，離散時間 H_∞ 制御理論を用いて，主共振特性を陽に考慮した制御系設計問題を構築し補償器を設計した．その後，得られた補償器の構造解析を行い，高帯域化を実現する要素が，制御対象の有する主共振特性を相殺する共役複素の零点と新たに付加される共振特性を実現する共役複素の極により構成される2次フィルタであることを明らかにした．そして，得られた知見に基づき，制御対象の有する主共振特性を一巡伝達特性上において高周波数域へ移動させる主共振補償を導出した．さらに，主共振補償と古典制御理論を組み合わせることで，設計が容易でかつ補償器の次数を抑えることを可能とする制御系設計法を提案した．また，提案した制御系設計法をヘッド位置決め制御系に適用し，提案手法による制御帯域高帯域化の効果を一巡伝達特性および感度関数により示した．

第9章 結論

本論文は、HDDの記録密度向上を支える高精度ヘッド位置決め制御系の研究に関するものである。研究対象であるHDDは、大量生産されるいわゆるマスプロダクトでありながら、ナノメートル単位での位置決め精度が求められている。したがって、製造交差や環境変化等に対するロバスト性を有しつつ低コストで高性能な制御技術であることが研究の前提となる。本論文では、ヘッド位置決め制御系の有する機構共振が制御性能向上の妨げになっている場合において、新たなセンサやアクチュエータを追加することなく、位置決め制御性能を向上可能とするヘッド位置決め系の研究を行った。その際、「高周波数域における外乱補償」と「制御帯域の高帯域化」を目的とし、各々の目的に対して「制御系と機構系の統合化設計」と「機構共振特性を陽に考慮した制御系設計」という二種類の手段を用いた検討を行った。

第4章に示した「制御系と機構系の統合化設計」による「高周波数域における外乱補償」の研究では、従来の制御系では制御困難であった高周波数域での外乱補償を実現するため、ヘッド位置決め機構系の有する高次共振を利用する機構・制御系統統合化設計を考案した。複雑な伝達特性を有する機構系に対しては、ベクトル軌跡を用いた解析方法が有効であることを示し、高次共振を全て主共振と同相化する同相安定化設計法を開発した。また、同相安定化設計に基づき試作されたヘッド位置決め制御系を用いた実験を行い、全ての機構共振を位相条件により安定化することで、機構共振の存在する周波数にて外乱を補償可能であることを実証した。本手法により、ヘッド位置決め系の高周波数域においてロバスト性と制御性能を両立する制御系の構築が可能となる。

第5章に示した「機構共振特性を陽に考慮した制御系設計」による「高周波数域における外乱補償」の研究では、機構共振モードと等価な働きをするデジタルフィルタである仮想共振モードを考案した。仮想共振モードを用いることにより、共振特性を正確に設計でき、制御帯域よりも高い周波数における外乱を正確に補償することが可能となる。本手法を制御帯域より高い周波数に存在するディスク回転に同期した位置外乱に対して適用し、その有効性を実験結果により示した。

第6章では、風乱振動を補償するヘッド位置決め制御系の研究を行った。風乱振動の影響を低減する制御系設計法として、機構系の有する高次共振により風乱を補償する方法と、仮想共振モー

ドを利用して風乱を補償する方法を検討した。はじめに行った機構系の高次共振を用いた風乱補償法では、風乱振動の周波数と安定な高次共振の周波数が一致するように機構系を設計し、風乱振動を相殺する制御系を構築した。次に行った仮想共振モードを用いた風乱補償法では、風乱振動に合わせて仮想共振モードを設計することにより、風乱振動を相殺する制御系を構築した。それぞれの方法に対して実験による評価を行い、提案する風乱補償法の有効性を実機にて検証した。

第7章に示した「制御系と機構系の統合化設計」による「制御帯域の高帯域化」の研究では、主共振のモード形状設計による制御帯域の高帯域化を考案した。はじめに、機構系特性が制御帯域の高帯域化に与える影響を調べ、制御帯域を制限する要素が機構共振の共振周波数とモード影響定数であり、共振周波数の向上のみでなくモード影響定数の低減により制御帯域の高帯域化が可能であることを明らかにした。さらに、4節リンク機構を応用した機構系形状により、主共振のモード影響定数を低減させ制御帯域を向上可能であることを実験により確認した。

