

セクタサーボ方式による磁気ディスク装置の ヘッド位置決め制御システムに関する研究

Head Positioning Control System for Magnetic Disk Drives
Using Sector Servo Method

山田 健仁

目次

1. 序論	1
1.1 まえがき	1
1.2 研究の背景	2
1.2.1 ヘッド位置決め制御システムの概要	3
1.2.2 ヘッド位置決め制御システムの研究推移	4
1.3 本論文の構成	6
[I . セクタサーボ方式の原理と応用]	10
2. セクタサーボ方式によるヘッド位置決め制御システム	11
2.1 はじめに	11
2.2 セクタサーボ方式の原理	12
2.3 セクタサーボ方式を使用したデジタル制御系の構成	16
3. スパイラルセクタサーボ方式によるヘッド位置決め	22
3.1 はじめに	22
3.2 スパイラルセクタサーボシステムの構成	24
3.2.1 サーボパターンと位置検出方式	24
3.2.2 スパイラルトラック追従方式の原理	26
3.2.3 サーボシステム	30
3.3 スパイラルセクタサーボ方式のトラック追従制御系	32
3.3.1 トラック追従制御系の設計	32
3.3.2 装置の概要と実験結果	39
3.4 議論およびまとめ	44

[II . セクタサーボ方式による高精度ヘッド位置決め]	47
4 . 高精度ヘッド位置決めの基礎検討	48
4.1 はじめに	48
4.2 トラック追従制御系の検討	49
4.2.1 制御系の構成	49
4.2.2 位置決め誤差のシミュレーション	51
4.2.3 トラック追従性能	51
4.3 位置決め誤差とトラック密度の関係	58
4.4 議論およびまとめ	63
5 . ヘッド位置決め制御系の最適化	65
5.1 はじめに	65
5.2 H_{∞} 最適制御理論によるヘッド位置決め	67
5.2.1 小形HDDヘッド位置決めシステムの設計指針	67
5.2.2 混合感度問題による H_{∞} 制御器	67
5.2.3 入力側外乱を考慮した H_{∞} 制御器	82
5.3 議論およびまとめ	93
6 . フィードフォワード補償法による位置決め精度の改善	94
6.1 はじめに	94
6.2 位置信号の特性解析	94
6.2.1 解析法の概要	94
6.2.2 解析結果と検討	96
6.3 適応フィルタによるフィードフォワード補償	102
6.3.1 制御系の構成	103

6.3.2	適応フィルタの構成	107
6.4	R R O 抑圧特性の改善	111
6.4.1	R R O 抑圧の時間応答特性	111
6.4.2	R R O 抑圧特性	115
6.5	議論およびまとめ	117
7.	検討および結論	120
7.1	検討	120
7.2	結論	120
謝辞		130
付録		131
A.	磁気ディスク装置の概要	131
A.1	磁気ディスク装置の形態	131
A.2	要素技術の概要	132
B.	シーク制御の検討	137
B.1	スパイラルセクタサーボ方式におけるシーク制御	143
B.2	H D D の高速シーク制御方式	143
B.3	二自由度制御系による短距離シーク時間応答特性の改善	159
参考文献		166

第1章 序 論

1.1 まえがき

コンピュータの外部記憶装置として、磁気ディスク装置は最も広く用いられている。近年、光ディスク装置も用途を広げつつあるが、可換媒体としての応用が主であり、高速性及び信頼性の観点から磁気ディスク装置の優位性は揺るぎないものとなっている。磁気ディスク装置は、①記録情報が不揮発、②記録密度が高くビットコストが低い、という大きな長所を有している。この反面、記録情報へのアクセスを機械的な動作に依存しているため、磁気記録媒体上の磁化状態(記録情報)に対する磁気ヘッドの位置決め精度が記録密度を制限する大きな要因となっている。また、同様の理由によりアクセス時間(シーク時間+回転待ち時間)が遅いという欠点を持つ。このため、磁気ディスク装置では磁気ヘッドをいかに高精度且つ高速に位置決めするかが大きな研究課題となる。

高精度位置決め機構としては、10nm程度の位置決め精度を要求される半導体製造装置のX-Yステージや光ディスクのカッティング装置などがある。しかし、これらはアクチュエータ自体の位置を高分解能のレーザ測長器などを使って正確に求め、位置決めする構造となっている⁽¹⁾。これに対し、光ディスク装置や磁気ディスク装置では、記録媒体であるディスクと情報を記録再生するヘッドとの相対的な位置決め精度を要求される。特に磁気ディスク装置では、磁気記録固有の制約のため、すなわち記録媒体と記録再生デバイスが近接している必要があるため、アクチュエータの高剛性化が困難という問題点がある。また、位置決め対象が高速回転体であることから、高精度位置決め制御系を実現する上で厳しい条件下にある。

磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御システムは、1970年代より閉ループ

制御方式が本格的に研究されるようになり，飛躍的にその位置決め精度を向上させてきた．また，近年ではマイクロコンピュータなどのデジタル I C の高性能化に伴い，デジタル閉ループ制御方式が実用化され，高度な制御理論の適用も可能なものとなってきた．しかし，磁気記録の高密度化の研究が大きく展開するなかで，一層の高精度ヘッド位置決めシステムの実現が必要となっている．本研究は，このような背景の中で進めてきたもので，ヘッドの位置決め情報をデータ記録面と同一面上に形成するセクタサーボ方式を適用した新しい位置決めシステムの提案とセクタサーボ方式による高精度ヘッド位置決めの可能性を明らかにすることを目的としている．具体的には，新しいヘッド位置決め形態を実現するスパイラルセクタサーボ方式の提案，セクタサーボ方式での高精度ヘッド位置決め制御の可能性の検討，ヘッド位置決め制御系の最適化の手法の一提案，及び適応フィルタ理論に基づいたフィードフォワード補償法によるヘッド位置決め精度の改善法を提案し，各々実験及びシミュレーションによりその有効性を明らかにした．

本序論では，本研究の位置付けを明確にすることを目的として，本論文の主題である磁気ディスク装置に使用されるヘッド位置決め制御システムを概観するとともに，本研究の背景であるヘッド位置決めシステムの研究の推移を概説する．また，本論文の概要を述べる．

1.2 研究の背景

1.2.1 ヘッド位置決め制御システムの概要

磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御システムは，大きく分けると次の 4 種類の方式に分類できる⁽²⁾．すなわち，

- 1) 開ループ方式
- 2) サーボ面サーボ方式
- 3) データ面サーボ方式
- 4) サーボ面併用セクタサーボ方式

である。

1) の方式は、ステッピングモータ等の開ループ制御可能な位置決め機構を使用する方式である。この方式は機構・回路とも簡単な構成で済むが、開ループ制御であるため本質的に位置決め精度を上げらず、トラック密度を改善することが困難である。現在では F D D 以外では用いられなくなった。

2) の方式は、1970年にIBM3330で導入された方式で、位置情報(サーボ情報)を記録した専用のサーボ面を有し、常にサーボ面上のサーボ情報に基づいて位置決め制御を行う方式である。この方式は擬似閉ループ制御方式とも言える方式で、サーボ面上の磁気ヘッド(サーボヘッド)を位置決めすることにより、それと同一の駆動機構上に取り付けられた記録・再生ヘッド(データヘッド)がデータ面上に位置決めされる。このため、機構の熱的な変形やディスクの熱的膨張などにより発生する熱的トラックずれ(サーマルオフトラック)までは補正できない。ある程度のトラック密度の向上は期待でき、118 tracks/mm(2000TPI)程度のトラック密度まではこの方式が多く用いられる。

3) の方式は、サーボ情報の検出手段として専用のサーボ面を有せず、データ面上に記録したサーボ情報に基づいて位置決め制御を行う方式である。この方式はサーボ情報をデータ面上に記録する方式の違いにより、さらに、セクタサーボ方式とベリッドサーボ方式^{(3),(4)}に分けられる。前者は本論文の研究対象となる方式で、データ面上に離散的に記録したサーボ情報に基づいて位置決め制御する方式である(詳細は第2章で述べる)。後者はデータ面の磁気記録層を2層とし、下層に記録したサーボ情報に基づいて位置決め制御する方式である。この方式は

連続的なサーボ情報が得られることから制御技術の観点からは望ましいが、特殊な媒体の開発や複雑な変復調技術が必要であることから、その実用化には未だ至っていない。

4) の方式は、ヘッドのシーク時には専用のサーボ面のサーボ情報により制御を行い、トラック追従時には専用のサーボ面のサーボ情報とデータ面上のサーボ情報との合成情報に基づいて位置決め制御を行う方式である。この方式は制御回路等が複雑・高価となるため高級機種に用いられる。

1.2.2 ヘッド位置決め制御システムの研究の推移

ヘッド位置決め制御技術の観点から、前述のヘッド位置決め制御システムの研究の推移を概観する^{(5)・(6)・(7)・(8)}。磁気ディスク装置は1957年に発表されたIBM 350に端を発するが⁽⁹⁾、ヘッド位置決め制御は motor-clutch を使用した開ループ制御であった。その後、1962年のIBM 1301から1966年のIBM 2314までは、hydraulic actuator が使用されていた。この間で注目すべきは、磁気ヘッド位置決め基準となる信号をディスクの内周側に photo-etching process で形成したパターンから再生し、ヘッドを hydraulic actuator で駆動するというサーボ面サーボ方式の原形とも言える閉ループ制御が開発されていたことである⁽¹⁰⁾。1971年に発表されたIBM 3330からヘッド位置決め機構にボイスコイルモータ (VCM) が使用されるようになり、サーボ面サーボ方式が導入された。R.K.Oswaldはこの方式を基にした位置決め制御システムの詳細な解析及び設計の先駆的な研究を行った⁽¹¹⁾。この研究では位置決め制御機構を $(1/s^2)$ のモデルとして表し、古典制御理論に基づいたリードラグ補償器による制御系の設計を明らかにした。富田、三矢らは定常カルマンフィルタを用いた最適追従制御を提案し^{(12)・(13)}、特定周波数の振動に着目することにより制御系の

カットオフ周波数を上げずに追従特性を向上させることができることを示した。R.K.Oswaldはサーボ情報の記録方式として、それまでの磁気ディスクで用いられた tri-bit パターンに代わる di-bit パターンを提案し⁽¹⁴⁾、ヘッド位置決め制御の基準となる位置信号の歪みを改善できることを示した。高波，中西，新居は古典制御理論に基づくりードラグフィルタ及びラグリードフィルタを補償器に用いることにより，追従帯域の拡大とスティフネスの向上が図れることを実験により明らかにした⁽¹⁵⁾。Y.Mizoshita, A.Futamataは現代制御理論に基づくヘッド位置決め制御系の最適化法を示した⁽¹⁶⁾。これは結果として，古典制御理論に基づくものと同様のリードラグフィルタ型の制御器が導出されているが，これは現代制御理論が制御対象のモデル化誤差を考慮できないため，保守的な設計仕様を与えざるを得なかったためと考えられる。デジタル制御系の先駆的な研究として，水上，中西はミニコンピュータを用いヘッド位置決め制御系の制御器をデジタル信号処理により実現することを試み，その可能性を示した⁽¹⁷⁾。以上の方式は，いずれもサーボ面サーボ方式での制御系を対象としており，制御系の設計法は基本的に連続制御系理論に基づいている。

本論文の主題に関わるセクタサーボ方式は，1978年にB.McKnightによりその基本的概念が，特にそのサーボ情報の構成を中心として提案された⁽¹⁸⁾。その後，C.Mauryにより装置への適用が試みられ，制御系の基本的な設計法とこの方式の可能性が示された⁽¹⁹⁾。中西，水上はセクタサーボ方式とサーボ面サーボ方式との併用を提案し⁽²⁰⁾，それまでのセクタサーボ方式の問題点であったシーク速度の改善を試み，さらに併用方式による高トラック密度化の可能性を示した。

本研究は，以上述べた研究を背景として，セクタサーボ方式の改良による連続データアクセス可能な新しいトラック追従制御システムの提案と実現，及び従来ほとんど試みられていなかったセクタサーボ方式単独による高精度ヘッド位置

決めの可能性を明らかにすることを目的とした。特に、後者に関してはサーボ情報の構成，低サンプリング周波数という条件下でのデジタル閉ループ制御系における制御器の設計法を中心に検討を行った。

1.3 本論文の構成

本論文では，磁気ディスク装置の大容量化及び高速化に大きく寄与しているヘッド位置決めシステムの構成，設計指針，及び設計手法に関して研究した結果を述べる。特に，デジタル閉ループ制御系として構成されるセクタサーボ方式によるヘッド位置決め制御システムで高精度位置決めを達成する制御系の構成，その設計法に関しての提案を行い，その有効性を明らかにする。

本論文は以下に示す 2 部 7 章から構成される。以下各章の概要を述べる。

[第 1 章 序論]

ここでは，研究の背景として磁気ディスク装置のヘッド位置決めシステムの概要とその研究の推移に関して述べる。また，本論文の構成を示す。

[I.セクタサーボ方式の原理と応用]

第 I 部は 2 章及び 3 章から構成される。第 I 部ではセクタサーボ方式の基本原理と構成，また，その方式を発展させたスパイラスセクタサーボ方式の提案と実現について述べる。

[第 2 章 セクタサーボ方式によるヘッド位置決め制御システム]

ここでは，本研究の核をなすセクタサーボ方式の概念とデジタル制御理論に基づくヘッド位置決め制御系の基本的な設計手順について述べる。このセクタ

サーボ方式の概念は，3，4，5，6の各章に共通した概念である．また，ここで示したヘッド位置決め制御系の設計手法を5章においてロバスト制御理論の観点から見直し，より簡便で最適制御可能な設計手法を再構成する．

[第3章 スパイラルセクタサーボ方式によるヘッド位置決め]

ここでは，データアクセス時間の短縮を目的として，従来の磁気ディスク装置には無い，記録トラックを渦巻状に形成するスパイラルセクタサーボ方式を提案し，その制御系の構成と設計法を示す．また，FDDのヘッド位置決めシステムにこのセクタサーボ方式を適用した新しいFDDシステムを提案する．さらに，この方式を適用して画像情報等の大量データを高速に取り扱えるFDDを試作し，その実験及び評価結果を示す．

[II.セクタサーボ方式による高精度ヘッド位置決め]

第II部は4章，5章，6章から構成される．第II部では，セクタサーボ方式単独で高精度ヘッド位置決めを実現するための理論的検討，ヘッド位置決め制御系の最適化による高精度位置決めの実現，及び，フィードフォワード補償制御による位置決め精度改善の試み，に関して述べる．

[第4章 高精度ヘッド位置決めの基礎検討]

ここでは，セクタサーボ方式で高精度ヘッド位置決めを実現する上で問題となる位置信号雑音とヘッド位置決め精度の関係をサンプリング周波数に依存した閉ループパルス伝達関数の形状劣化の観点から，時間領域でのシミュレーションにより検討する．また，ヘッド位置決め誤差に伴うデータ信号におけるウィンドウマージン減少の傾向をシミュレーションにより検討することで，セクタサーボ方式による高トラック密度化の可能性を明らかにする．

[第5章 ヘッド位置決め制御系の最適化]

ここでは、ロバスト制御理論の観点からセクタサーボ方式によるヘッド位置決め制御システムを見直し、 H_{∞} 最適制御理論に基づいたヘッド位置決め制御系の最適化によるヘッド位置決め精度の改善を実現する設計手法を提案する。また、この制御構成及び設計手法を小形HDD（2.5インチHDD）に適用し、その有効性を実験により明らかにした結果を示す。

[第6章 フィードフォワード補償法による位置決め精度の改善]

ここでは、位置信号のスペクトル解析において、FT法及びMEMを使ってスペクトルを求めるとともにその時間変動特性を検討し、位置決め精度改善のための問題点を明らかにする。この検討結果に基づき、セクタサーボ方式によるヘッド位置決めシステムのトラック追従性能を上げる上で、5章の線形制御理論の枠組みの中での最適化では実現できない高帯域に存在するスピンドルモータの回転に同期した位置決め誤差を低減する方式、すなわち適応フィルタ理論に基づいたフィードフォワード補償法を提案する。この制御構成及び設計手法を小形HDDに適用することにより、その効果と問題点をシミュレーション及び実験で明らかにする。

[第7章 検討および結論]

3, 4, 5, 6章の研究成果をまとめるとともに、今後の展望と研究課題に関して述べる。特に、今後の高トラック密度化に対する研究課題を機械・制御・磁気記録の観点から論じる。

[付録]

付録A.では磁気ディスク装置の概要を述べ、本研究の磁気ディスクシステム全体に対する位置付けを示す。

付録B.では本研究の一環として行なったセクタサーボ方式単独方式におけるシーク制御の研究成果をまとめ、本方式での高速ヘッド位置決めの可能性を示す。

第 I 部 セクタサーボ方式の原理と応用

第 I 部は 2, 3 章から構成される。2 章では、本研究の核をなすセクタサーボ方式の基本原理とサーボ情報の基本構成について述べる。このセクタサーボ方式の概念は、3, 4, 5, 6 の各章に共通した概念である。更に、3 章及び 4 章においてトラック追従制御系を実現する上で用いたデジタル閉ループ制御系の構成と設計法の概要に関して述べる。3 章では、2 章でその概要を示したセクタサーボ方式単独の方式を発展させて、アクセス時間の実質的短縮を目的にした新しいトラック追従制御方式であるスパイラスセクタサーボ方式の提案と実現について述べる。また、FDD のヘッド位置決めシステムにこのセクタサーボ方式を適用した新しい FDD システムを提案する。

第2章 セクタサーボ方式によるヘッド位置決め制御システム

2.1 はじめに

セクタサーボ方式は、1.2.1 で述べたようにサーボ情報として専用のサーボ面を有せず、データ面上に記録したサーボ情報に基づいて位置決め制御を行う方式の一つである。原理的には、1978年にB.McKnightによりその基本的概念が、特にそのサーボ情報の構成を中心として提案された⁽²¹⁾が、当初は離散的なサーボ情報を直接閉ループ制御の検出に使用するのではなく、中西、水上が提案したようなサーボ面サーボ方式の補助的手段⁽²²⁾、すなわち、熱的オフトラックの補償手段としての研究・開発が進められた。その後、データ面と同一面上にサーボ情報が形成できることからセクタサーボ方式をFDDやリムーバブルHDDなどの可換媒体に適用すること^{(23)・(24)・(25)・(26)}が多く試みられるようになった。さらに、固定型のHDDにおいても薄形化・小形化の要求⁽²⁷⁾から専用のサーボ面を必要としないセクタサーボ方式の適用^{(28)・(29)}が盛んとなった。

サーボ面を使用しないセクタサーボ方式における制御系の問題としては、高速シーク動作の実現とその安定性があげられる。これらの問題に関しては、山口らによる初期値最適化による整定特性の改善に関する研究⁽³⁰⁾がある。しかし、セクタサーボ方式による高精度ヘッド位置決めの可能性の検討に関しては、J.M.Corlissらによる位置決め誤差配分の検討⁽³¹⁾やH.H.Ottesenによる技術予測⁽³²⁾があるものの、セクタサーボ方式を単独で適用した磁気ディスク装置の位置決め精度に関する詳細な研究は見当たらない。

本章ではセクタサーボ方式単独でのヘッド位置決めの基本原理を述べるとともに、3章及び4章においてトラック追従制御系を実現する上で用いたデジタル閉ループ制御系の構成法に関して述べる。なお、セクタサーボ方式単独でのヘッド位置決めでは上述のように高速シーク動作の実現が困難であるという問題があるが、高精度ヘッド位置決めとはある程度独立した研究課題で、別に検討する必要がある。これに関してはセクタサーボ方式単独で高速シークを達成するた

めの提案と実現を付録Bにまとめる。

2.2 セクタサーボ方式の原理

セクタサーボ方式は図2-1に示す概念図のように、各ディスク上のトラックをセクタと称する複数のエリアに分割し、このセクタの一部にヘッド位置決め制御の基準となるサーボ情報を予め記録しておき、そのサーボ情報を基にヘッドを位置決め制御する方式である。なお、この記録したサーボ情報の磁化パターンをサーボパターンと称する。従って、サーボパターンは記録・再生トラックと同一トラック上に在り、位置決め制御システムは、データヘッドと同一のヘッドでサーボパターンからサーボ情報を再生しながら位置決め制御することになる。この結果、サーボ面サーボ方式で大きな問題となる熱的オフトラックを生じることがなく、また、専用のサーボ面を必要とせず高トラック密度化に適した方式と考えられる。

図2-2に一つのセクタにおける二相のダイビットサーボパターンとその再生信号波形を示す。この再生信号を図のT1, T2, T3, T4の各点でサンプルホールドしたものをA, B, C, D信号とする。この信号から式(2-1)により、位置信号⁰X, Yが求まる。

$$X = A - B \quad Y = C - D \quad (2-1)$$

図2-2中の右に示す図は、ディスク半径方向にヘッド移動させたとき得られる位

i) サーボパターンはヘッドにより再生され、その結果、ヘッドとディスク上のトラックとの相対的位置を表す信号が得られる。従って、制御系として考えた場合、この信号は偏差信号と定義できる。このため、この信号に位置誤差信号という表現を使う場合がある。しかし、シーク時にはディスク上のトラックが固定されており、ヘッドだけ移動すると考えてこの再生信号を位置信号と表現することもできる。本論文では、誤解が生じることは無いと思われるので、どちらも位置信号という表現を統一して用いる(但し、この表現がポイントとなる箇所では改めて定義する)。

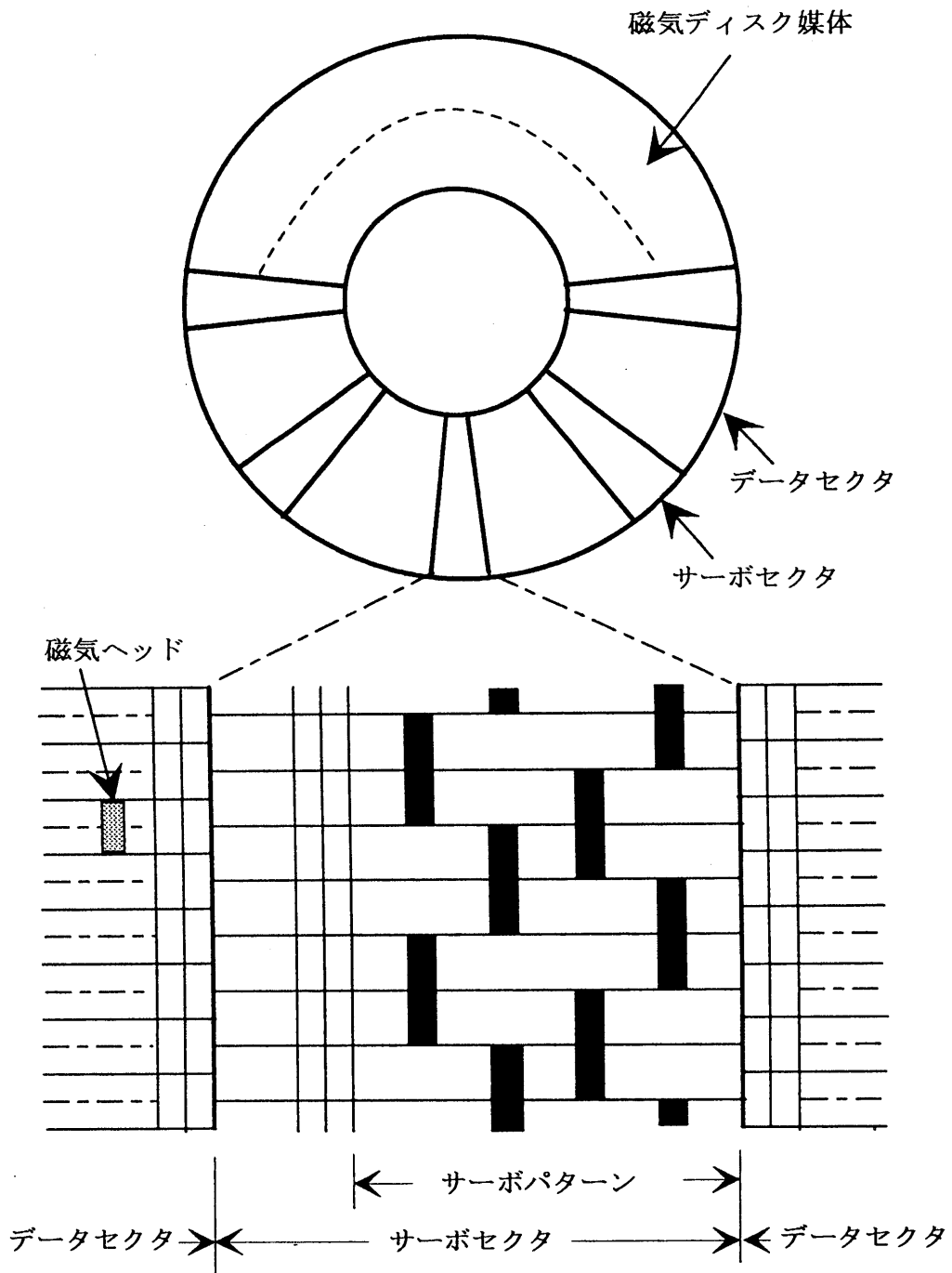
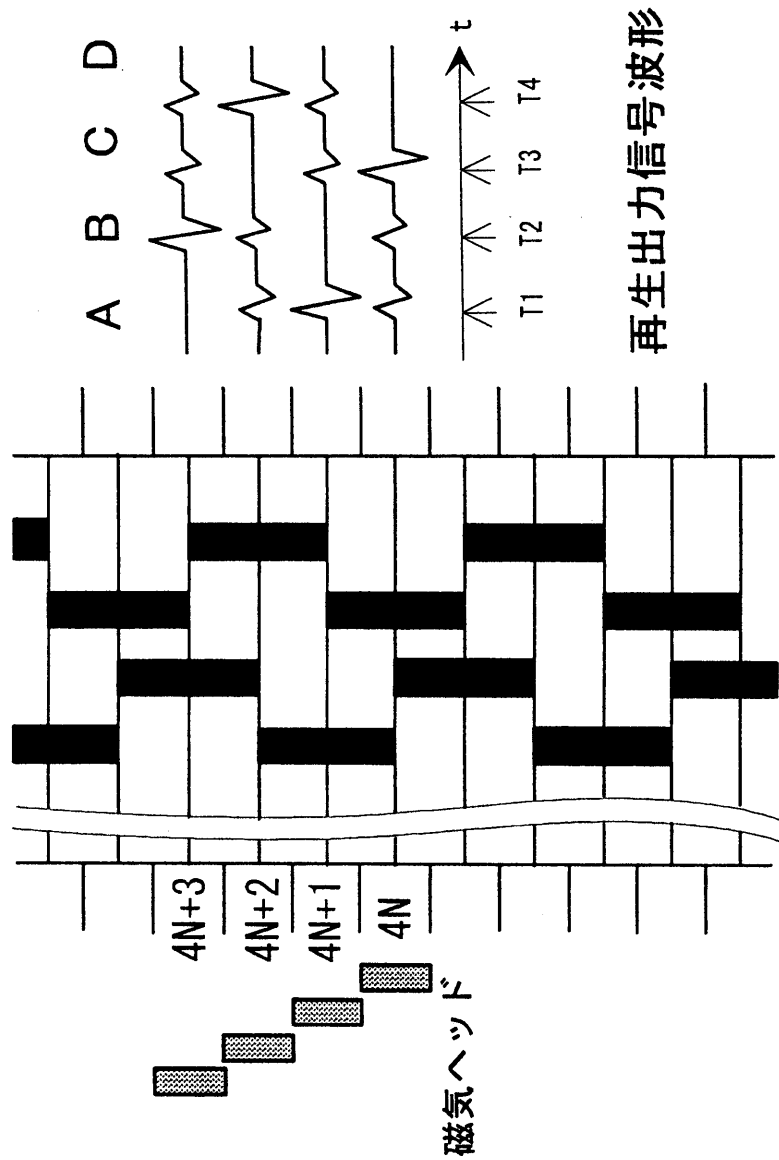
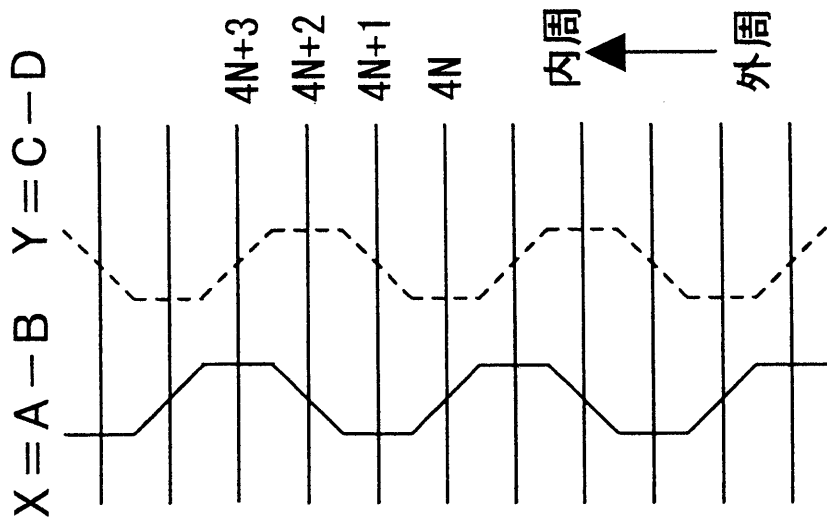


図 2-1 セクタサーボ方式の概念図



A B C D
サーボパターン

図 2-2 サーボパターンと位置信号

位置信号 X 及び Y を示す。図より分かるように、この X または Y 信号は、ヘッドがデータトラックの中心にあるとき零となる。ここで注意すべきは、位置信号はセクタごとにしか得られなことである。このため、これら X 及び Y 信号は時間的に離散化された信号としてしか得られない。従って、ヘッドをトラック中心に位置決め制御する場合でも、また、ヘッドをディスク半径方向に移動させる場合でも、サンプリング定理を満たす範囲で位置信号を処理し、ヘッドを制御する必要がある。ここで、ヘッドを目標トラックに追従させるモードをトラック追従制御、ヘッドを目標トラックまでディスク半径方向に移動させるモードをシーク制御と定義する。

以上のようにセクタサーボ方式を使用したヘッド位置決め制御系は、本質的にサンプル値制御系となる。すなわち、次のような特徴を有する。

- 1) 連続時間信号としての偏差信号は存在しない(もしくは、検出不可能)
- 2) サンプリング周波数は達成できる位置決め精度とフォーマット効率ⁱⁱ⁾とのトレードオフから決まる
- 3) アンチエリアシングフィルタは使用できない

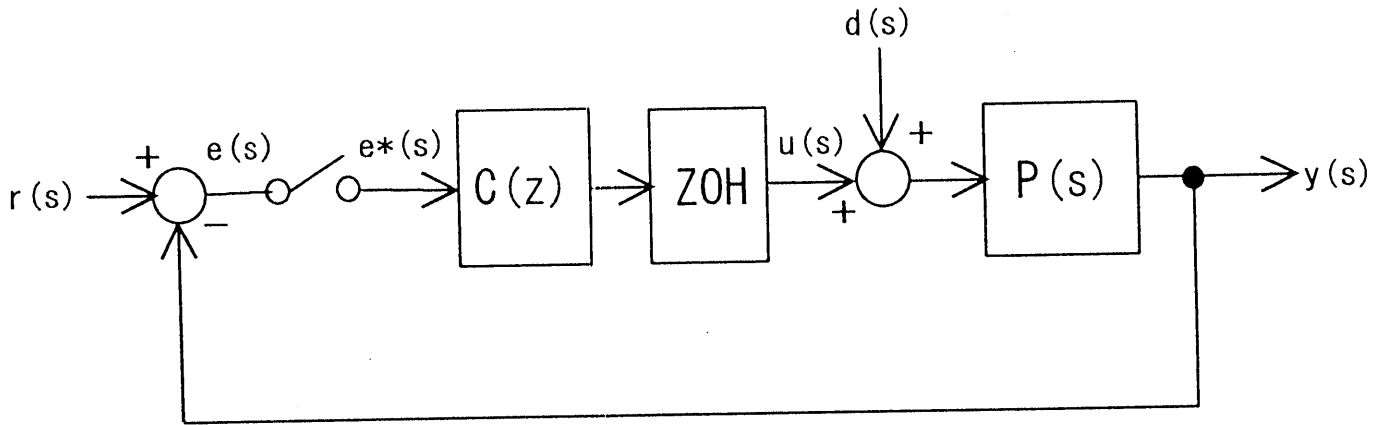
通常のデジタル制御系では、基本的には連続時間信号として得られる観測量をサンプリングすることにより離散信号を得る。従って、サンプリング周期やアンチエリアシングフィルタに対する設計自由度が大きい。これに対して本研究が対象とするデジタル制御系は、離散信号としてしか得られない位置信号を基に位置決め制御を行うことになる。こうした多くの制約から、従来はセクタサーボ方式単独での高精度ヘッド位置決め手法に関する提案が少なかったものと考えられる。

ii) 面記録密度から決まる記憶容量とそれに占める記憶すべきデータの記憶容量との比。位置情報やフォーマット情報などが多いとフォーマット効率は低下することになる。

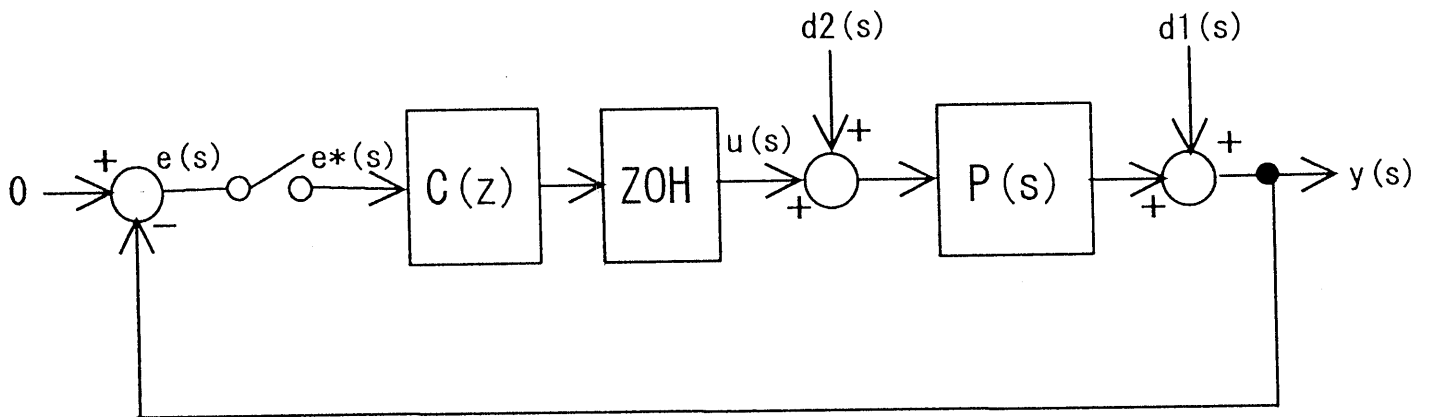
2.3 セクタサーボ方式を使用したデジタル制御系の構成

デジタル制御方式，特に，制御器にマイクロプロセッサ等を用いてデジタル演算で実現する制御方式は，その制御系の設計自由度を広げ易いことから，多く用いられるようになった^{(33)・(34)}．しかし，サンプル時間の影響や信号の量子化の問題から，デジタル制御を精密な位置決めシステムに用いる場合には，通常，①サンプリング周波数を制御系が必要とする制御帯域に対して十分高くとる⁽³⁵⁾，②量子化語長や演算語長の問題が起きないように十分な精度をとる，などの手法により，連続制御系として扱えるようにして制御系の設計を進めることが多い．磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御システムに要求される位置決め精度は，FDDで数 μm ，HDDでは数百 nm オーダの値で，高精度位置決めシステムの中でも，かなり厳しい条件となっている．このような要求の下でデジタル制御系を実現することは興味深い問題である．また，2.2で述べたようにセクタサーボ方式を使用した場合，制御系は本質的にデジタル制御系となる．これらの条件を有する制御対象は他の制御装置ではほとんど見受けられない．

図2-3はセクタサーボ方式を使用した場合の制御系をデジタル閉ループ制御系のブロック図として書き表したものである．図2-3(a)は，この制御系をサーボ問題として捉えた場合のブロック図である．目標値 $r(s)$ はディスクの偏心やスピンドルモータの軸振れによって生じるディスク上のトラックの動き，制御量 $y(s)$ はヘッドの位置，偏差 $e(s)$ は位置信号（位置誤差信号）， $e^*(s)$ は $e(s)$ のサンプル値，操作量 $u(s)$ はVCMへの入力，外乱 $d(s)$ は筐体を伝わってVCM，スピンドルモータに加わる振動・衝撃外乱を表わしたものである．一方，図2-3(b)は，この制御系をレギュレータ問題として捉えた場合のブロック図である．目標値 $r(s)$ は0，制御量 $y(s)$ は位置信号，外乱 $d_1(s)$ はディスクの偏心やスピンドルモータの軸振れ，外乱 $d_2(s)$ は筐体を伝わってVCM，スピンドルモータに加わる振動・衝撃外乱を表わす．これら2つのブロック図は，等価なものである．



(a) サーボ問題ブロック図



(b) レギュレータ問題ブロック図

$C(z)$: 制御器

$P(s)$: 制御対象 (VCM)

ZOH : 0次ホールド

図 2-3 セクタサーボ方式のサンプル値制御系ブロック図

本論文中ではヘッド位置決め制御系を表現するのに両方の表現を適宜使い分けて用いる。

図2-4にデジタル制御によるヘッド位置決めシステムの設計手順の概略を示す。ここで制御器設計の観点から最も重要な点は、制御対象の同定とその設計への反映にある。特に本研究の5章で取り扱う制御対象である小形HDDでは、アクチュエータが軽量であるためにアクチュエータを支持しているボールベアリングの回転バネ特性により⁽³⁶⁾低周波数域に共振特性が現れる⁽³⁷⁾。これは、サンプリング周波数の制限とともに制御帯域に大きく影響する問題である。従来の研究の多くは、制御対象であるVCMのモデルを単純に $(1/s^2)$ で表わしている^{(38)・(39)}。すなわち、制御対象の低域の振動モードを無視している。これは、研究の対象を中・大形の磁気ディスク装置としているために、①アクチュエータ質量が大きいため低域の共振特性の周波数が数Hz以下と低く、共振特性を考慮する必要がほとんどない、②サーボ面サーボ方式のため制御系を完全に連続系で設計できる、という条件が成り立ち、その結果、制御帯域を十分高くとれるためである。本研究では、サンプリング周波数に制限の多いセクタサーボ方式においての高精度ヘッド位置決め制御を対象としており、より厳しい制約下での精密制御技術を要求される。

図2-5は古典制御理論に基づいて、周波数領域でセクタサーボ方式のトラック追従制御系を解析する際のデジタル閉ループ制御系のブロック図である。ここでは、3章及び4章で採用している制御器をアナログ制御器で設計する場合を示す。なお、制御器をデジタル制御器で設計する手法に関しては5章で論じる。図中 $G_h(s)$ は0次ホールド回路、 $G_c(s)$ はリードラグ補償器、 $P(s)$ は制御対象の伝達関数である。制御系全体のゲインを K とすると開ループ伝達関数 $G(s)$ は、式(2-2)で表わせる。

$$G(s) = K \cdot (1 - e^{-Ts}) \cdot \frac{s+b}{s^3(s+a)} \quad (T: \text{サンプリング周期}) \quad (2-2)$$

ここで, $P(s) = \frac{1}{s^2}$, $G_c(s) = \frac{s+b}{s+a}$ とする.