第8章に示した「機構共振特性を陽に考慮した制御系設計」による「制御帯域の高帯域化」の研究では、主共振特性が制御帯域の制限となる場合において、主共振特性を補償し制御帯域の高帯域化を実現する制御系設計法を考案した。はじめに、離散時間 H_{∞} 制御理論を用いて、主共振を陽に考慮した制御系設計問題を構築し補償器を設計した。その後、得られた補償器の構造解析を行い、高帯域化を実現する要素が、制御対象の有する主共振の特性を相殺する共役複素の零点と新たに付加される共振特性を実現する共役複素の極により構成される2次フィルタであることを明らかにした。そして、得られた知見に基づき、制御対象の有する主共振を一巡伝達特性上において高周波数域へ移動させる主共振補償を導出した。さらに、主共振補償と古典制御理論を組み合わせることで、設計が容易でかつ補償器の次数を抑えることを可能とする制御系設計法を提案し、実機適用によりその有効性を検証した。

以上に示したように、本論文はHDDにおける磁気ヘッドの位置決め精度向上を目的とし、1) 高次機構共振を利用した外乱補償、2) 仮想共振モードを用いた外乱補償、3) 共振特性を利用した風乱補償、4) モード形状設計による制御帯域の高帯域化、5) 共振特性を陽に考慮した制御系設計による制御帯域の高帯域化、の検討を行った。いずれの提案手法も、製品のHDDに適用可能な条件にて、その有効性を実証したものである。

謝辞

本研究を遂行し、まとめるにあたって、多くの方々にお世話になりました。この場を借りて、感謝の意を表したいと思います。

野波健蔵教授には、千葉大学在学中のご指導、日立製作所への就職等、多大なご指導とご支援を賜りました。博士論文をまとめることが出来たのも、千葉大学在学中から野波先生にご指導して頂いたおかげであり、心から感謝致します。平田光男助教授には、千葉大学在学中のご指導、日立製作所就職後の共同研究等、多大なご指導とご支援を賜りました。博士論文をまとめることが出来たのも、千葉大学在学中から平田先生にご指導して頂いた賜物であり、心から感謝致します。西村秀和助教授には、千葉大学在学中ならびに卒業後の学会活動等を通じて、多大なご指導を賜りました。また、本研究をまとめるにあたり貴重なご意見を賜りました。心から感謝致します。齋藤制海教授、谷萩隆嗣教授、劉康志助教授には、本研究をまとめるにあたり貴重なご意見を賜りました。心から感謝致します。また、本研究を共同で行って頂きました、有坂寿洋氏、清水利彦氏、山口高司氏、増田広光氏、中川真介氏、濱田洋介氏に心から感謝致します。また、本研究を進めるに当たり、多大なご指導とご支援を頂きました日立製作所研究開発本部の皆様、日立グローバルストレージテクノロジーズの皆様に心から感謝致します。また、多くのご指導とご助言を頂きました電気学会産業計測制御技術委員会の皆様に心から感謝致します。また、多大なご指導とご支援を頂きました千葉大学ロボット工学教育研究分野の皆様に心から感謝いたします。最後に、研究生生活を支えてくれた妻に心から感謝致します。

参考文献

- [1] フリー百科事典『ウィキペディア (Wikipedia)』, www.wikipedia.com
- [2] How Much Information? 2003, the UC Berkeley School of Information, (2003)
- [3] How Much Information? 2000, the UC Berkeley School of Information, (2000)
- [4] Hitachi Global Storage Technologies Homepage, <http://www.hitachigst.com>
- [5] 小野：情報機器のダイナミックスと制御，日本機械学会編，(1996)
- [6] 大前，平井，涌井：情報システムにおける制御，コロナ社，(1999)
- [7] 特集「マストレージの制御技術」，計測と制御，Vol. 41, No. 6, pp. 381–455, (2002)
- [8] T. Yamaguchi: Review Paper: Modeling and Control of a Disk File Head-Positioning System, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Journal of Systems and Control Engineering, Vol. 215, No. 15, pp. 549–568, (2001)
- [9] 山口：ハードディスク装置ヘッド位置決め系のモデリングと制御，システム／制御／情報，Vol. 46, No. 2, pp. 55–62, (2002)
- [10] D. Abramovitch and G. Franklin: A Brief History of Disk Drive Control, IEEE Control Systems Magazine, Vol. 22, No. 3, pp. 28–42, (2002)
- [11] T. Chen, B. Francis: Optimal Sampled-data Control Systems, Springer Verlag, (1995)
- [12] G. J. Balas, J. C. Doyle, K. Glover, A. Packard, and R. Smith: μ -Analysis and Synthesis Toolbox - For Use with MATLAB, The MATH WORKS Inc, (1993)
- [13] G. F. Franklin and J. D. Powell: Digital Control of Dynamic Systems, Addison and Wesley, (1980)
- [14] 美多，原，近藤：基礎ディジタル制御，コロナ社，(1987)
- [15] 小郷，美多：システム制御理論入門，実教出版，(1979)
- [16] 美多： H_∞ 制御，昭晃堂，(1994)
- [17] J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar, B. A. Francis: State-space solutions to standard $\mathcal{H}_2$ and $\mathcal{H}_\infty$ control problems, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 34, No. 8, pp. 831–847, (1989)
- [18] 野波，西村：MATLAB による制御理論の基礎，東京電機大出版局，(1998)

- [19] 野波, 西村, 平田: MATLAB による制御系設計, 東京電機大出版局, (1998)
- [20] 中野, 美多: 制御基礎理論, 昭晃堂, (1983)
- [21] 足立: MATLAB による制御工学, 東京電機大学出版局, (1999)
- [22] J. C. Doyle, B. A. Fransis, and A. R. Tannenbaum 著, 藤井隆雄 監訳: フィードバック制御の理論, コロナ社, (1996)
- [23] 長松: モード解析入門, コロナ社, (1993)
- [24] R. K. Oswald: Design of a Disk File Head-Positioning Servo, IBM Journal of Research and Development, Vol. 18, No. 6, pp. 506-512, (1974)
- [25] 富田, 三矢: 磁気ディスク用ヘッドポジションの定常カルマンフィルタを用いた最適追従制御, 日本機械学会講演論文集, No. 760-14, 906, pp. 183-185, (1976)
- [26] Y. Mizoshita and N. Matsuo: Mechanical and Servo Design of a 10 inch Disk Drive, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 17, No. 4, pp. 1387-1391, (1981)
- [27] M. L. Workman: Adaptive Proximate Time-Optimal Servomechanism, dissertation, Stanford University, (1987)
- [28] H. Hanselmann and A. Engelke: LQG-Control of a Highly Resonant Disk Drive Head Positioning Actuator, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35, No. 1, pp. 100-1004, (1988)
- [29] S. Weerasooriya and D. T. Phan: Discrete-time LQG/LTR Design and Modeling of a Disk Drive Actuator Tracking Servo System, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 3, pp. 240-247, (1995)
- [30] 平田, 劉, 美多, 山口: H_∞ 制御理論を用いたハードディスクのヘッド位置決め制御, 計測自動制御学会論文集, 29-1, pp. 71-77, (1993)
- [31] J. Yen, F. Wang, and Y. Chen: A Fuzzy Scheduling Controller for a Computer Disk File Track-Following Servo, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 2, pp. 266-272, (1993)
- [32] 高倉, 山田: 小型磁気ディスク装置の高精度ヘッド位置決め, 電子情報通信学会技報, MR93-11, pp. 13-18, (1993)
- [33] C. J. Kempf: Design of Servo Systems for Disturbance Rejection and Applications to Disk File Storage Systems, dissertation, University of California at Berkeley, (1994)
- [34] 奥山, 浜田: ループ整形手法を用いた H_∞ 制御理論の磁気ディスク装置サーボ系への適用, 日本機械学会第 72 期全国大会講演論文集 (IV), pp. 706-708, (1994)
- [35] 山田, 高倉: 小型磁気ディスク装置の高精度ヘッド位置決め制御系の検討, 電子情報通信学会誌, C-II, Vol. J78-C-II, No. 12, pp. 581-588, (1995)

- [36] 平田, 熱海, 村瀬, 野波: サンプル値 H_∞ 制御理論を用いたハードディスクのヘッド位置決め制御, 計測自動制御学会論文集, 36, 2, pp. 172–179, (2000)
- [37] 石川: 磁気ディスク装置のマルチレートサンプル値制御に関する一考察, 電気学会産業計測制御研究会資料, IIC-00-55, (2000)
- [38] T. Semba: An H_∞ Design Method for a Multi-Rate Servo Controller and Applications to a High Density Hard Disk Drive, Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control, pp. 4693–4698, (2001)
- [39] C. Du, L. Xie, J. N. Teoh, and G. Guo: An Improved Mixed H_2/H_∞ Control Design for Hard Disk Drives, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 13, No. 5, pp. 832–839, (2005)
- [40] K. Ohno, M. Hirata, and R. Horowitz: A Comparative Study of the Use of the Generalized Hold Function for HDDs, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 10, No. 1, pp. 26–33, (2005)
- [41] K. Ohno and S. Hara: Nonuniform Multi-rate Sampled-data H_∞ Following Control of HDDs, Proceedings of 2005 American Control Conference, pp. 3229–3234, (2005)
- [42] W. W. Chiang: Multirate State-Space Digital Controller for Sector Servo System, Proceedings of the 29th IEEE Conference on Decision and Control, Vol. 3, pp. 1902–1907, (1990)
- [43] D. T. Phan: The Design and Modeling of Multirate Digital Control Systems for Disk Drive Applications, Proceedings of 1993 Asia-Pacific Workshop on Advances in Motion Control, pp. 189–205, (1993)
- [44] P. A. Weaver and R. M. Ehrlich: The Use of Multirate Notch Filters in Embedded-Servo Disk Drives, Proceedings of the American Control Conference, Vol. 6, pp. 4156–4160, (1995)
- [45] T. Hara, M. Tomizuka: Performance Enhancement of Multi-Rate Controller for Hard Disk Drives, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 35, No. 2, pp. 898–903, (1999)
- [46] Y. Gu and M. Tomizuka: Digital Redesign and Multi-Rate Control for motion Control - A General Approach and Application to Hard Disk Drive Servo System, Proceedings of The 6th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, pp. 246–251, (2000)
- [47] 高倉: 磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系開発, 電気学会産業計測制御研究会資料, IIC-01-49, (2001)
- [48] Q. W. Jia, Intersample Ripple-free Multirate Control with Application to a Hard Disk Drive Servo, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 10, No. 3, pp. 341–345, (2005)