上式を Z 変換すると式 (2-3) となる.

$$G(z) = \frac{K}{a} \left\{ \frac{a-b}{a^2} \cdot \frac{e^{-aT} - 1}{z - e^{-aT}} + \frac{a-b}{a} \cdot \frac{T}{z-1} + \frac{bT^2(z+1)}{2(z-1)^2} \right\} \quad (2-3)$$

さらに, 式 (2-3) に双線形変換 $z = \frac{1+w}{1-w}$ を施すと,

$$G(w) = \frac{K}{a} \left[\frac{4Aw^2(E-1)(1-w+2aATw(1-w)\{w(1+E)+(1-E)\} + 2aB(1-w)\{w(1+E)+(1-E)\})}{4aw^2\{w(1+E)+(1-E)\}} \right]$$

$$\text{但し, } A = \frac{a-b}{a}, \quad E = e^{-aT}, \quad B = \frac{bT^2}{2} \quad (2-4)$$

となる.

ここで, $w = jv$ ($v = \tan \frac{\omega T}{2}$) とおけば, $G(w)$ を連続系と同様に取り扱える⁽⁴⁰⁾.

$$G(jv) = \frac{K}{a} \left[\frac{C}{-4av^2\{(1-E)^2 + v^2(1+E)^2\}} \right]$$

$$C = 4av^2\{(1-E)^2 - v^2(1-E)^2\} + 2aAT\{v^2(1-E)^2 + v^4(1+E)^2\} + 2aB\{(1-E)^2 + v^2(1+E)^2\} \\ + j[-8Av^3(1-E) + 2aATv\{(1-E)^2 + v^2(1+E)^2\} - 2aBv\{(1-E)^2 + v^2(1+E)^2\}] \quad (2-5)$$

式 (2-5) より, $|G(jv)|$, $\angle G(jv)$ を求めることにより制御系のボード線図が描ける. また, 式 (2-5) よりナイキスト軌跡が描け, 系の安定性が判別できる.

3章及び4章における, トラック追従制御系の設計は基本的に以上述べた解析手法を基に行った.

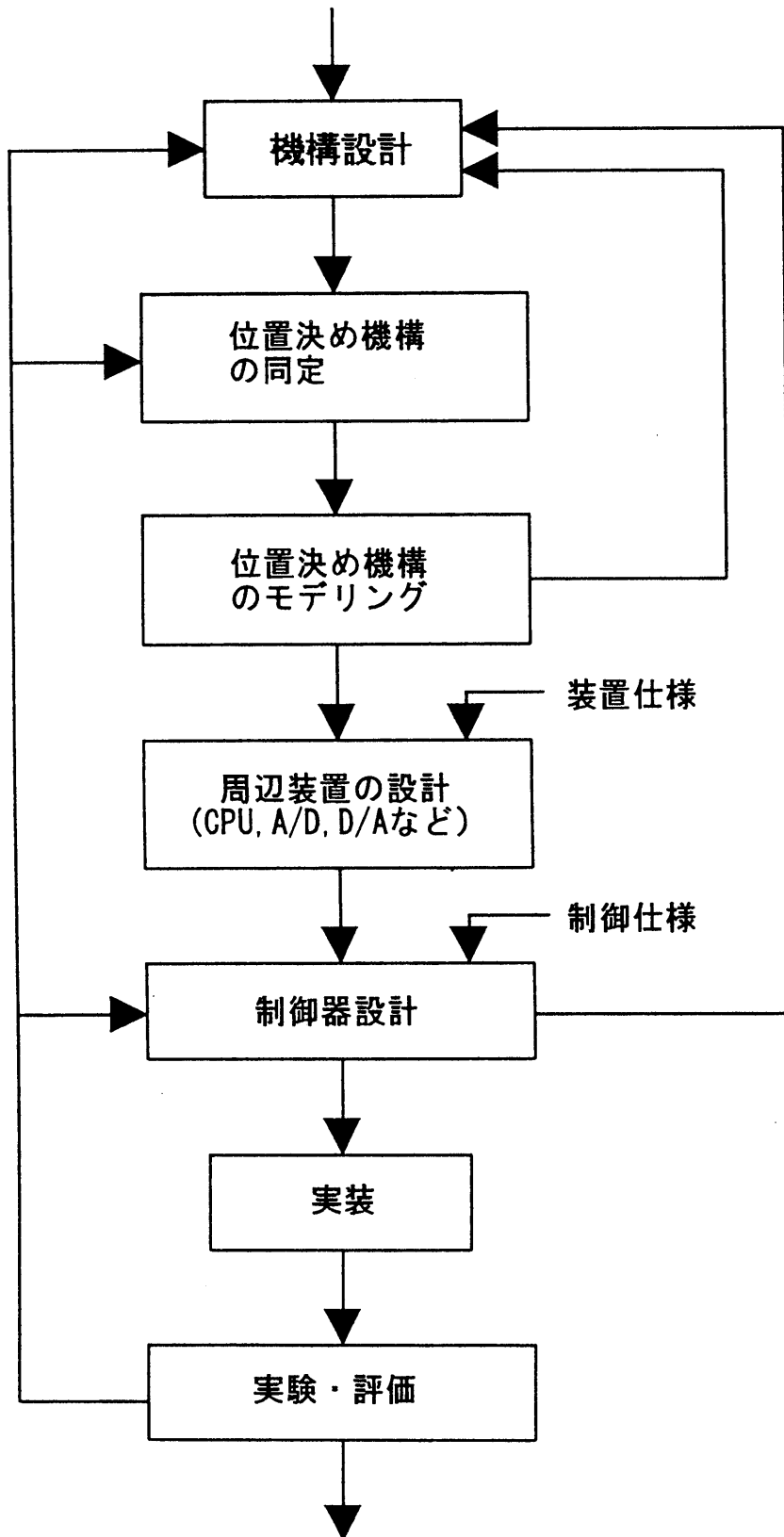
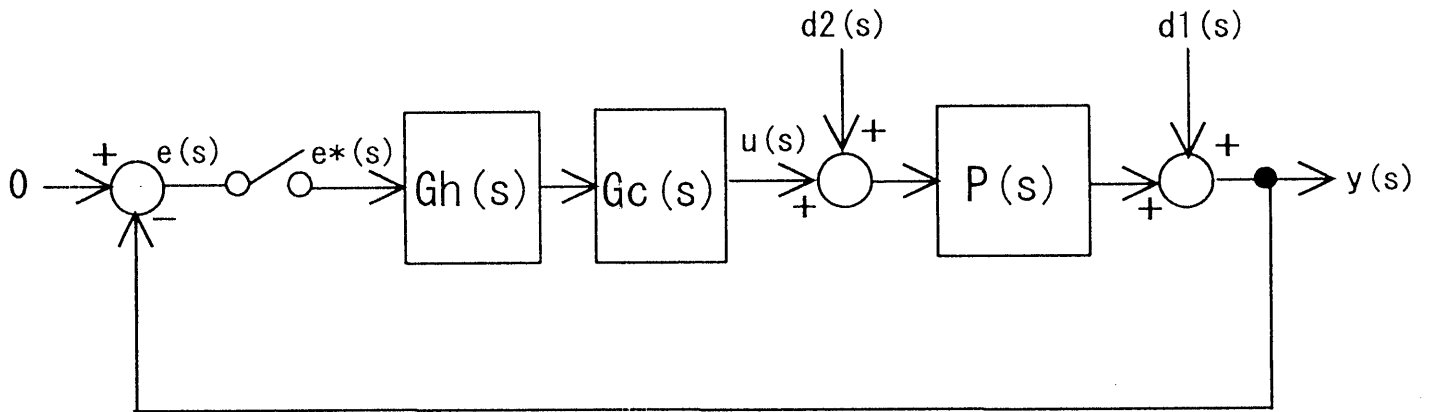


図2-4 ヘッド位置決めシステムの設計手順



$G_c(s)$: アナログ制御器 $P(s)$: 制御対象 (VCM)

$G_h(s)$: 0次ホールド回路

$e(s)$: 位置信号 $u(s)$: 制御入力

$y(s)$: 制御量 (磁気ヘッドの位置)

$d_1(s), d_2(s)$: 外乱

図 2-5 セクタサーボ方式のサンプル値制御系ブロック図
(制御器をアナログ制御器で実現する場合)

第3章 スパイラルセクタサーボ方式による ヘッド位置決め

3.1 はじめに

2.1 で述べたようにセクタサーボ方式は、当初 F D D の大容量化のためのヘッド位置決め方式として多く研究が行われた。F D D の大容量化の研究の先駆的なものとしては、辻澤らによる F D D にリニアパルスモータを使用して現代制御理論のもとに閉ループデジタル制御を実現する試みがある。^{(41), (42), (43)}。この方式はアクチュエータ駆動機構にパルスモータを使用し、セクタサーボ情報を位置補正信号として用いる準閉ループ制御方式である。このため位置決め機構に依存してシーク時間が遅い、位置決め精度に対する制限が多い、などの問題点が見られる。一方、酒井らの研究⁽⁴⁴⁾や A.Moraru らの研究⁽⁴⁵⁾ではアクチュエータとしてボイスコイルモータ (V C M) を使用し、サンプル値制御理論に基づいた閉ループ制御方式を試みている。これらの方式は H D D で使用される位置決め機構を F D D に適用しているため、制御性能として高いものが実現できている。本研究はこれらの研究と同時期に行われた⁽⁴⁶⁾のものである。その後、F D D の大容量化の試みとして、光サーボ方式を使用した方式⁽⁴⁷⁾や前述のセクタサーボ方式で下位互換性を実現した方式^{(48), (49)}が開発された。前者は記録媒体上に予めパスマークを形成しておき、光学ヘッドによりそれを位置信号として読取って閉ループ制御を行う方式で、位置決め機構には V C M を使用している。この方式では 100MB クラスの記憶容量が実現されてきているが、複雑なヘッド機構を必要としている。後者は前述の辻澤らの方式を発展させたものであるが、機構にパルスモータを使用しておりアクセス能力に劣る。

本研究はこれらの研究の流れの中で行われたもので、H D D のバックアップデータや画像データ等の大量なシーケンシャルファイルを記憶するために F D D に強力なデータアクセス能力を持たせること、すなわち、高速アクセス及び高速データ転送能力を持たせることを主要な研究課題としたものである。

これらの要求に答えるためには、従来型の開ループ制御方式のFDDに対して次に挙げるようなような観点からの性能向上が望まれる。

- 1) 面記録密度の向上（線記録密度，トラック密度の向上）
- 2) アクセス時間（シーク時間+回転待ち時間）の短縮
- 3) データ転送速度の高速化

1) の中の線記録密度の向上に関しては、通常の1.44MBのFDDに対し、バリウムフェライト垂直磁化媒体を使用することにより、線記録密度を3倍高めた4MBのFDDが開発された^{(50)・(51)}。しかし、これらの媒体を駆動するFDDの機構は、いずれもステッピングモータによる開ループ制御でのトラック位置決め方法を採用している⁽⁵²⁾。このためトラック密度は、5.3 tracks/mm (135TPI) という非常に低い値に制限されている。従って、容量の一層の増大を計るにはトラック密度を高める技術が重要となる。しかしながら、これまでのステッピングモータによる開ループ制御での位置決め制御方法は、本質的にトラックに追従できない構成であり、ディスクのチャッキング誤差や温湿度に起因するディスクの変形の影響のためにトラック密度を高めることが困難となっている。従って、閉ループ制御によるトラック追従制御が不可欠となる。特にFDDのような可換型媒体の場合、2章で述べたサーボ情報をデータ情報と同一のディスク面に配置するセクタサーボ方式が最も適していると考えられる^{(53)・(54)}。

2) に関しては、従来のFDDのように同心円状にトラックを形成し、ステッピングモータによりトラック送りをして行く方式では、トラック密度が高くてきた場合において、トラック数が増加するためにシーク時間が長くなってしまいうという欠点を有する。従って、大量のシーケンシャルファイルを扱うには、トラックを渦巻状に形成して連続的にデータをアクセスできるようにすることが有効と考えられる⁽⁵⁵⁾。

3) に関しては、コンピュータシステムのスループットを向上させるには、ディスクシステムのデータ転送レートを向上させることが欠かせない。このためには、線記録密度の向上とともにスピンドルモータの回転数を上げることが必須である。また、スピンドルモータの回転数を上げることは、アクセス時間の内で

多くの割合を占める回転待ち時間の短縮にも有効である。

以上のことを考慮して、トラックを渦巻状に形成することを特徴とするセクタサーボ方式（以下スパイラルセクタサーボ方式）を使用した高トラック密度 FDD 用ヘッド位置決めシステムを提案し、FDD 装置の実験試作を行なった^{(56), (57)}。本章では、本システムのヘッド位置決め制御系の検討を中心に、スパイラルセクタサーボ方式を採用した大容量 FDD について述べる。

3.2 スパイラルセクタサーボシステムの構成

3.2.1 サーボパターンと位置検出方式

図 3-1 にサーボセクタに記録する磁化パターン（以下サーボパターン）を示す。サーボパターンは、専用のサーボトラックライタによりフレキシブルディスク（FD）上に FDD での使用以前に記録しておく。サーボパターンは精度良くトラックピッチを刻み記録されなければならない。このため、サーボライタ用ヘッドはリニアボイスコイルモータ（以下 LVCM）に取り付けられ、レーザ測長器でヘッド位置を精密に検出しながら、閉ループ制御でトラック位置決めする。渦巻状のサーボパターンは図 3-1 に示すように、トラック追従制御のための 2 相ダイビットパターン（A, B, C, D）とシーク制御時に使用するサーボパターン（P, Q, R）からなる。各セクタごとにこのサーボパターンを式（3-1）で求められる ΔT ずつずらしながら記録することにより、渦巻状のトラックを形成する。

$$\Delta T = \frac{T_p}{SCT} \quad (3-1)$$

ここで、 T_p :トラックピッチ， SCT :ディスク 1 回転のセクタ数である。

本研究の実験で使用した試作機では、 $T_p = 47 \mu\text{m}$ ， $SCT = 64$ に設定した。このとき、 $\Delta T = 0.73 \mu\text{m}$ となる。サーボトラックライタに使用したレーザ測長器

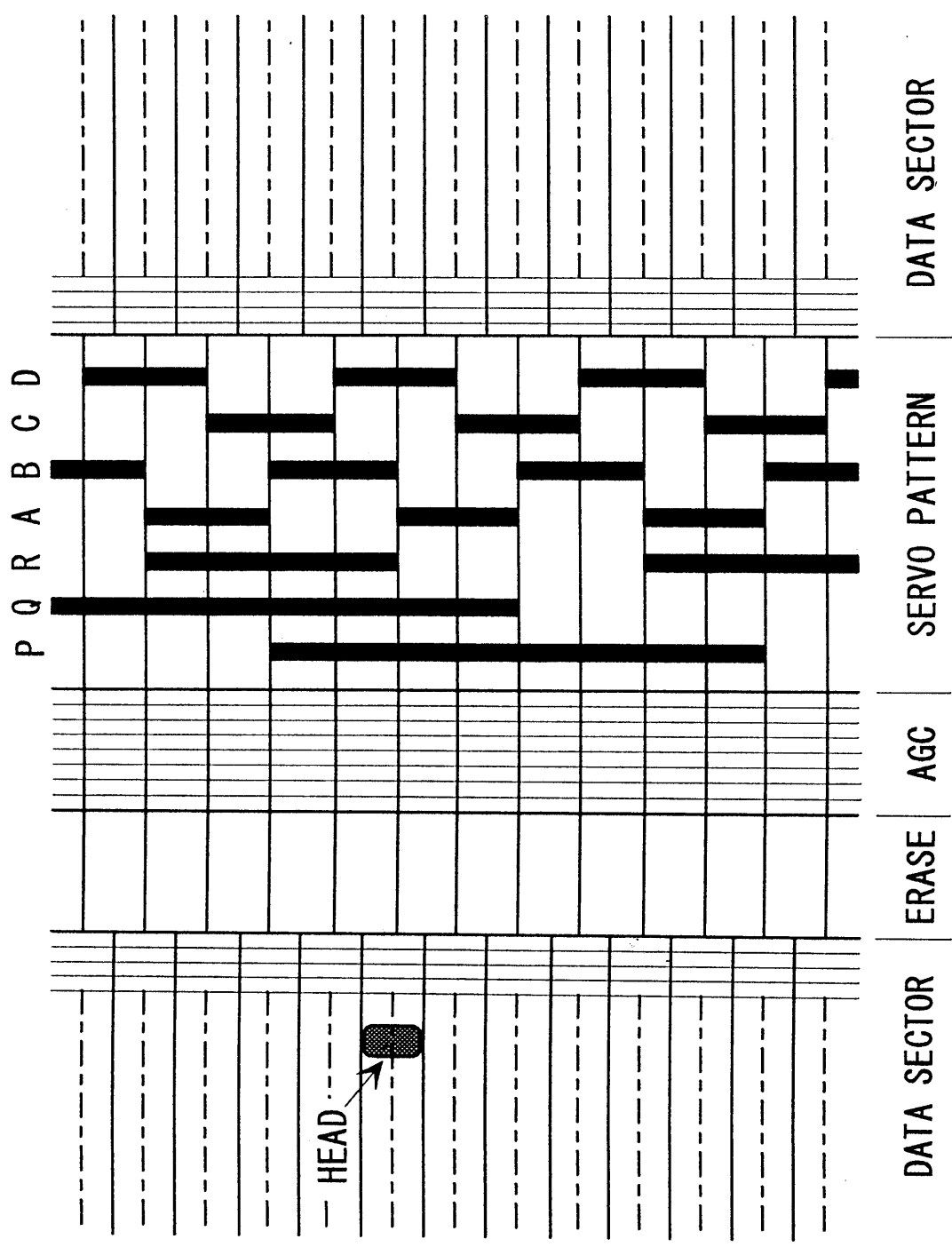


図 3-1 サーボパターンの構成図
(スパイラルセクタサーボ用)