- [49] J. Ding, F. Marcassa, S. C. Wu, and M. Tomizuka: Multirate Control for Computation Saving, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 14, No. 1, pp. 165–169, (2006)
- [50] L. Guo and Y. D. Chen: Disk Flutter and Its Impact on HDD Servo Performance, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 37, No. 2 pp. 886–870, (2001)
- [51] 沼里, 薄井, 濱田, 山口: 磁気ディスク装置におけるヘッド位置決め誤差の解析手法 (フォロイング時の位置誤差信号解析手法), *日本機械学会論文集 (C 編)*, 68-636, pp. 3245-3251, (1999)
- [52] K.J.Åström, B.Wittenmark: *Computer-Controlled Systems*, Prentice-Hall Inc, (1984)
- [53] 濱田, 大槻, 斎藤, 秦: 磁気ディスク装置ヘッド位置決め制御系への外乱オブザーバの応用, *計測自動制御学会論文集*, Vol. 30, No. 7, pp. 828–835, (1994)
- [54] 中川, 濱田: 摩擦力オブザーバを用いた磁気ディスク装置ヘッドアクチュエータの軸受摩擦力補償方法, *日本機械学会論文集 (C 編)*, 66-642, pp. 567–572, (2000)
- [55] K. K. Chew and M. Tomizuka: Digital Control of Repetitive Errors in Disk Drive Systems, *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 10, No. 1, pp. 16–20, (1990)
- [56] 石川, 柳田, 服部, 橋本: 磁気ディスク装置の学習制御における安定性解析, *日本機械学会第 74 期通常総会講演会講演論文集 (IV)*, No. 97-1, 2827, pp. 400–401, (1997)
- [57] Y. Onuki and H. Ishioka: Compensation for Repeatable Tracking Errors in Hard Drives Using Discrete-Time Repetitive Controllers, *Proceedings of The 6th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 490–495, (2000)
- [58] S. M. Sri-Jayantha, H. Dang, A. Sharma, I. Yoneda, N. Kitazaki, and S. Yamamoto: TrueTrack™ Servo Technology for High TPI Disk Drives, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 37, No. 2, pp. 871–876, (2001)
- [59] H. Fujimoto, F. Kawakami, and S. Kondo: Repetitive Control of Hard Disk Drives Based on Switching Scheme: Experimental Verification for Multiple Mode Disturbance, *Proceedings of The 8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 323–328, (2004)
- [60] M. Kawafuku, M. Iwasaki, H. Hirai, M. Kobayashi, and A. Okuyama: Rejection of Repeatable Runout for HDDs Using Adaptive Filter, *Proceedings of The 8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 305–310, (2004)
- [61] M. Kawafuku, M. Iwasaki, H. Hirai, M. Kobayashi, and A. Okuyama: Rejection of Repeatable Runout for HDDs Using Adaptive Filter, *Proceedings of The 8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 305–310, (2004)
- [62] Q. Jia, Z. Wang, F. Wang; Repeatable Runout Disturbance Compensation with a New Data Collection Method for Hard Disk Drive, *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 41, No. 2, pp. 791–796, (2005)

- [63] S. Park, J. Jeong, H. S. Yang, Y. Park, and N. Park: Repetitive Controller Design for Minimum Track Misregistration in Hard Disk Drives, *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 41, No. 9, pp. 2522–2528, (2005)
- [64] G. Herrmann, S. S. Ge, and G. Guo: Practical Implementation of a Neural Network Controller in a Hard Disk Drive, *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, Vol. 13, No. 1, pp. 146–154, (2005)
- [65] A. Mamun, S. Shuzi: Precision control of hard disk drives, *IEEE Control Systems Magazine*, Vol. 25, No. 2, pp. 797–801, (2005)
- [66] R. Horowitz and J. McCormick: A Self-Tuning Control Scheme for Disk File Servo, *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 27, No. 6, pp. 4490–4495, (1991)
- [67] M. Kobayashi, T. Yamaguchi, H. Hirai, K. Tsuneta, T. Arai, and K. Onoyama: Adaptive Control of a Hybrid Servo System for Magnetic Disk Drives, *JSME International Journal, Series C*, Vol. 39, No. 4, pp. 772–780, (1996)
- [68] C. Kang and C. Kim: An Adaptive Notch Filter for Suppressing Mechanical Resonance in High Track Density Disk Drives, *Proceedings of the 2003 JSME-IIP/ASME-ISPS Joint Conference on MIPE*, pp.22–23, (2003)
- [69] K. Ohno and T. Hara: An Adaptive Resonant Mode Compensation for Hard Disk Drives, *Proceedings of The 8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 329–334, (2004)
- [70] K. Ono and T. Teramoto: Design Methodology to Stabilize the Natural Modes of Vibration of a Swing-Arm Positioning Mechanism, *Advances in Information Storage Systems* Vol. 4, pp. 343–359, (1992)
- [71] 小野, 武川, 山浦: 揺動アーム機構の固有振動モードの同相化設計によるヘッド位置決め機構の高帯域化, *日本機械学会論文集 (C 編)*, 64-620, pp. 1347–1355, (1998)
- [72] 山浦, 佐藤, 小野: 振動アーム位置決め機構の固有振動モードの同相化・非干渉化設計, *日本機械学会論文集 (C 編)*, 66-641, pp. 159-166, (2000)
- [73] 原, 岩崎, 内藤: 制御性能の限界と構造設計, *SICE98 予稿集*, pp. 307–308, (1998)
- [74] S. Hara, M. Nishio, and T. Maruyama: Integrated Design for High Robust Performance with Quick Time-Response, *Proceedings of the 1999 IEEE International Conference on Control Applications*, Vol. 1, pp. 176–181, (1999)
- [75] M. Kobayashi, T. Yamaguchi, T. Yoshida, and H. Hirai: Carriage Acceleration feedback Multi-Sensing Controller for Sector Servo Systems, *Proceedings of International Conference on Micromechatronics for Information and Precision Equipment*, pp. 475–480, (1997)
- [76] F. Huang, T. Semba, W. Imaino, and F. Lee: Active Damping in HDD Actuator, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 37, No. 2, pp. 847–849, (2001)

- [77] S. Nakagawa, M. Kobayashi, and T. Yamaguchi: A Higher Bandwidth Servo Design with Strain Feedback Control for Magnetic Disk Drives, *Proceedings of the American Control Conference*, pp. 2547–2552, (2003)
- [78] 山浦, 小野, 横山, 西条: 磁気ヘッドポジションナの高精度追従位置決めに関する研究, 平成 12 年日本機械学会 IIP2000 情報・知能・精密機器部門講演会公演論文集, pp. 160–164, (2000)
- [79] K. Mori, T. Munemoto, H. Otsuki, Y. Yamaguchi, and K. Akagi: A Dual-Stage Magnetic Disk Drive Actuator Using a Piezoelectric Drive for a High Track Density, *IEEE Transaction of Magnetism*, Vol. 27, No. 6, pp. 5298–5302, (1991)
- [80] L. S. Fan, H. H. Ottesen, T. C. Reiley, and R. W. Wood: Magnetic Recording-Head Positioning at Very High Track Densities Using a Microactuator-Based, Two-Stage Servo System, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 42, No. 3, pp. 222–233, (1995)
- [81] K. Takaishi, T. Imamura, Y. Mizoshita, S. Hasegawa, T. Ueno, and T. Yamada: Microactuator Control For Disk Drive, *IEEE Transaction on Magnetism*, Vol. 32, No. 3, pp. 1863–1866, (1996)
- [82] S. Koganezawa, Y. Uematsu, T. Yamada, H. Nakano, J. Inoue, and T. Suzuki: Dual-Stage Actuator System for Magnetic Disk Drives Using a Shear Piezoelectric Microactuator, *IEEE Transaction on Magnetism*, Vol. 34, No. 4, pp. 1910–1912, (1998)
- [83] H. Kuwajima and K. Matsuoka: Thin-Film Piezoelectric DSA for HDD, *IEEE Transaction on Magnetism*, Vol. 38, No. 5, pp. 2186–2188, (2002)
- [84] M. Kobayashi, S. Nakagawa, and S. Nakamura: A Phase-Stabilized Servo Controller for Dual-Stage Actuators in Hard Disk Drives, *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 39, No. 2, pp. 844–850, (2003)
- [85] Y. Li, R. Horowitz, and R. Evans: Vibration Control of a PZT Actuated Suspension Dual-Stage Servo System Using a PZT Sensor, *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 39, No. 2, pp. 932–937, (2003)
- [86] S. H. Lee, and Y. H. Kim: Minimum Destructive Interference Design of Dual-Stage Control Systems for Hard Disk Drives, *IEEE Transaction on Control Systems Thecnology*, Vol. 12, No. 4, pp. 517–531, (2004)
- [87] C. Pang, G. Guo, B. Chen, and T. Lee: Nanoposition Sensing and Control in HDD Dual-Stage Servo Systems, *Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Control Applications*, pp. 551–556, (2004)
- [88] A. Raymond, R. Nagamune, and R. Horowitz: Robust Dynamic Modeling and Control of Dual-Stage Actuators, *IEEE Transactions on Magnetism*, Vol. 42, No. 2, pp. 247–254, (2006)