(HP製：HP 5501Aレーザ測長システム)の測定分解能は、 $0.008 \mu\text{m}$ (ブレインミラーインタフェロメータを使用)で、LVC Mの位置決め精度は $\pm 0.032 \mu\text{m}$ である。従って、この条件下でのサーボトラックライタのヘッド位置決め精度、すなわちサーボパターンの記録精度には問題ない。

図3-2に図3-1のサーボパターンから再生される各位置信号を示す。サーボ情報 A, B, C, Dは、2相ダイビットパターンから再生された信号のセクタごとのサンプル値から求められる。また、規格化した位置信号 X, Yは式(3-2)により表せる。

$$X = \frac{A-B}{A+B}, \quad Y = \frac{C-D}{C+D} \quad (3-2)$$

従って、位置信号 X, Yは時間的には離散信号であるが、位置的には4トラックを周期とした連続した信号となる。これにより正確な位置検出が行われる。

3.2.2 スパイラルトラック追従方式の原理

図3-3(a), (b)に同心円状にサーボセクタを形成した場合と渦巻状にサーボセクタを形成した場合のディスク上のサーボパターンの違いを模式図的に示す。渦巻状のサーボセクタは、3.2.1で述べたように、隣接セクタ間で $0.73 \mu\text{m}$ ずつサーボセクタをずらすことによって形成できる。すなわち、ディスク上に外周から内周に向かってディスク1回転につき渦巻状のサーボセクタ S_1, S_2, \dots, S_m を形成する(図3-4参照)。サーボセクタ S_m にはスパイラルトラック追従制御の基準となるインデックスパターンを形成し、サーボセクタ $S_1 \sim S_m$ までの1周を1サーボトラックとする(但し、記録するデータから見れば外周から内周までのトラックは1本である)。従って、ヘッドがインデックスパターンがあるサーボセクタ S_m から次のサーボトラックに移るとき、ヘッドは1サーボトラック分ずれたことになる。

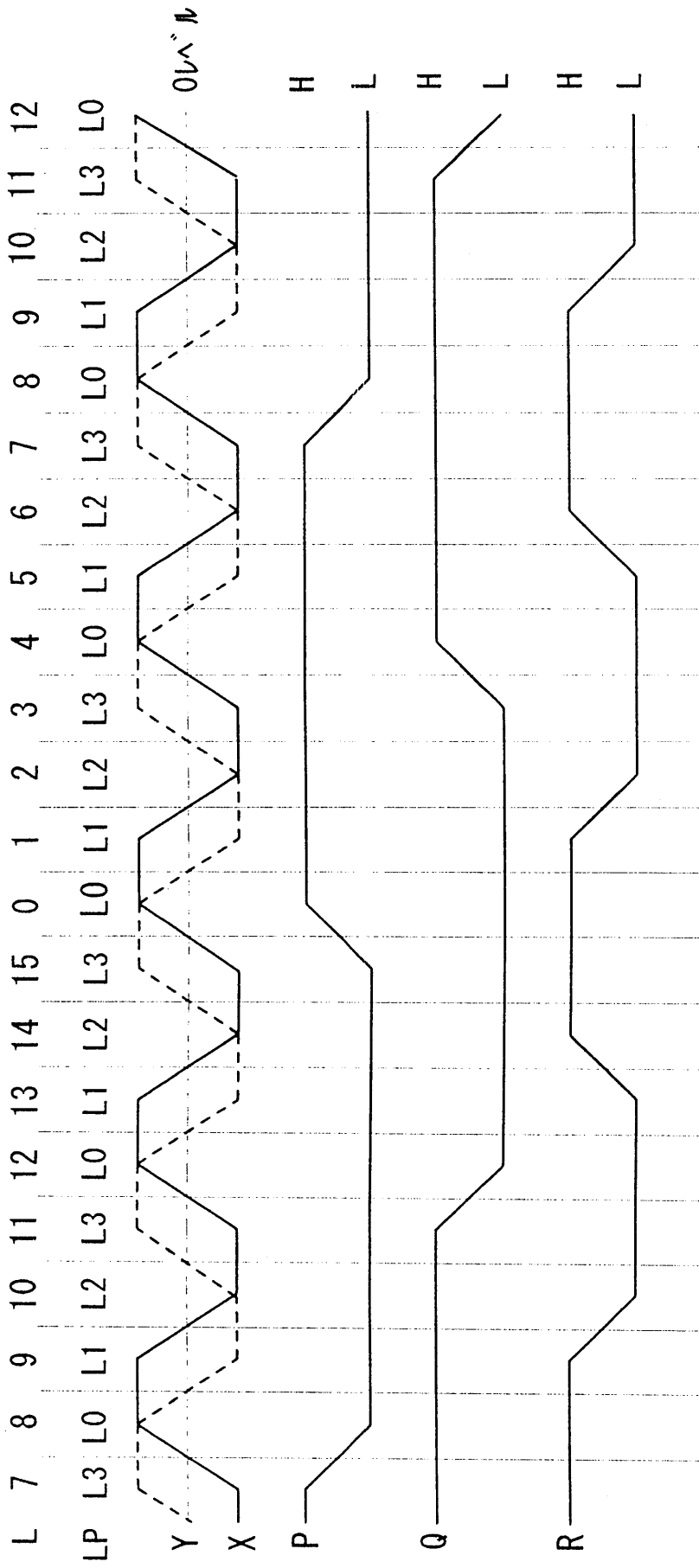
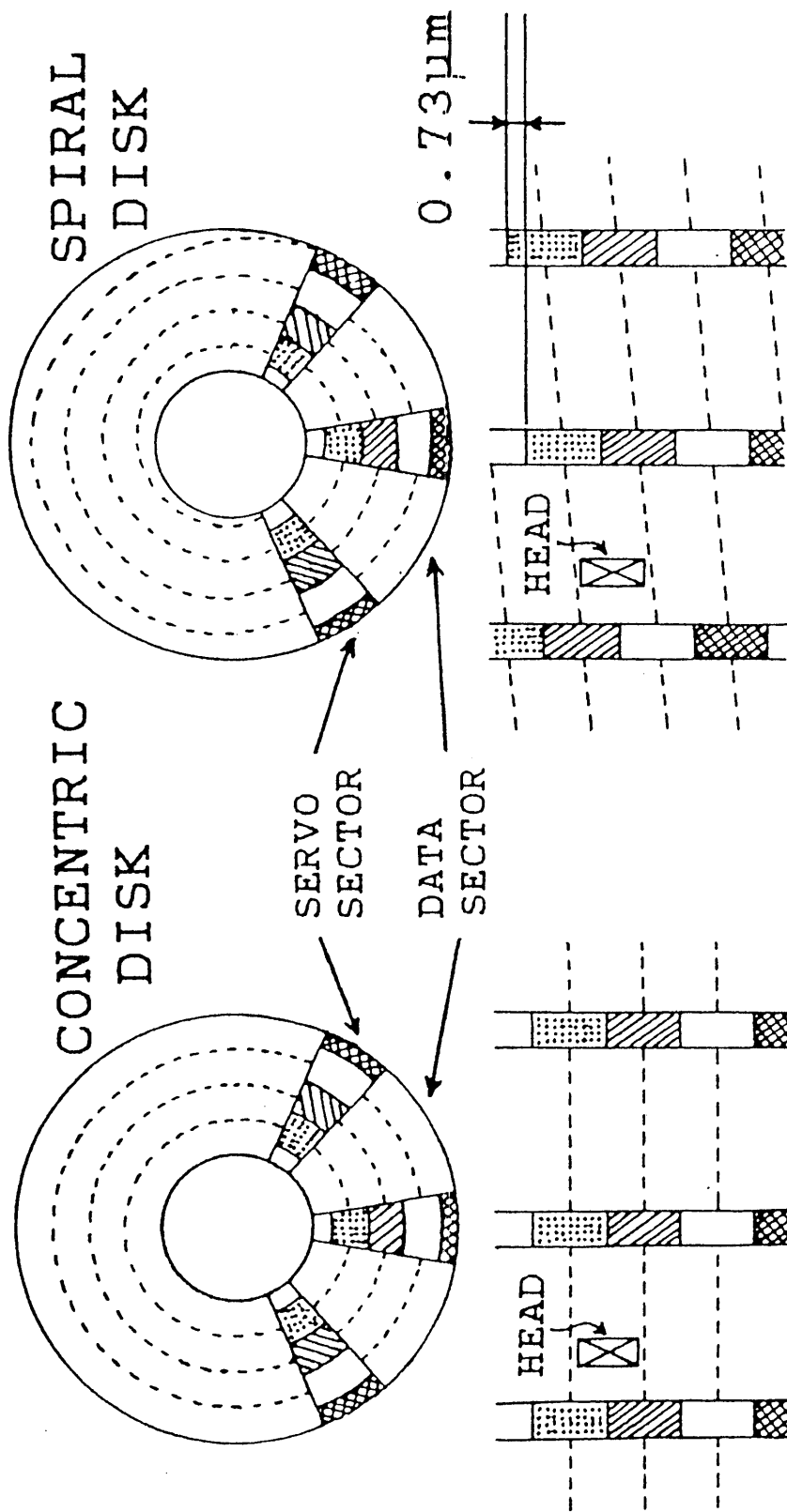


図3-2 サーボパターンから再生した位置信号波形



(b) 渦巻状のトラック

(a) 同心円状のトラック

図3-3 サーボパターンとトラックの関係

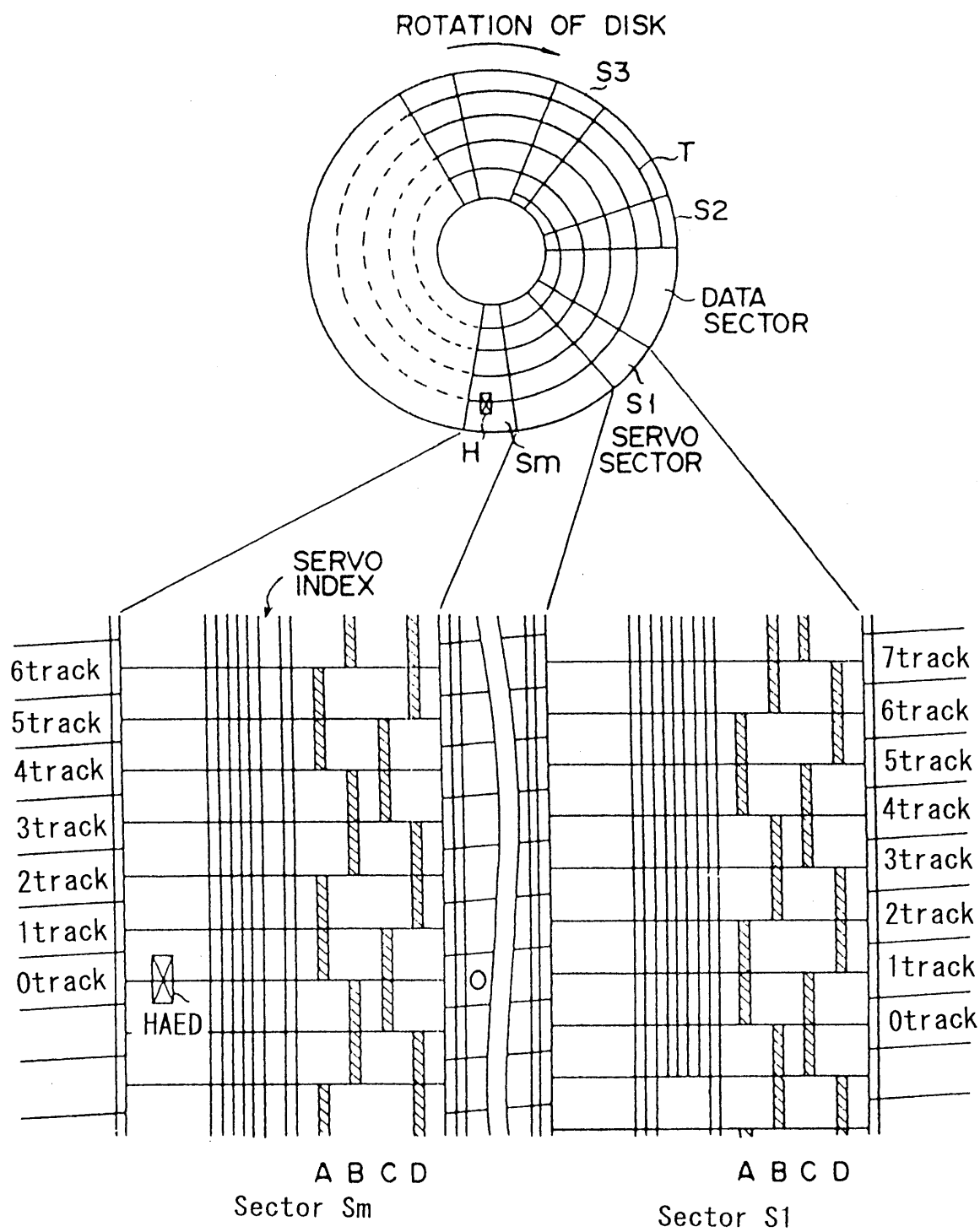


図3-4 スパイラルセクタサーボ方式の原理図

例えばディスクが1回転する間は、位置信号 $X (=A-B) = 0$ となるようにヘッドを位置決めしてやれば、渦巻状にトラックを追跡しながらヘッドは1トラック移動することになる。ここで、トラック $4N$ 上にヘッドを位置決めするときには位置信号の X 、 $4N+1$ では位置信号の $-Y$ 、 $4N+2$ では位置信号の $-X$ 、 $4N+3$ では位置信号の Y を使用する。ディスクにはディスクが一回転したことを示すインデックス情報が記録されているから、一回転、すなわち1サーボトラック分ヘッドが移動した時点で、位置信号を適切に切換えてやれば連続して渦巻状のトラックを追跡することになる。

以上の結果、渦巻状のトラック追従方式では連続して任意のサーボトラック数（但し、当然ながら1面の全サーボトラック数で制限される）をアクセスすることが可能となる。これは大量のシーケンシャルファイルを記録再生するのに適しており、実質的なデータ転送速度を向上させることが可能となる。さらに、本FDDシステムでは、3.2.1で述べた位置検出法により、ランダムシークも可能である（付録B.1参照）。また、同一トラックに位置決めするには、サーボセクタ S_i で位置信号の切換えを行わなければ良いだけという特徴を有する。

3.2.3 サーボシステム

図3-5に本サーボシステムの構成ブロック図を示す。ディスク上に記録されたサーボパターンから再生された信号はサンプラによりサンプルホールドされた後、A/D変換され μ CPUに取り込まれる。 μ CPUは、3.2.1及び付録B.1に示すアルゴリズムに従って、位置信号の再生及びヘッド移動速度等の演算を行う。

トラック追従制御では、式(3-2)の演算で求めた位置信号 X もしくは Y をD/A変換器を通し、アナログ制御器に入力する。この制御器に関しては、3.1.4でその設計手法の詳細を述べるが、積分補償器及び位相進み補償器から構成される。制御器からの操作信号は、VCMドライバを通過してLVCMに供給される。各セクタでの処理は、セクタ検出信号を割込みトリガにした割込み処理により行

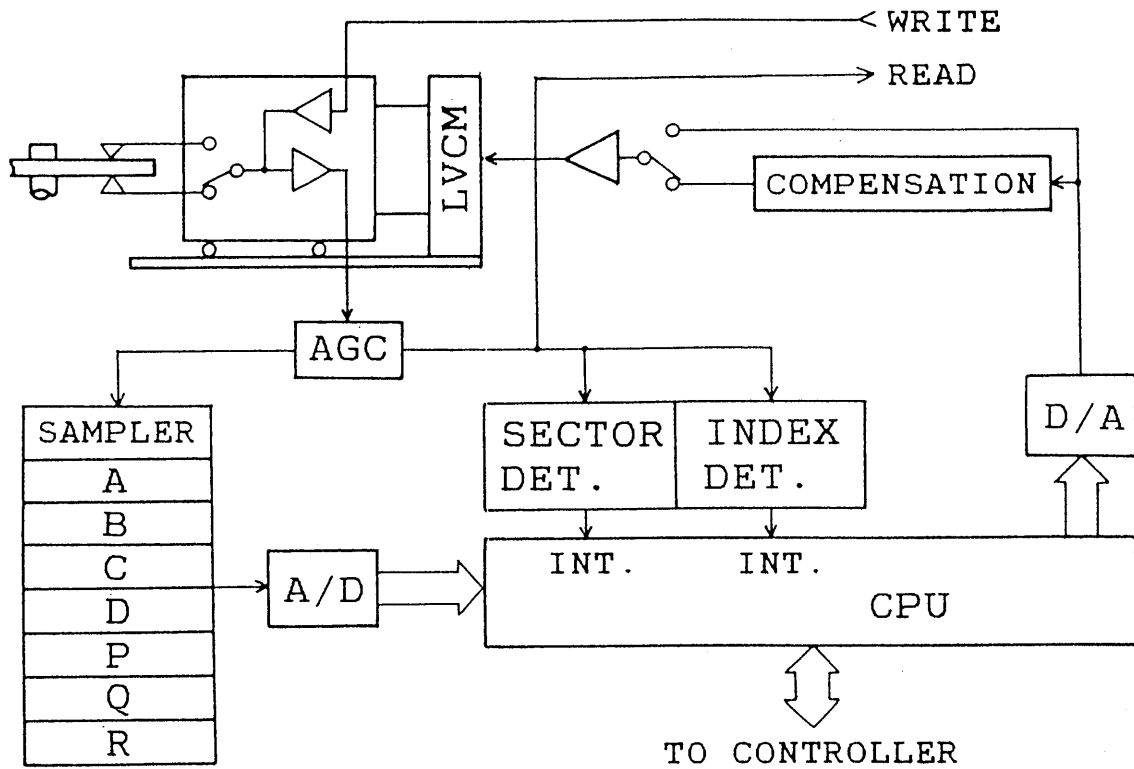


図 3-5 スパイラルセクタサーボシステムの構成ブロック図

われる。また、スパイラルトラック追従時には、インデックス検出信号を基準に 3.2.2 で述べたように、位置信号 X, Y を切換えトラック追従を行わせる。

3.3 スパイラルセクタサーボ方式のトラック追従制御系

3.3.1 トラック追従制御系の設計

ここでは、スパイラルセクタサーボ方式に於けるトラック追従制御系の設計について検討する。スパイラルセクタサーボ方式を使用する F D D のトラック追従制御系の設計方針は以下のようなになる。

- 1) チャッキング誤差による偏心，スピンドルモータの軸振れ，温湿度変化に伴う媒体の伸縮によるトラック振れなどに追従する。
- 2) スティフネスを高くして，ヘッドと媒体間の摩擦，キャリッジのガイドロッドとボールベアリング間の摩擦，ヘッドリード線などの外力による位置ずれを抑圧する。
- 3) 閉ループの安定性を確保する。

特に 1) は，F D D 固有のトラック振れ要因を有しており，トラック追従制御系の設計に重要な影響を与える。それぞれのトラック振れ要因をその発生原因により分離すると次のようになる⁽⁵⁸⁾。