- [89] Y. Li and R. Horowitz: Mechatronics of Electrostatic Microactuators for Computer Disk Drive Dual-Stage Servo Systems, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 6, No. 2, pp. 111–121, (2001)
- [90] M. White, T. Hirano, H. Yang, K. Scott, S. Pattanaik, and F. Huang: High-bandwidth Hard Disk Drive Tracking Using a Moving-Slider MEMS Microactuator, *Proceedings of The 8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 299–304, (2004)
- [91] M. Karaman, Y. Lu, M. Bedillion: Comparison of Suspension-Based and Slider-Based Microactuators for Track Following Performance, *Proceedings of The 8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control*, pp. 347–351, (2004)
- [92] M. White, P. Hingwe, and T. Hirano: Comparison of a MEMS microactuator and a PZT milliactuator for high-bandwidth HDD servo, *Proceedings of The 2004 American Control Conference*, pp. 541–546, (2004)
- [93] X. Huang, and R. Horowitz: Robust Controller Design of a Dual-Stage Disk Drive Servo System With an Instrumented Suspension, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 41, No. 8, pp. 2406–2413, (2005)
- [94] R. Oboe, A. Beghi, P. Capretta, and F. C. Soldavini: A Simulation and Control Design Environment for Single-Stage and Dual-Stage Hard Disk Drives, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Vol. 7, No. 2, pp. 161–170, (2002)
- [95] M. Rotunno, R. A. Callafon, and F. E. Talke: Comparison and Design of Servo Controllers for Dual-Stage Actuators in Hard Disk Drives, *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 39, No. 5, pp. 2597–2599, (2003)
- [96] A. P. Teerhuis, S. J. M. Cools, and R. A. Callafon: Reduction of Flow-Induced Suspension Vibrations in a Hard Disk Drive by Dual-Stage Suspension Control, *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 39, No. 5, pp. 2237–2239, (2003)
- [97] S. Nakamura, K. Wakatsuki, H. Takahashi, S. Saegusa, and Y. Hirono: Flow-Induced Vibration of Head Gimbal Assembly, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 40, No. 4, pp. 3198–3200, (2004)
- [98] Y. Li, Y. Sun, C. Smith, L. Guo, and W. Guo: Optimization of Initial Value Compensation for Settle Control in Hard Disk Drives, *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol. 41, No. 2, pp. 825–830, (2005)
- [99] T. Arisaka, T. Shimizu, H. Masuda, T. Atsumi, and G. Nakamura: Development of a Head Actuator Based on the New Design Concept for the Wide Servo Bandwidth in a Hard Disk Drives, *Proceedings of the 2003 JSME-IIP/ASME-ISPS Joint conference on MIPE*, pp. 187–188, (2003)
- [100] T. Arisaka, T. Shimizu, T. Atsumi, H. Masuda, and T. Yamaguchi: Development on In-Phase Actuator Mechanism In Hard Disk Drives, *Proceedings of The Asia-Pacific Magnetic Recording Conference '04*, HA05-01, (2004)

研究業績

学術雑誌等掲載論文

1. 平田光男, 熱海武憲, 村瀬明代, 野波健蔵: サンプル値 H_∞ 制御理論を用いたハードディスクのヘッド位置決め制御, 計測自動制御学会論文集, 36, 2, pp. 172-179, (2000)
2. 熱海武憲, 中川真介, 山口高司, 濱田洋介: 共振特性を考慮したハードディスク装置の広帯域化サーボ技術, 日本機械学会論文集 (C 編), 67-664, pp. 3905-3910, (2001)
3. 熱海武憲, 有坂寿洋, 清水利彦, 山口高司: ハードディスク装置の機構共振制振サーボ技術, 日本機械学会論文集 (C 編), 68-675, pp. 3298-3305, (2002)
- 3'. T. Atsumi, T. Arisaka, T. Shimizu, T. Yamaguchi: Vibration Servo Control Design for Mechanical Resonant Modes of a Hard-Disk-Drive Actuator, JSME International Journal Series C, Vol. 46, No. 3, pp. 819-827, (2003)
4. 熱海武憲: 仮想共振モードを用いたハードディスク装置のヘッド位置決め制御, 日本機械学会論文集 (C 編), 71-706, pp. 1914-1919, (2005)
5. T. Atsumi, T. Shimizu, T. Arisaka, H. Masuda: Head-positioning Control Using Resonant Modes in Hard Disk Drives, The IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 10, No. 4, pp. 378-384, (2005)
6. T. Atsumi, T. Shimizu, T. Arisaka, H. Masuda: Integrated Design of a Controller and a Structure in Hard Disk Drives, Journal of Vibration and Control

国際会議

1. Mitsuo Hirata, Takenori Atsumi, Akiyo Murase, and Kenzo Nonami: Following Control of a Hard Disk Drive by using Sampled-Data H_∞ Control, Proceedings of The 1999 IEEE International Conference on Control Applications, pp. 182-186, (1999)
2. Mitsuo Hirata, Akiyo Murase, Takenori Atsumi, and Kenzo Nonami: A Design Method of TDOF Controller for Sampled-Data Control System — A Method using Dynamical Model of Feedback Controller —, Proceedings of DETC'99/Movic'99 of the 17th Biennial Conference on Mechanical Vibration and Noise, (1999)
3. Masahito Kobayashi, Shinsuke Nakagawa, Takenori Atsumi, and Takashi Yamaguchi: High-bandwidth Servo Control Design for Magnetic Disk Drive, AIM Proceedings, Como, pp. 1124-1129, (2001)

4. Takenori Atsumi, Toshihiro Arisaka, Toshihiko Shimizu, and Takashi Yamaguchi: Vibration Servo Control Design for Actuator's Mechanical Resonant Modes in Hard Disk Drives, The 6th International conference on Motion and Vibration Control, Vol. 1, pp. 312-319. (2002)
5. Toshihiro Arisaka, Toshihiko Shimizu, Hiromitsu Masuda, Takenori Atsumi, and Gentaro Nakamura: Development of a Head Actuator Based on the New Design Concept for the Wide Servo bandwidth in a Hard Disk Drives, Proceedings of the 2003 JSME-IIP/ASME-IPSPS Joint conference on MIPE, pp. 187-188, (2003)
6. Takenori Atsumi, Toshihiro Arisaka, Toshihiko Shimizu, and Hiromitsu Masuda: Head positioning Control Using Resonant Modes in Hard Disk Drives, Proceedings of The 8th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, pp. 311-316, (2004)
7. Takenori Atsumi: Head-Positioning Control Using Digital Resonant Modes in Hard Disk Drives, The 7th International conference on Motion and Vibration Control, 37, (2004)
8. Toshihiro Arisaka, Toshihiko Shimizu, Takenori Atsumi, Hiromitsu Masuda, and Takashi Yamaguchi: Development on In-Phase Actuator Mechanism In Hard Disk Drives, Proceedings of The Asia-Pacific Magnetic Recording Conference '04, HA05-01, (2004)
9. Takenori Atsumi, Atsushi Okuyama, and Shinsuke Nakagawa: Vibration Control Above The Nyquist Frequency in Hard Disk Drives, Proceedings of The 9th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, pp. 103-108, (2006)