- 1) ディスク交換による偏心（1次成分； $< 2.1 \mu\text{m}_{p-p}$ ）

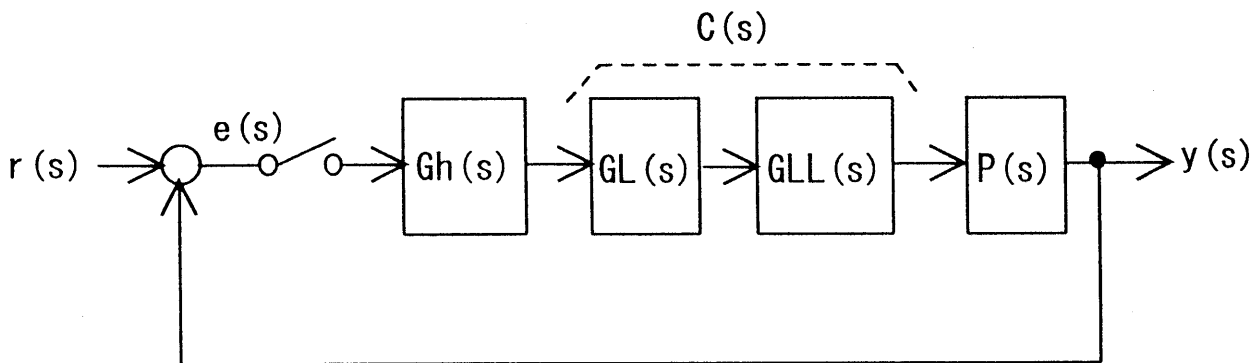
（チャッキング誤差）

- 2) スピンドルモータの軸振れ（ランダム成分； $< 0.8 \mu\text{m}_{p-p}$ ）

- 3) 温度・湿度によるディスクの異方的伸縮（主に 2次成分； $< 2.1 \mu\text{m}_{p-p}$ ）

従って、これらのトラック振れを抑圧するようにトラック追従制御系を構成する必要がある。

図 3-6 に制御系のブロック図を示す。サンプラは A/D 及び CPU により構成され、式 (3-2) の演算により位置信号を求めて、0 次ホルダとなる D/A



Gh(s) : 0次ホールド,
 GLL(s) : 位相進み補償器,

GL(s) : 積分補償器
 P(s) : 制御対象 (VCM)

r(s) : 目標値 (目標トラック軌道),
 e(s) : 偏差 (観測量, 位置信号)

y(s) : 制御量 (ヘッド位置)

図3-6 スパイルレクタサーボ方式の制御系ブロック図

に送り出す構成となっている。セクタサーボ方式では、サーボ情報自体が離散的であるため、この0次ホールダにより初めて連続位置信号が再生されることになる。ここで実際の制御系はデジタル閉ループ制御系となるが、議論の見通しをよくするため本節では連続系として議論する。また、デジタル制御系で解析及び設計を行い装置へ実装する方法は、2章で述べた手法を使用した。

図3-7のように制御器の回路構成を補償要素ごとに与える。図より、位相進み補償器の伝達関数及び積分補償器の伝達関数は式(3-3)のように求まる。

・位相進み補償器の伝達関数

$$G_{LL}(s) = \frac{1 + j\omega C_1(R_1 + R_2)}{1 + j\omega C_1 R_1} \quad \text{ただし, } R_2 = R_3$$

・積分補償器の伝達関数

$$G_L(s) = \frac{1 + j\omega C_2 R_4}{j\omega C_2 R_4} \quad \text{ただし, } R_4 = R_5 \quad (3-3)$$

制御器C(s)は位相進み補償器と積分補償器の直列接続で実現するため、式(3-4)で表せる。

$$C(s) = \left(\frac{1 + as}{1 + bs} \right) \cdot \left(\frac{s + c}{s} \right) \quad (3-4)$$

ここで、 $a = C_1(R_1 + R_2)$ 、 $b = C_1 R_1$ 、 $c = 1/(C_2 R_4)$ である。

解析を分かり易くするために、図3-6のブロック図で目標値 $r(s) = 0$ とし、トラック振れ成分は外乱 $d_1(s)$ とする。また、制御対象をP(s)、制御器をC(s)とすると、外乱 $d_1(s)$ から偏差 $e(s)$ (ヘッド位置決め誤差)までの伝達関数、すなわち外乱抑圧特性S(s)(感度関数)は式(3-5)のように表せられる。

$$S(s) = \frac{e(s)}{d_1(s)} = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} \quad (3-5)$$

従って、この感度関数S(s)で各周波数でのトラック振れ成分の抑圧率を評価できる。

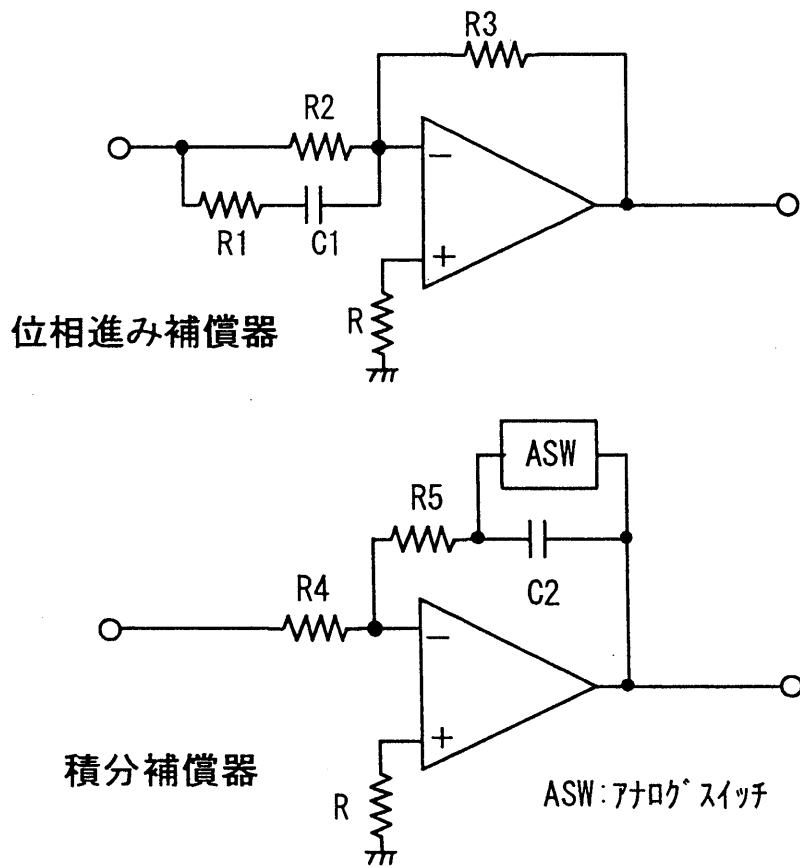


図 3-7 補償器の回路構成図

スピンドルモータの回転数が 901 rpm ，すなわち 1 次成分の周波数が 15 Hz となる試作装置ⁱⁱⁱ⁾で，実際に制御器を設計した例を図 3-8 に周波数伝達特性として示す．また，この制御器を実装した試作装置のトラック追従制御系における開ループ周波数伝達特性の測定値を図 3-9 に示す．これらの値から式 (3-5) により感度関数 $S(s)$ が求まる．この計算結果から，設計例の制御系は，トラック振れの 1 次成分 (15 Hz) を約 30 dB ，2 次成分 (30 Hz) を約 20 dB 抑圧できることが分かる．従って，1 次成分の最悪値 $21 \mu\text{m}_{p-p}$ は $0.66 \mu\text{m}_{p-p}$ の位置決め誤差となる，また，2 次成分の最悪値 $21 \mu\text{m}_{p-p}$ は $2.1 \mu\text{m}_{p-p}$ の位置決め誤差となる．この 2 つの位置決め誤差が最悪で重なった場合でも，この 2 成分を起因とする位置決め誤差は $2.76 \mu\text{m}_{p-p}$ にすぎない．

さて，本システムでは，上で検討したトラック振れ要因に対する追従だけでなく，さらに渦巻状に変化するトラックに追従することが必要となる．スパイラルセクタサーボ方式では，セクタごとにサーボパターンがずれている．すなわち，目標トラックがディスク一回転の間に 1 トラック変化することになる．従って，トラック追従制御系はランプ入力为目标値とし，それに偏差なく追従することが必要がある．すなわち，図 3-6 の制御系ブロック図で $r(s) = 1/s^2$ を目標値とすることになる．内部モデル原理によれば，このような制御系では閉ループ系の制御器の内部にこの目標値発生器のモデルが必要である．すなわち，ランプ目標値 ($r(s) = 1/s^2$) に定常偏差なく追従するためには，制御器内部に積分器 ($1/s^2$) が含まれることが要請される．しかし，制御器の内部に ($1/s^2$) を持つことは，制御器を複雑にするばかりでなく，整定特性の劣化を招くことが予想される．古典制御理論における制御系の形の分類により定常偏差を考えると，制御器の内部に ($1/s$) を持つ 1 形系では，ステップ目標値に対して定常偏差 0，ランプ目標値に対して定常偏差 v/K (v : 信号の増加率， K : ループゲイン) となる．また，制御器の内部に ($1/s^2$) を持つ 2 形系では，ステップ目標値に対して定常偏差 0，ランプ目標値に対しても定常偏差 0 となる．これらのことから，ループゲイン K

iii) 試作装置の仕様は 3.3.2 に示す．

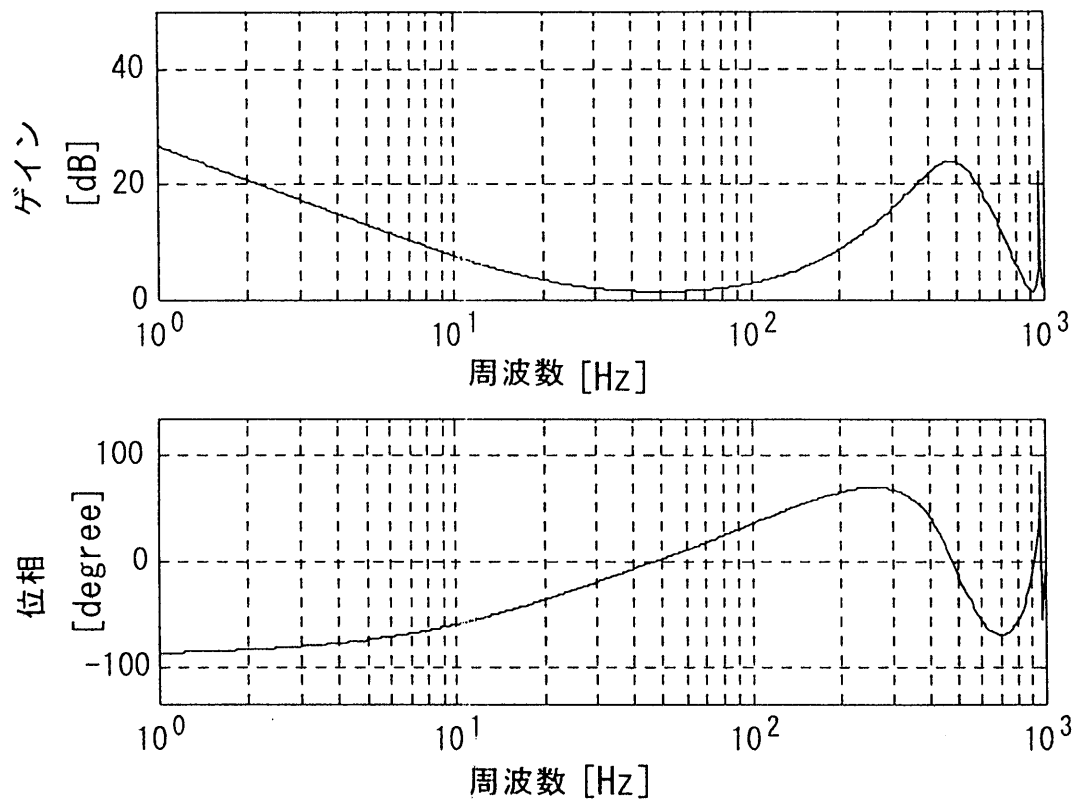


図 3-8 λ° 行地クサ-ホ^レにおける制御器の
周波数伝達特性 (計算値)

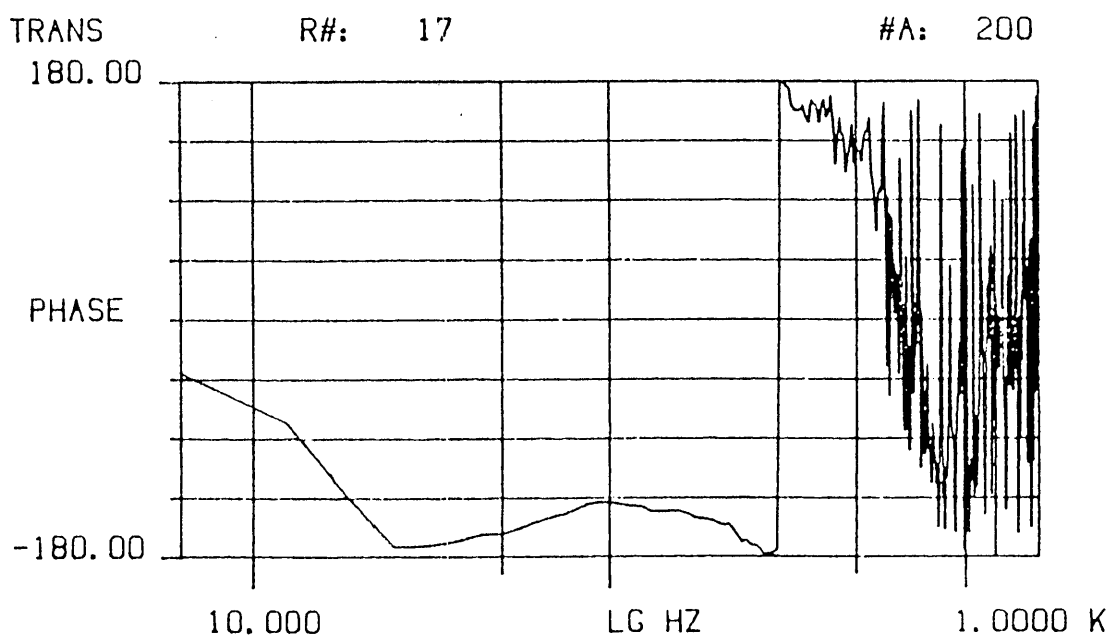
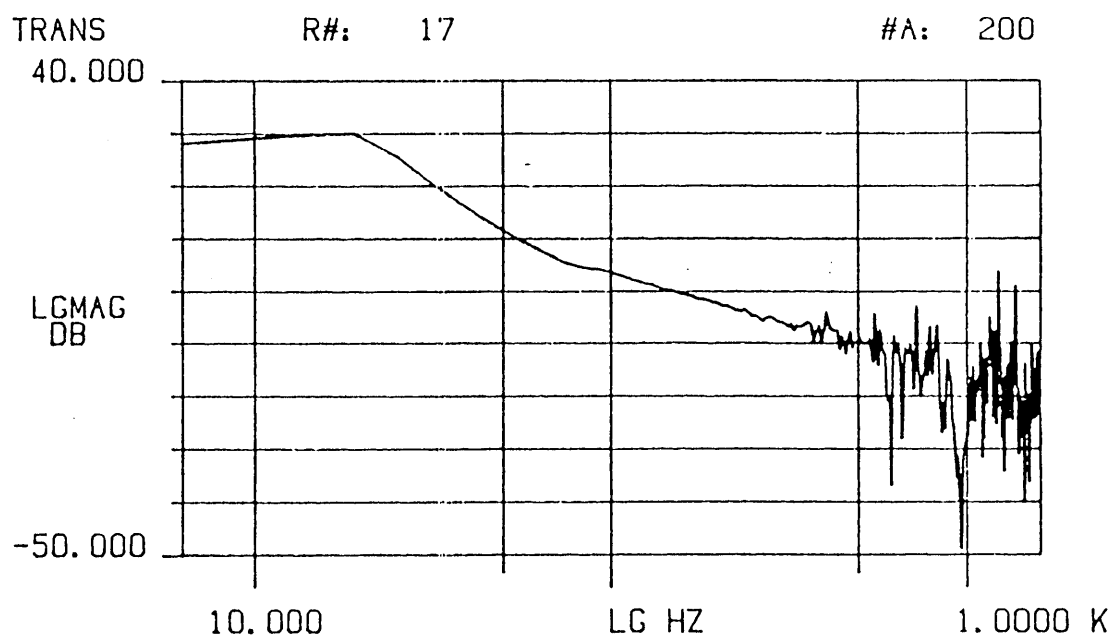


図 3-9 開ループ周波数伝達特性 (測定値)

が十分大きく，信号の増加率 v が小さければ1形系で良いと言える．3.2.2で示す装置仕様から分かるように，信号の増加率 v は（ $47\mu\text{m}/\text{回転}$ ，すなわち， $706\mu\text{m}/\text{s}$ ）と非常に小さい．また，ループゲインは前述で検討したようにトラック振れに追従するために，十分大きいものとなっている．以上の考察から，スパイラルセクタサーボ方式のトラック追従制御系の設計では，式（3-4）及び式（3-5）を基にトラック振れを抑圧する様に最適化行えば良いと考えられる．なお，定常状態に入るまでの時間応答特性に関しては，別途考慮する必要がある．

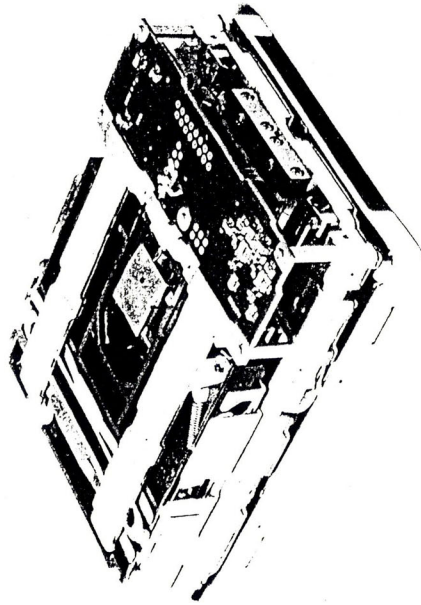
3.3.2 装置の概要と実験結果

以上説明した制御手法により試作した，スパイラルセクタサーボ方式を使用した大容量FDDの装置概要を示す．表3-1に本FDDの仕様の一部を，また，図3-10に本FDDの概観写真を示す．

表3-1 3.5インチ 16MB FDD仕様

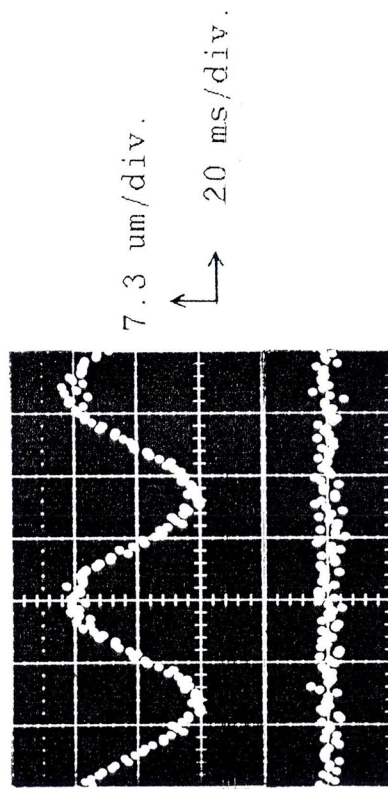
容量（両面）	16MB（アンフォーマット）
	10.5MB（フォーマット）
トラック密度	21 tracks/mm（540TPI）
線記録密度	1.38 kbits/mm（35kBPI）
セクタ数	64セクタ/トラック
トラック数	640
データ転送レート	3Mbits/s
ディスク回転数	901rpm
平均シーク時間	50ms
最大シーク時間	90ms
媒体	3.5インチ Ba-7エライト（ $H_c \perp = 750 \text{ Oe}$ ）
位置決め機構	リニアボイスコイルモータ
磁気ヘッド	先行イレーズ