国内会議

1. 熱海武憲, 平田光男, 野波健蔵: サンプル値 H_∞ 制御理論を用いたハードディスクのフォロイング制御, 第 37 回 計測自動制御学会学術講演会予稿集, pp. 381-382, (1998)
2. 平田光男, 熱海武憲, 村瀬明代, 野波健蔵: サンプル値 H_∞ 制御を用いたハードディスクのフォロイング制御, 第 21 回 Dynamical System Theory シンポジウム 資料, pp. 267-270, (1998)
3. 熱海武憲, 平田光男, 村瀬明代, 野波健蔵: サンプル値 H_∞ サーボ系設計法によるハードディスクのフォロイング制御, 第 6 回「運動と振動の制御」シンポジウム講演論文集, pp. 219-224, (1999)
4. 村瀬明代, 平田光男, 熱海武憲, 野波健蔵: サンプル値 2 自由度補償器によるハードディスクのヘッド位置決め制御, 機械力学・計測制御講演論文集, Vol. A, pp. 541-542, (1999)
5. 平田光男, 村瀬明代, 熱海武憲, 野波健蔵: サンプル値系に対する 2 自由度制御系の一設計法ーフィードバック補償器の動特性を用いた手法ー, 電気学会 研究会資料 IIC-99-1, (1999)
6. 熱海武憲, 中川真介, 山口高司, 濱田洋介, 大澤弘幸, 秦裕二: 共振特性を考慮した磁気ディスク装置の高帯域化サーボ技術, 日本機械学会 2000 年度年次大会講演論文集 (II), pp. 201-202, (2000)

7. 熱海武憲, 有坂寿洋, 山口高司: ハードディスク装置の機構共振制振サーボ技術, 電気学会研究会資料 IIC-01-41, (2001)
8. 熱海武憲: 仮想共振モードを用いたハードディスク装置のヘッド位置決め制御, 電気学会研究会資料 IIC-04-67, (2004)
9. 有坂寿洋, 清水利彦, 熱海武憲, 増田広光: 高次共振同相アクチュエータ設計に関する研究, 日本機械学会 IIP2004 情報・知能・精密機器部門講演会, 112, (2004)
10. 熱海武憲, 清水利彦, 有坂寿洋: 機構・制御系統統合化設計によるハードディスク装置の高帯域化, 第 47 回 自動制御連合講演会, 804, (2004)
11. 山口高司, 熱海武憲: ハードディスク装置サーボ系における振動制御と過渡応答制御, 第 33 回制御理論シンポジウム, pp. 421-426, (2004)
12. 熱海武憲: ハードディスク装置におけるモーションコントロール, 平成 17 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2-S4-3, (2005)
13. 熱海武憲: ベクトル軌跡による設計法を用いたハードディスク装置のフォロイング制御, 電気学会研究会資料 IIC-05-110, (2005)

公開特許

1. 熱海武憲, 中川真介, 濱田洋介, 大澤弘幸, 小林正人: 位置決め制御装置, 特開 2001-195850, 2001 年 7 月 19 日公開
2. 熱海武憲, 有坂寿洋, 清水利彦, 小林正人, 小田井正樹: 位置決め制御装置, 特開 2002-63774, 2002 年 2 月 28 日公開
3. 熱海武憲, 小林正人: 位置決め制御装置, 特開 2002-352534, 2002 年 12 月 6 日公開
4. 清水利彦, 浜口哲也, 有坂寿洋, 増田広光, 中村元太郎, 熱海武憲: 磁気ディスク装置, 特開 2003-141826, 2003 年 5 月 16 日公開
5. 熱海武憲, 小林正人, 中川真介: 位置決め制御装置, 特開 2003-157630, 2003 年 5 月 30 日公開
6. 熱海武憲: 位置決め制御装置, 特開 2003-331543, 2002 年 11 月 21 日公開
7. 中川真介, 伊藤清忠, 熱海武憲: 位置決め制御方法とその装置, 特開 2004-21768, 2004 年 1 月 22 日公開
8. 熱海武憲, 沼里英彦, 中川真介, 小林正人: 位置決め制御装置, 特開 2004-280982, 2004 年 10 月 7 日公開
9. 熱海武憲, 沼里英彦, 阿部二郎: 磁気ディスク装置, 特開 2004-355758, 2004 年 12 月 16 日公開
10. 熱海武憲: 磁気ディスク装置, 特開 2005-267762, 2005 年 9 月 29 日公開

解説記事

1. 仮想共振モードを用いたヘッド位置決め制御, 電気学会技術報告「マスのストレージシステムのための次世代サーボ技術」, No. 1055, pp.36-40, (2006)
2. ベクトル軌跡による設計法を用いたフォロイング制御, 電気学会技術報告「マスのストレージシステムのための次世代サーボ技術」, No. 1055, pp.98-101, (2006)
3. ハードディスク装置におけるモーションコントロール, 電気学会技術報告「実用化を目指したモーションコントロールの最新技術」, No. 1056, pp.66-69, (2006)

表彰

1. 平成 16 年度電気学会産業計測制御技術委員会優秀論文賞
2. 平成 16 年度電気学会優秀論文発表賞
3. 2004 年度機械学会奨励賞 (技術)