媒体には、3.5インチの Ba-フェライト垂直磁化媒体を使用して高線記録密度を実現し、フォーマット容量で10.5MBを達成した。アクチュエータには、力定数2.3N/Aの薄型のLVCMを使用した。また、転送レートを高くするため、スピンドルモータの回転数を901rpmと通常のFDDの2.5倍に高めている。図3-11は、トラック追従制御をしていない時の再生位置信号(上)とトラック追従制御時の再生位置信号(下)の各信号である。トラック追従制御をしていない時は、偏心によるトラック振れが $\pm 7\mu\text{m}$ 以上観測されているが、トラック追従制御時には位置決め誤差は $\pm 2.5\mu\text{m}$ 以下に収まっている。図3-12は位置決め制御をしない場合と制御した場合の位置信号のスペクトルである。チャッキング誤差によって生じる1次成分は-38dB、ディスクの伸縮により生じる2次成分は-25dB抑圧されていることが分かる。また、スパイラルトラック追従制御時に片面全トラック(5.25MB)を連続的に記録または再生するのに要する時間は21.3secである。



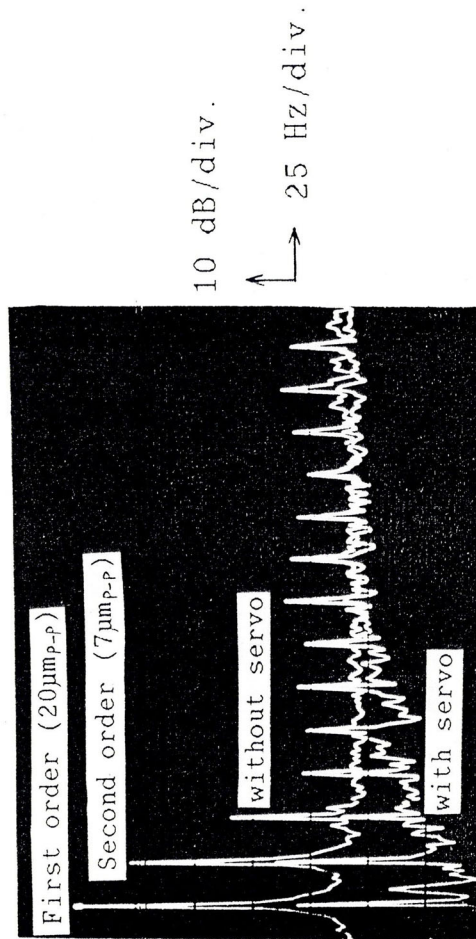
3.5 inch 16MB FDD

図3-10 16MB-FDDの概観写真



Position signals: upper without tracking servo, lower with tracking servo.

図3-11 トラック追従制御特性 (位置信号時系列)



Position signal spectra.

図3-12 トラック追従特性 (位置信号スペクトル)

3.4 議論およびまとめ

本章では，FDDのヘッド位置決めシステムにセクタサーボ方式を適用した新しいFDDシステムを提案した．すなわち，サーボパターンをトラック追従制御のための2相ダイビットパターンとシーク制御時に使用するサーボパターンで構成し，トラック追従制御ではCPUで再生した位置信号をアナログ回路で実現した直列補償器に入力することにより，閉ループ制御を実現した．また，シーク制御ではCPUによるサーボ情報から求める速度演算と目標速度生成による閉ループ制御を実現した（シーク制御の詳細に関しては付録B.1に示す）．

さらに，データの実質的転送時間を短縮するために，従来の磁気ディスク装置には無い記録トラックを渦巻状に形成するスパイラルセクタサーボ方式を提案した．また，トラック密度が十分高い場合には，その制御系の構成としてデジタル制御系において，補償要素として位相進み補償と積分補償の直列補償器で対応できることを示した．問題点としては，定常状態に入るまでの時間応答特性がある．これは，連続データ以外のデータを扱う場合，任意のトラックへのシークが必要となるが，本方式では，任意トラックへのシークは本質的に可能であるものの，目標トラック軌道が渦巻状であるため，整定特性は必ずしも良くない．この改善のためには，目標トラック軌道を予測した制御法が必要と考えられ，課題として残った．なお，この方式を適用した画像情報等の大量データを高速に取り扱えるFDD及びその制御システムを試作した結果を以下に示す．

本章で提案したスパイラルセクタサーボ方式は，画像情報等の大量のシークンシャルデータを簡便・安価なFDで高速に取り扱えることに大きな特徴がある．この試作したFDDで高精細医用画像を記録・再生した例を図3-13に示す．ホストコンピュータにはミニコンピュータ，本FDDとのインターフェースコントローラにはHDD用のインターフェースコントローラを使用している．画像は $1000 \times 1000 \times 8\text{bits}$ で記録及び再生に要する時間は約4秒である．これは，通常のFDDに比べて10倍以上の速度である．このようにスパイラルセクタサーボ方式によるFDDシステムは，安価なFD媒体で大量のデータを高速に扱えることから，様々な応用分野が考えられる．また，セクタサーボ方式自体に一層の高トラック密度化が期待でき，ヘッド及び媒体の高性能化にともない，HDD並み

の高記録密度化が達成できるものと考えられる。また、このスパイラルセクタサーボ方式をHDDに適用すれば、デジタル画像などの連続大量データを高速に扱うことができ、画像情報などの一時記憶装置として有効なものとなると思われる。

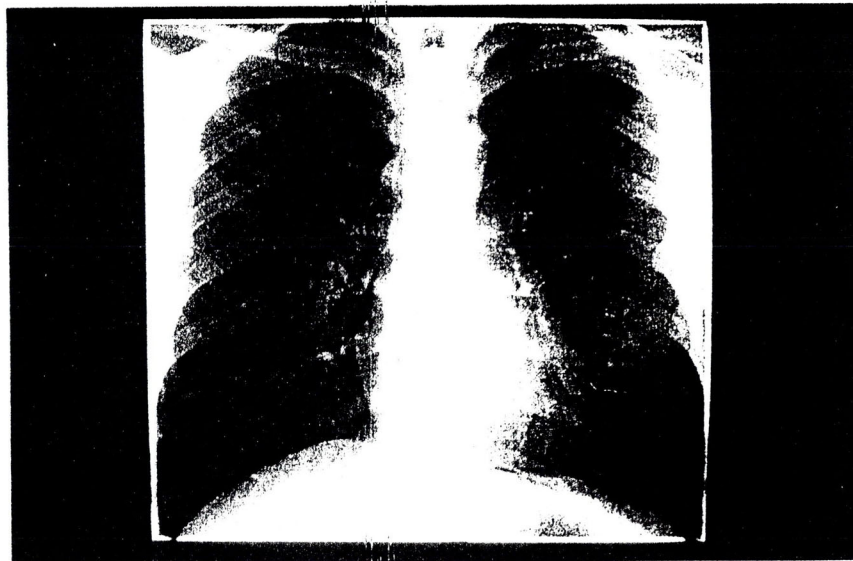
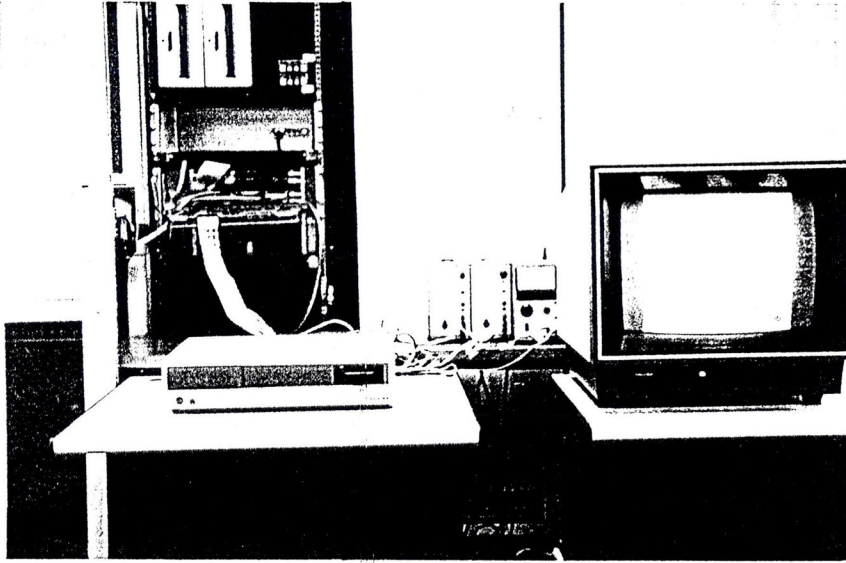


図3-13 高精細医用画像の記録再生例

第II部 セクタサーボ方式による 高精度ヘッド位置決め

第II部は4章，5章，6章から構成される．4章では，セクタサーボ方式で高精度ヘッド位置決めを実現する上で問題となる位置信号雑音とヘッド位置決め精度の関係を時間領域でのシミュレーションにより検討する．また，ヘッド位置決め誤差に伴うデータ信号におけるウィンドウマージン減少の傾向をシミュレーションにより検討することで，セクタサーボ方式単独による高トラック密度化の可能性を明らかにする．5章では，ロバスト制御理論の観点からセクタサーボ方式によるヘッド位置決め制御システムを見直し，制御系の最適化による位置決め精度の改善を実現する設計手法を提案する．また，この設計手法を小形HDD(2.5インチHDD)に適用してその有効性を実験により明らかにする．6章では，位置信号のスペクトル解析において，FT法及びMEMを使ってスペクトルを求めるとともにその時間変動特性を検討し，位置決め精度改善のための問題点を明らかにする．この検討結果に基づき高周波帯域に存在するスピンドルモータの回転に同期した位置決め誤差を低減する方式，すなわち適応フィルタ理論に基づいたフィードフォワード補償法を提案し，その効果と問題点をシミュレーション及び実験で明らかにする．

第4章 高精度ヘッド位置決め基礎検討

4.1 はじめに

3.5インチ、5.25インチHDDに代表される中形HDDのヘッド位置決め方式には、1.2.2で述べたサーボ面サーボ方式、サーボ面併用セクタサーボ方式がある。サーボ面サーボ方式は、複数のデータヘッドが取り付けられたヘッド位置決め用キャリッジに専用のサーボヘッドを持たせ、それに対応したサーボディスクを基準にキャリッジを位置決め制御するため、ディスクやキャリッジの熱変形、スピンドルモータの倒れ、ディスクごとの振動モードの違い等によりデータヘッドに位置決め誤差を生じるという本質的な問題を有している。一方、サーボ面併用セクタサーボ方式は、データ面上に記録したサーボ情報も使用するため上述のようなディスクとヘッド間の問題を生じず高精度なトラック追従が可能となる。しかしながら、この方式はシステムが複雑になるばかりでなく、サーボ情報量が増加するという欠点を持つ。

一方、セクタサーボ方式単独方式による高精度トラック追従の可能性の検討に関しては、J.M.Corlissらによる位置決め誤差配分の検討⁽⁵⁹⁾があるが、その根拠は明確に示されていない。本章では、データ面上のサーボ情報だけを使用するセクタサーボ方式において、サーボ面併用セクタサーボ方式と同等の高精度ヘッド位置決めが可能であることを、制御及び磁気記録の観点から検討を行う。まず位置信号雑音とトラック追従制御系の閉ループ伝達特性との関係をシミュレーションにより検討する。さらに、位置決め誤差によるデータウィンドマージン量の減少をデータ再生波形を基にしたシミュレーションから求め、トラック密度と許容できるヘッド位置決め誤差の関係を明らかにし、セクタサーボ方式による高トラック密度化の可能性を検討する^{(60), (61), (62)}。

4.2 トラック追従制御系の検討

セクタサーボ方式では制御系がデジタル閉ループ制御系となるため、閉ループ伝達特性がナイキスト周波数に近い周波数帯域において歪む。それにより検出雑音の影響を受け易い共振値（Mp値）近傍の特性が劣化すると予測される。ここでは、シミュレーションにより位置信号雑音と閉ループ伝達関数の関係を検討する。また、シミュレーションで用いた実験系を基にHDDを試作し、位置決め誤差の検討を行なった。なお、実験及びシミュレーションではセクタサーボ方式単独の5.25インチHDDを使用した。HDDの仕様を表4-1に示す。また、付録B.2に実験で使用したHDDの詳細を示す。

表4-1 実験機の仕様

ディスクサイズ	5.25インチ
トラック密度	59 tracks/mm (1500TPI)
L V C Mのキャリッジ質量	33 g
L V C Mの力定数	5.3 N/A
平均シーク距離	7.6 mm, 448シリンダ
ディスク回転数	3600 rpm
セクタ数	80

4.2.1 制御系の構成

図4-1に本実験機のトラック追従制御系の構成ブロック図を示す。磁気ヘッドからの再生サーボ信号をサンプルホールし、A/D変換後 μ CPUに取り込み位置信号を生成する。D/A変換後の位置信号をアナログ回路で構成された制御器に入力することにより制御入力が発生させる。ここでは、2.3及び3.3の検討に従って制御器を積分補償器と位相進み補償器で構成した。本実験では、制御器を μ CPUの演算能力の関係上アナログ回路で構成したが、5章及び6章において、制御器を全て μ CPUやDSPにより実現する場合を述べる。特に、5章

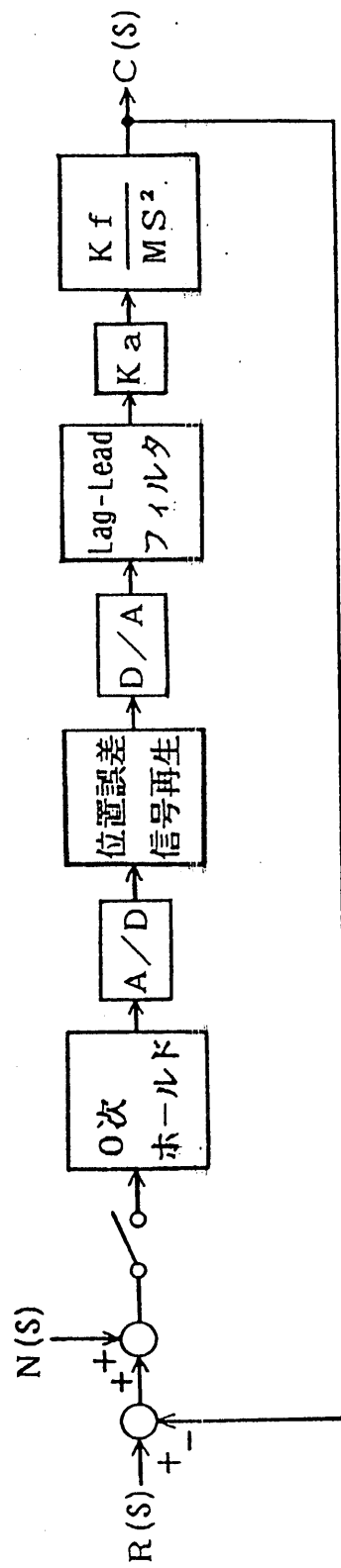


図4-1 トラック追従制御系の制御ブロック図

では外乱抑圧性能，ロバスト安定性を考慮した制御系の最適化法に関して検討する。

4.2.2 位置決め誤差のシミュレーション

トラック追従制御系の閉ループパルス伝達関数（相補感度関数）の計算値を図4-2に示す。ここでは，セクタ数（サンプリング周波数）を変えた場合の相補感度関数の変化を示す。この計算値から分かる様にセクタ数の減少にともない共振値（ M_p 値）が大きくなり，その幅も大きくなっている。このことは，制御系内に加わる再生位置信号雑音により生じる位置決め誤差が大きくなることを示唆している。

図4-3(a)~(c)は，実測値の S/N ($S_{p-p}/N_{rms}=36\text{ dB}$) の条件のもとで，帯域制限白色雑音を仮定し，このトラック追従制御系に外乱雑音を加えた場合の位置決め誤差をシミュレーションにより求めた結果である。このようにセクタ数の減少により，位置決め誤差が大きくなることが分かる。また，図4-4は80セクタのシミュレーション例で外乱雑音がある場合でのサンプリング再生位置信号を示している。この値から位置決め誤差を換算すると $\pm 0.28\ \mu\text{m}$ となるが，図4-3(b)より分かるようにヘッド位置決め誤差は， $\pm 0.2\ \mu\text{m}$ となっている。このことからこの制御系では，再生位置信号の雑音成分に対して，相補感度関数のローパス特性により，感度が落ちていることを示している。これにより，雑音による位置決め誤差の劣化が防げている。

4.2.3 トラック追従性能

本制御系を試作した実験機に搭載した場合のトラック追従制御特性を示す。サンプリング周波数（セクタ数×ディスク回転数）は，上述の検討と実験で使用したリニアボイスコイルモータ（LVCM）の一次の機械共振点が $4.8\ \text{kHz}$ で

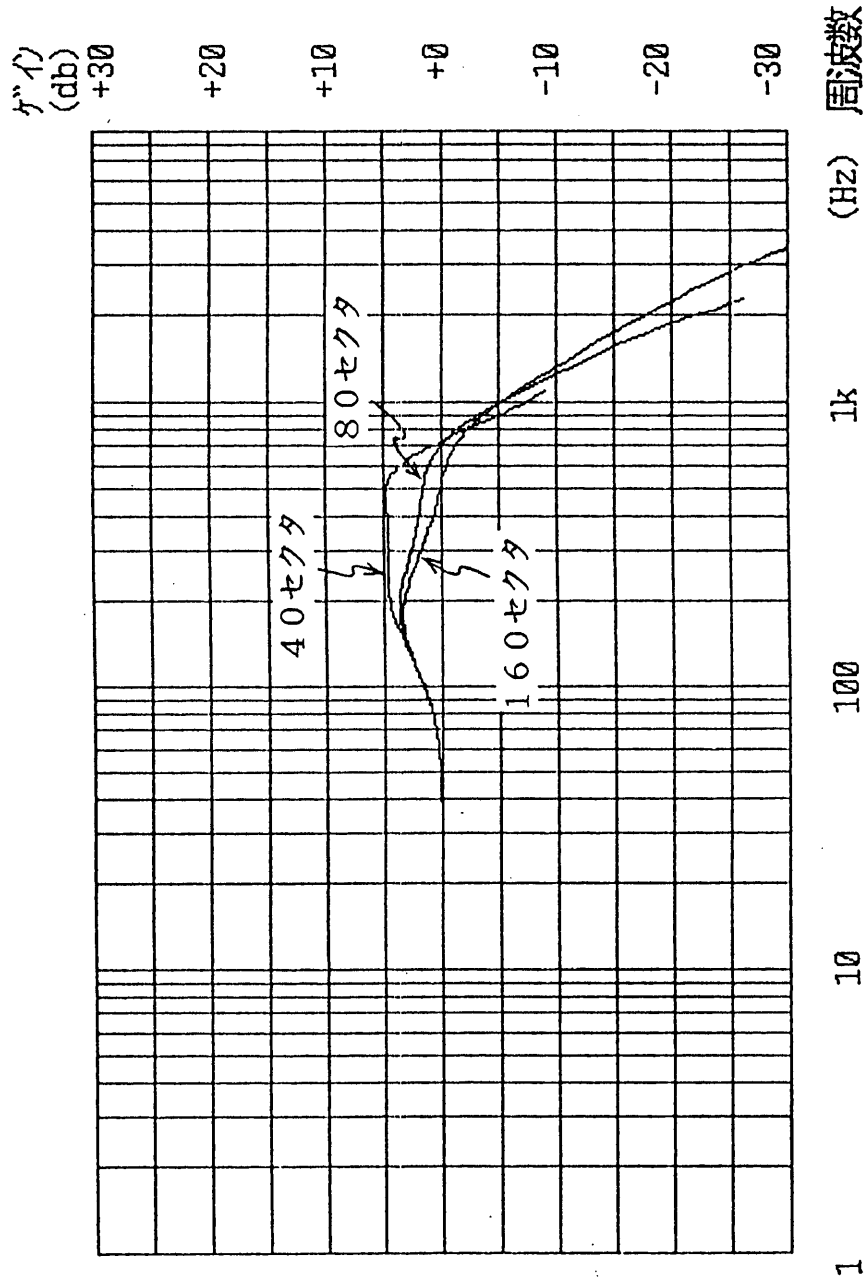


図4-2 閉ループパルス伝達特性 (計算値)

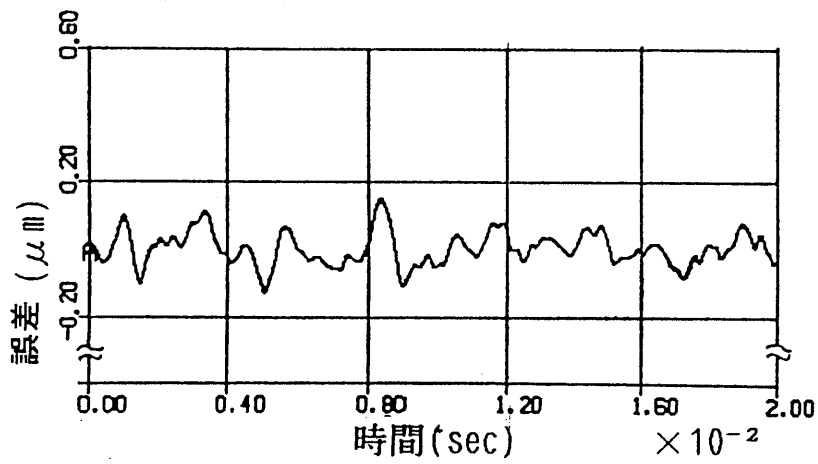
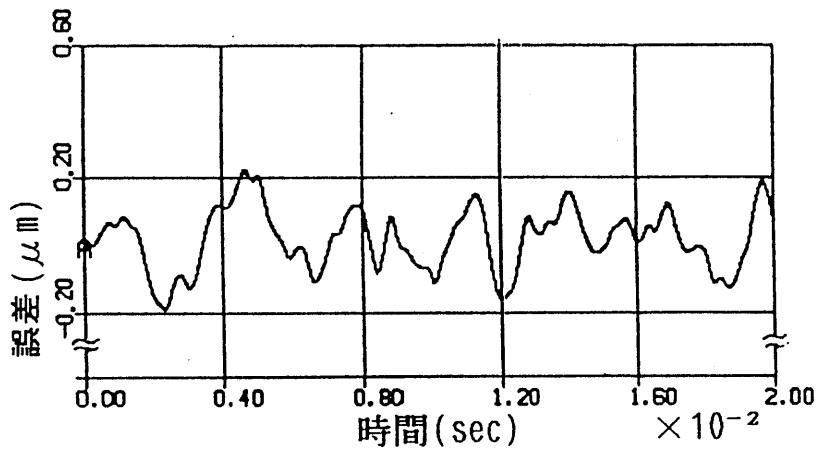
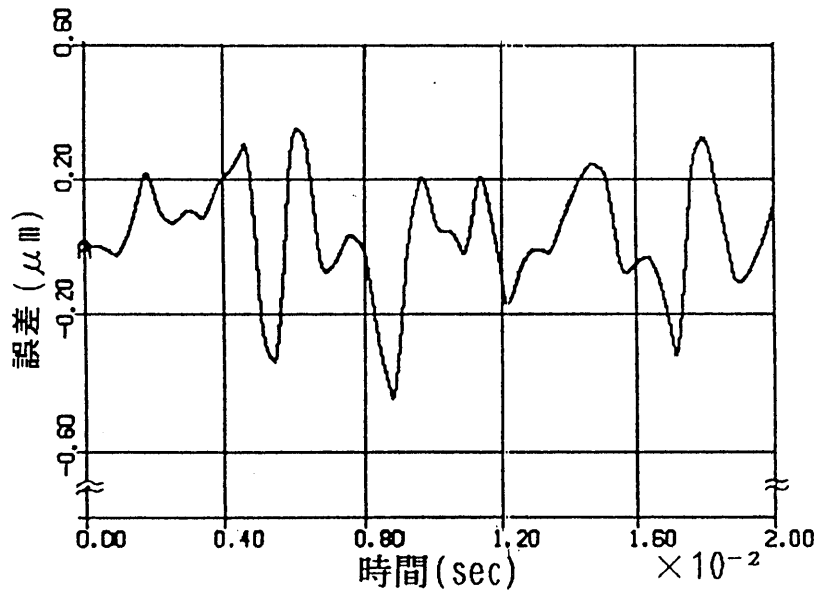


図4-3 位置決め誤差のシミュレーション

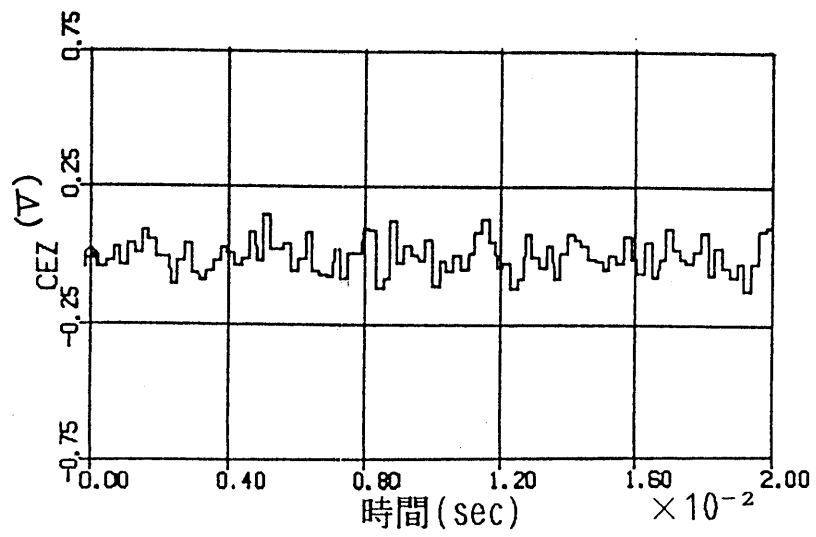


図 4-4 外乱雑音がある場合の位置信号 (シミュレーション)

あること、制御系の安定性の確保、スピンドルモータの回転周期に同期した振動外乱の抑圧を考慮して、4.8 kHz (80セクタ, 3600 rpm) に設定した。但し、スピンドルモータの回転数は、データ転送レート、スループットなどデータ処理関係の仕様からほぼ決まる。

図4-5に開ループ伝達関数の実測値を示す。サーボ帯域(ゲイン交差周波数)は、400 Hzで、位相余裕35度、ゲイン余裕6 dBの安定な系となっていることが分かる。図4-6(b)に位置誤差信号(以下位置信号)のヒストグラムを示す。この図より位置信号は、 $\pm 0.72 \mu\text{m}$ (3 σ 値)変動していることが分かる。この値には位置信号の雑音とこの雑音により引き起こされる位置決め誤差、スピンドルの軸振れ、サーボパターンの周期的変動等に起因する位置決め誤差が含まれている。位置信号雑音を式(4-1)に従って位置決め誤差量に換算すると、 $\pm 0.38 \mu\text{m}$ ($S_{p-p}/N_{p-p} = 33 \text{ dB}$)となる ($TW: 17 \mu\text{m}$)。

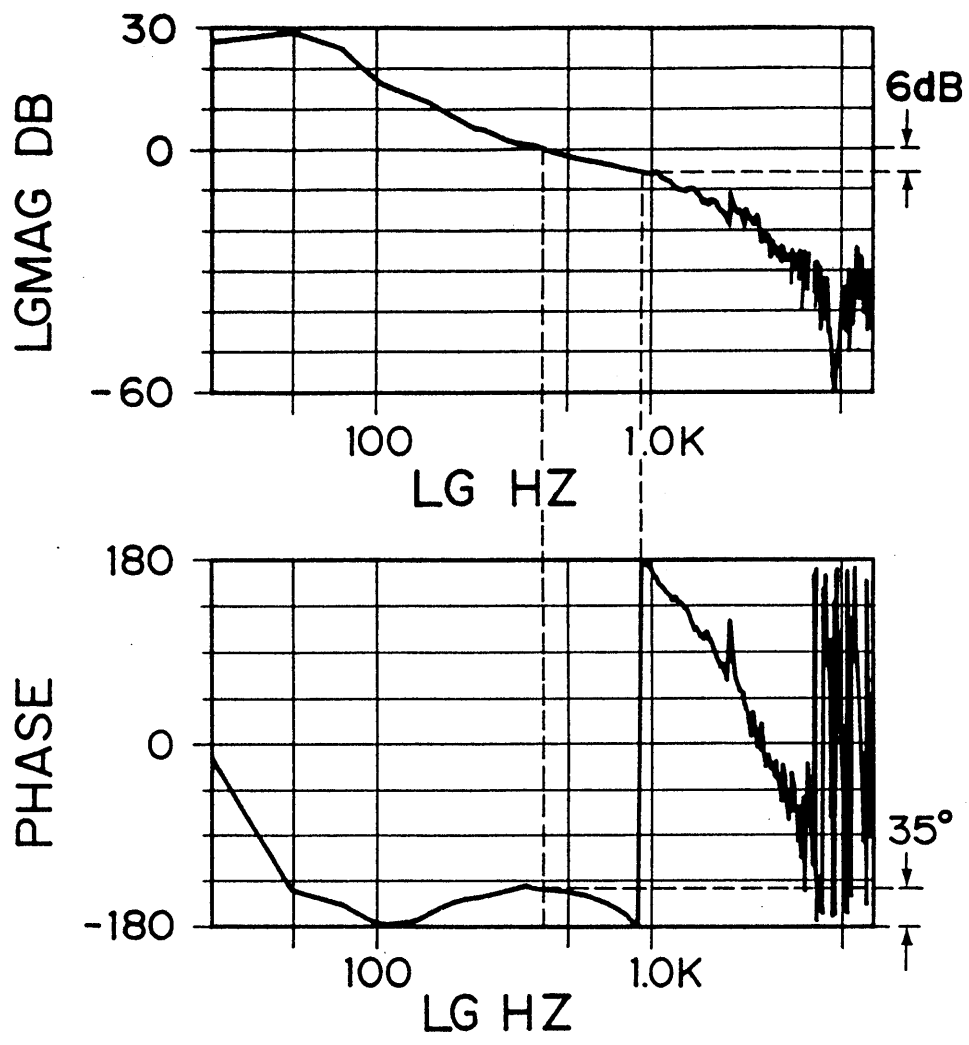
$$E_{SN} = TW(10^{(SN/20)}) \quad (4-1)$$

ここで、

E_{SN} : 換算位置決め誤差量, TW : ヘッドトック幅,

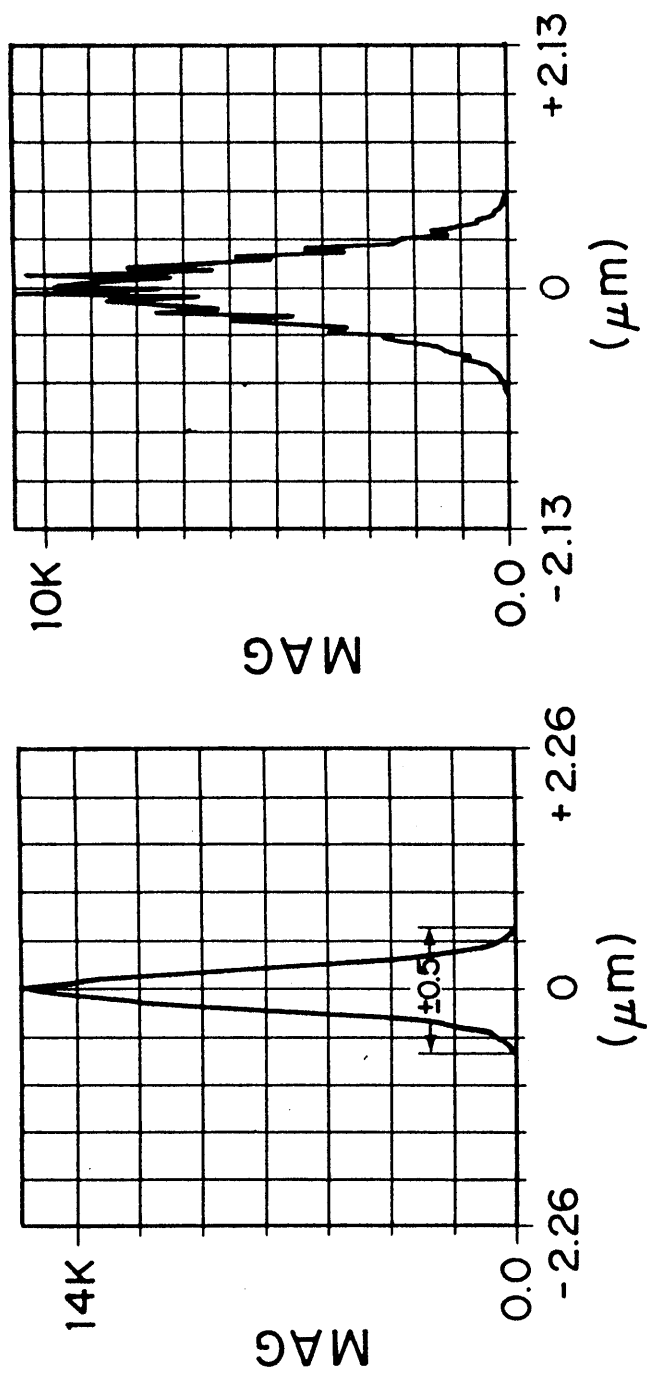
SN : 位置信号 S/N

この E_{SN} は観測時の雑音であるため、これを差し引くとスピンドルの軸振れなど機械的要因により引き起こされる位置決め誤差量は $\pm 0.34 \mu\text{m}$ と推定できる。一方、図4-6(a)はトラック追従制御時のLVCMの動きをレーザ測長器(測定分解能: 160 nm)で測定した結果をヒストグラムで表したものである。この図よりLVCMの動き、すなわちヘッドの動きは $\pm 0.5 \mu\text{m}$ 以下であることが分かる。前述の位置決め誤差量の推定値とこのヘッドの動きの値の相違は、ディスクの周期的変動にヘッドが追従しているため、ディスクとヘッドの相対位置として観測される位置決め誤差量はヘッドの動きより小さくなると考えられる。



Open loop characteristics

図 4-5 開ループ伝達特性 (実測値)



(a) LVC movement histogram (b) Position signal histogram

Position accuracy level histograms

図4-6 位置信号のヒストグラム

4.3 位置決め誤差とトラック密度の関係

実現可能なトラック密度は、単にトラック追従制御系の位置決め誤差から決まるものではない。ここでは、トラック密度を決める上で最も重要となる、位置決め誤差とヘッドトラック幅の関係を、位置決め誤差によるデータウィンドマージンの減少量⁽⁶³⁾から数値計算により検討した。計算は以下の仮定の基に行った。データの変調方式は最も良く用いられる(1, 7) RLLコード、再生信号波形は式(4-2)で定義されるローレンツ波形の重ねあわせ、正規信号はパターンピークシフト最悪のデータ("1010000000"の繰り返し)、また、位置決め誤差による消し残しデータは最高周波数の信号とした。

$$e(t) = A \cdot \frac{a}{a^2 + t^2}$$
$$a = -\frac{2}{\omega_0} \ln \left(\frac{1 - \sqrt{1 - R^2}}{R} \right) \quad (4-2)$$

$e(t)$: 再生信号波形, R : 再生分解能, ω_0 : 再生信号角周波数

図4-7に示すように、 ΔTW の位置決め誤差がある場合、消し残しは最悪で $2 \Delta TW$ 生じる。セクタサーボ方式の場合、実際の位置決め誤差は正規分布となるが、データの時間変化と位置決め誤差の時間変化の関係を明確にすることは困難である。ここではまず最悪の状態を考え、位置決め誤差をDCオフセットと仮定する。以上の条件のもとで、再生信号のピークシフトとノイズジッタの和を求め、位相関係が最悪になる時のデータウィンドマージンを計算した。なお、エラーレートは 10^{-9} で考える。

図4-8は、位置決め誤差率($\Delta TW / TW$, TW :ヘッドのトラック幅)に対するデータウィンドマージンの計算結果を、再生信号の分解能 R をパラメータとして表したものである。但し、分解能 R は式(4-3)で定義する。

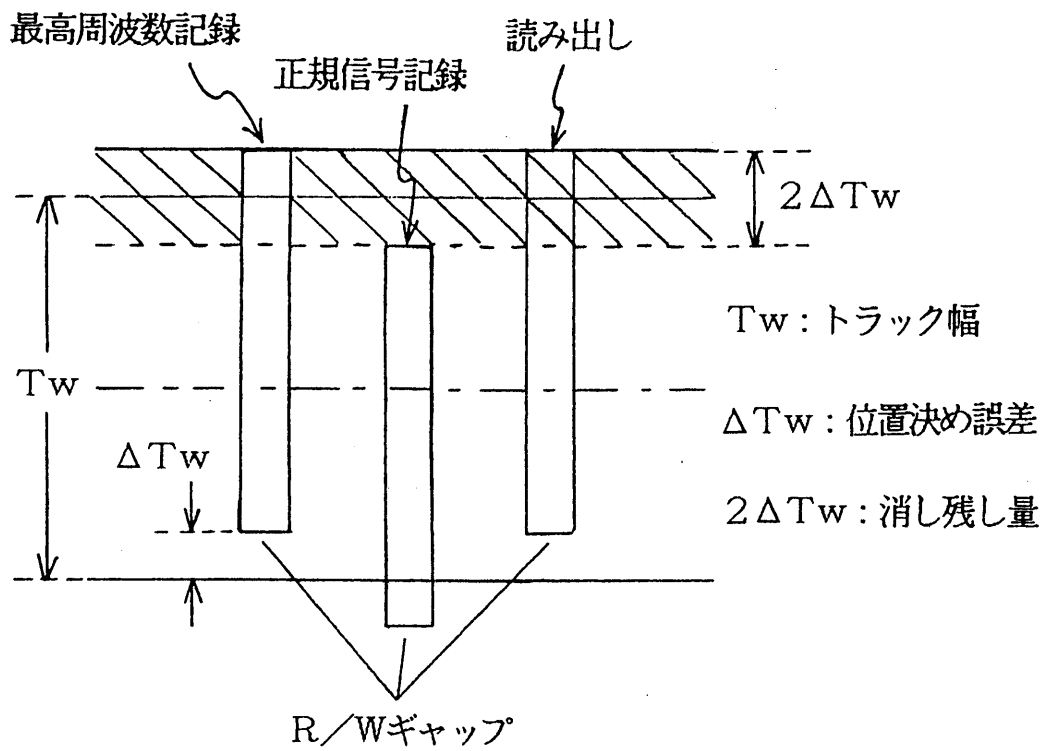


図4-7 消し残しが生じる過程

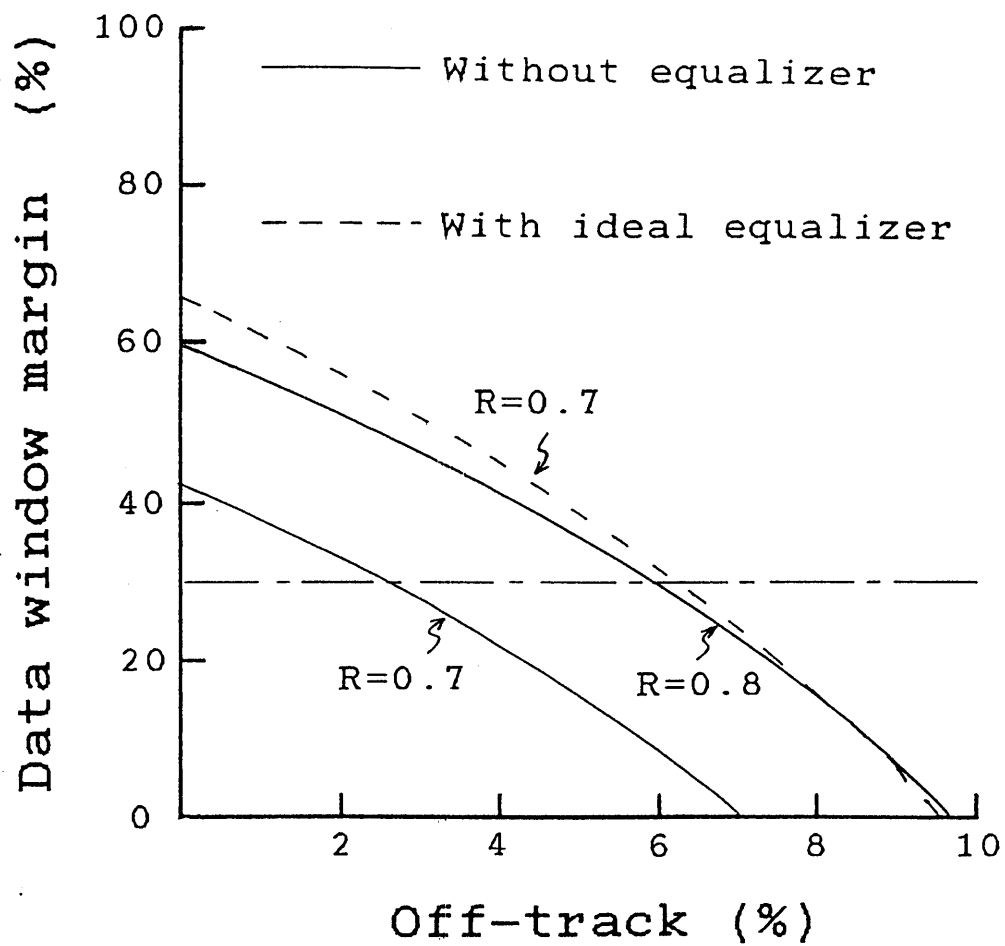


図4-8 位置決め誤差とデータウィンドマージン
 [DC的な位置決め誤差がある場合]

$$R = \frac{V_{f_{\max}}}{V_{0.5f_{\max}}} \quad (4-3)$$

$V_{f_{\max}}$: データの最高周波数 f_{\max} における再生出力電圧

$V_{0.5f_{\max}}$: データの最高周波数の1/2の周波数における再生出力電圧

図より、データウィンドマージを30%確保するには、 $R=0.8$ の時、位置決め誤差量が±6%まで許容されることが分かる。また、 $R=0.7$ の場合は、オントラック時のパターンピークシフトが無ければ同程度の位置決め誤差が許容されることになる。パターンピークシフトの量は、波形等化、書込み補償により軽減させることができる。図4-8には、 $R=0.7$ のときに波形等化を適用した計算例も示す。この結果から、位置決め誤差の許容値は、 $R=0.7 \sim 0.8$ でヘッドトラック幅の±6%であることが分かる。

次に、4.2.3の位置決め誤差のヒストグラムのように位置決め誤差がランダムに変動し、正規分布をなす場合を考える。±3σの位置決め誤差の生起確率は1/1000以下と考えられる。従って、図4-8のDCオフセット的な位置決め誤差がある場合は 10^{-9} のエラーレイトでウィンドマージンを見積もったが、このようなランダムな位置決め誤差の場合は、 10^{-6} のエラーレイトでウィンドマージンを見積もればよい（但し、サンプル点間での位置はサンプル点で代表されるものと仮定する）。図4-9にこの場合のデータウィンドウマージンの計算結果を示す。

以上の結果から、位置決め誤差の許容値は、 $R=0.7 \sim 0.8$ でヘッドトラック幅の±6%以下であれば充分と考えられる。

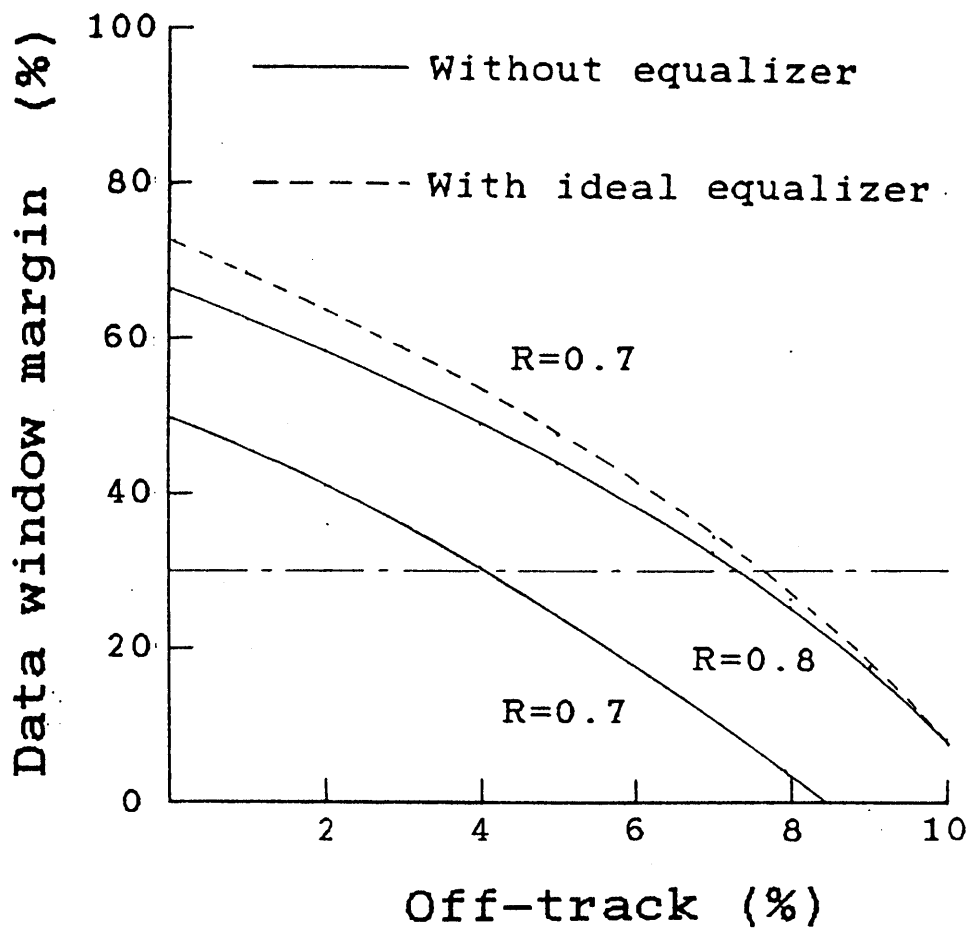


図 4-9 位置決め誤差とデータウィンドマージン
[ランダムな位置決め誤差がある場合]

4.4 議論およびまとめ

セクタサーボ方式単独による高精度ヘッド位置決めの可能性を明らかにするため、高精度ヘッド位置決めを実現する上で問題となる、位置信号雑音とヘッド位置決め精度の関係をサンプリング周波数に依存した閉ループパルス伝達関数の形状劣化の観点から、時間領域でのシミュレーションにより検討した。閉ループパルス伝達関数（相補感度関数）の形状からは、セクタ数の減少にともない相補感度関数の共振値（ M_p 値）のゲイン及び帯域幅ともに大きくなり、制御系内に加わる再生位置信号雑音により生じる位置決め誤差が大きくなると考えられる。一方、時間領域のシミュレーションからは、制御ループは再生位置信号の雑音成分に対して相補感度関数のローパス特性により感度が落ちていることがわかった。これは雑音による位置決め誤差の劣化が防いでいることになる。これらのことから、位置信号雑音の影響は相補感度関数の形状に依存しており、 M_p 値による位置決め誤差の劣化と相補感度関数のローパス特性による感度低下を考慮した制御ループの設計が重要であること、特にサンプリング周波数の設定がポイントとなることが分かる。

また、セクタサーボ方式を使用して高トラック密度を実現した場合の許容位置決め誤差をオフトラックマージンの理論的検討から明らかにした。すなわち再生信号波形のオフトラック時の劣化のシミュレーションにより、セクタサーボ方式を使用したヘッド位置決め系における許容位置決め誤差を明らかにした。なお、ここでは再生信号として RLL 信号を仮定したが、今後は PRML などの新しい信号処理方式での信号を対象とした検討も重要となると考えられる。なお、許容オフトラックマージンから考えると、本実験機の位置決め精度のデータから、実験で使用した HDD システムでもトラック密度 98 tracks/mm (2500TPI) が達成できると期待できる。さらに、位置信号ノイズの低減や機構系の振動の低減により、一層の高トラック密度化が可能と考えられる。特にスピンドルモータの軸振

れと位置決め精度の関係は，スピンドルモータ制御の観点からも興味を持たれ，
今後の研究課題とする．

第5章 ヘッド位置決め制御系の最適化

5.1 はじめに

磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系における制御器の最適化の試みは、1.2.2で述べた Y.Mizoshita らの現代制御理論に基づく最適制御器の設計法⁽⁶⁴⁾や H.Hanselmann らによる外乱オブザーバによる制御帯域の高帯域化の手法⁽⁶⁵⁾がある。前者の Y.Mizoshita らの研究では、制御対象のモデル化誤差を考慮できないため、その制御器は 2.3 や 3.3 で検討したリードラグ補償器と同様な周波数伝達特性を有する保守的な制御器となっている。また、後者の H.Hanselmann らの研究では、30 次以上のモデル次数が必要であることや 30 KHz 以上のサンプリング周波数を必要とするという問題点を持っている。同じく H.Hanselmann らは LQG 制御によるアクチュエータの高次共振を考慮した高帯域サーボ方式を提案しているが⁽⁶⁶⁾、オブザーバの極の設定などに関しては、制御仕様として陽に考慮できる構成とはなっていない。また、この方式もサンプリング周波数として 34 kHz を必要としている。このようにヘッド位置決め制御系の最適化は興味深い問題であるものの、磁気ディスク装置特有の様々な制約条件のため、明確な設計指針は明らかにされていない。特に、上記の研究のように高いサンプリング周波数を要求する方式は、本研究で対象としているセクタサーボ方式には適さない。

一方、OA 機器の小形・高性能化に伴い、3.5 インチ以下の小形 HDD 分野において、大容量化・高速化のニーズが高まってきている。このため HDD のヘッド位置決め制御系に対する高精度化・高速アクセス化の要求はますます厳しいものとなってきている。これらの要求に対してヘッド位置決め制御系設計の観点から、最適制御理論を HDD に適用して制御性能を向上することが望まれる。

本章では、小形 HDD (2.5 インチ HDD) のトラック追従制御系の設計に H_{∞} 制御理論を適用し、制御系の最適化による位置決め精度改善の効果を検討する^{(67), (68)}。

制御理論として 1950 年代に古典制御理論が体系化され、1960 年代以降に現代制御理論が盛んに研究されるようになった。しかし、現代制御理論は、モデル化誤差を明確に勘定に入れることができないために、スピルオーバー現象などの問題により現実的な技術として適用される範囲が狭いきらいがあった。このような背景のもとに、1980 年代からはロバスト安定性に関する研究が重要視されるようになり、1989 年に H_{∞} 制御理論が大成された。 H_{∞} 制御では、評価関数は周波数応答で設計手順は状態方程式で表現されるという大きな特徴を持っている。これにより、古典制御理論での設計で重用されていた周波数領域での設計が再び適用できるようになった。また、古典・現代制御で正確に扱うことができなかつたモデル化誤差を制御仕様として陽に扱えるようになった⁽⁶⁹⁾。このようなことから、近年、多くの分野で H_{∞} 制御理論の適用が試みられるようになった。特に、制御対象の不確かさが問題となる精密位置決め機構や柔軟構造物への適用に有効と考えられる。

精密位置決め機構の中でも特殊な条件を有するディスク装置において、 H_{∞} 制御理論に基づく制御系の設計法が、如何にすればヘッド位置決め制御系に適用できるかは大きな研究課題である。これまで、HDD のヘッド位置決め制御系の最適化に H_{∞} 制御理論を適用する幾つかの方法が提案されている。これらは、 H_{∞} 制御器による制御系のロバスト安定化と二自由度制御系による高速シーク法の提案⁽⁷⁰⁾や既約分解表現による設計法について検討したもの⁽⁷¹⁾で、 H_{∞} 制御理論に基づくヘッド位置決め制御系設計法の有用性を明らかにしている。しかしながら、これらの研究ではいずれも位置決め精度に与える効果に関しては詳細には検討されていない。また、制御対象も 3.5 インチ以上の HDD を対象としており、サンプリング周波数が高く取れるヘッド位置決め制御系を想定している。これに対し、本研究では制御対象にセクタサーボ方式を使用することを前提としているため、より現実的な低サンプリング周波数での設計手法の確立を目指している。また、この最適制御による位置決め精度改善の効果について、位置信号のスペクトル解析及び度数分布により定量的に評価し、問題点を明らかにする。

5.2 H_{∞} 最適制御理論によるヘッド位置決め

5.2.1 小形HDDヘッド位置決めシステムの設計指針

小形HDDではセクタサーボ方式が用いられており、フォーマット効率の観点からサーボセクタ数の少ない、すなわちサンプリング周波数が低いサンプル値制御系となっている。このような小形HDDのヘッド位置決め制御系を設計する上で留意すべき点を挙げると以下のようなになる。

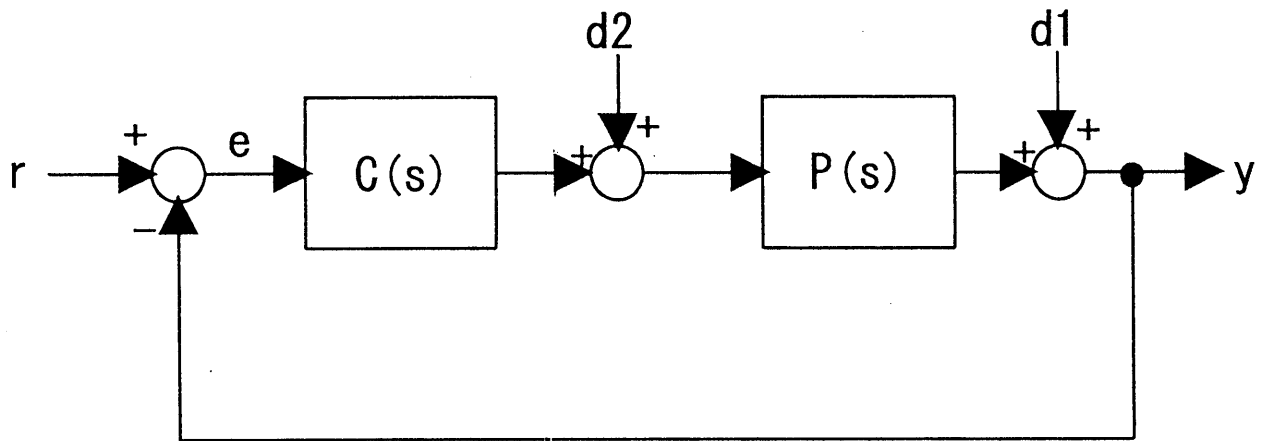
- ・位置信号同期成分(RR0成分)及び非同期成分(NRRO成分)の抑圧
- ・モータ振動成分の抑圧
- ・外部振動・衝撃の抑圧
- ・制御対象(VCM)の一次共振の影響を小さくする

これらの項目を全て考慮し、2章で述べたような古典制御的手法で制御器の最適設計を行なうにはかなりの経験を必要とし、実験と設計の繰り返しによる最適条件の追い込みが必須となる。このことから H_{∞} 制御理論の枠組みでヘッド位置決め制御系を最適設計することは工学的・工業的に意味のあることである。また、これまで経験や勘によっていた高次の制御器の最適化が容易となり、それによる位置決め精度の改善も期待できる。

次節以降の実験は、139tracks/mm(3500TPI)・サーボセクタ数 50・ディスク回転数 4200rpmのHDDで行なった。設計した制御器は双一次Z変換により離散化し、デジタルシグナルプロセッサ(TMS320C31)に実装した。また、信号の入出力には12bitのA/D・D/A変換器を用いた。

5.2.2 混合感度問題による H_{∞} 制御器

ここではヘッドのトラック追従制御系において偏差抑圧特性の最適化を混合感度問題で検討し、その問題点を明らかにする。図5-1は、トラック追従制御系のブロック線図である。ここでは、議論を簡便にするため制御対象P、制御器C等を連続系として扱うとともに、ラプラス演算子(s)を省略して記述する。実際



$C(s)$: 直列補償器 (H^∞ 制御器) $P(s)$: 制御対象 (VCM)
 r : 目標値 e : 偏差 y : 制御量 $d1, d2$: 外乱

図 5-1 トラック追従制御系のブロック図

は、前述のように小形HDDのヘッド位置決め制御系は、セクタサーボ方式を採用するため、本質的にデジタル制御系となっている。従って、例えば図5-1に示す外乱 d_2 は、制御対象Pを通った後の制御量 y をサンプリングした制御量 $y(kT)$ (T ：サンプリング周期)として観測されることになる。また後述するように H_∞ 制御器を求める際には、サンプル値制御系を双一次逆Z変換により連続系に近似して演算を行う。

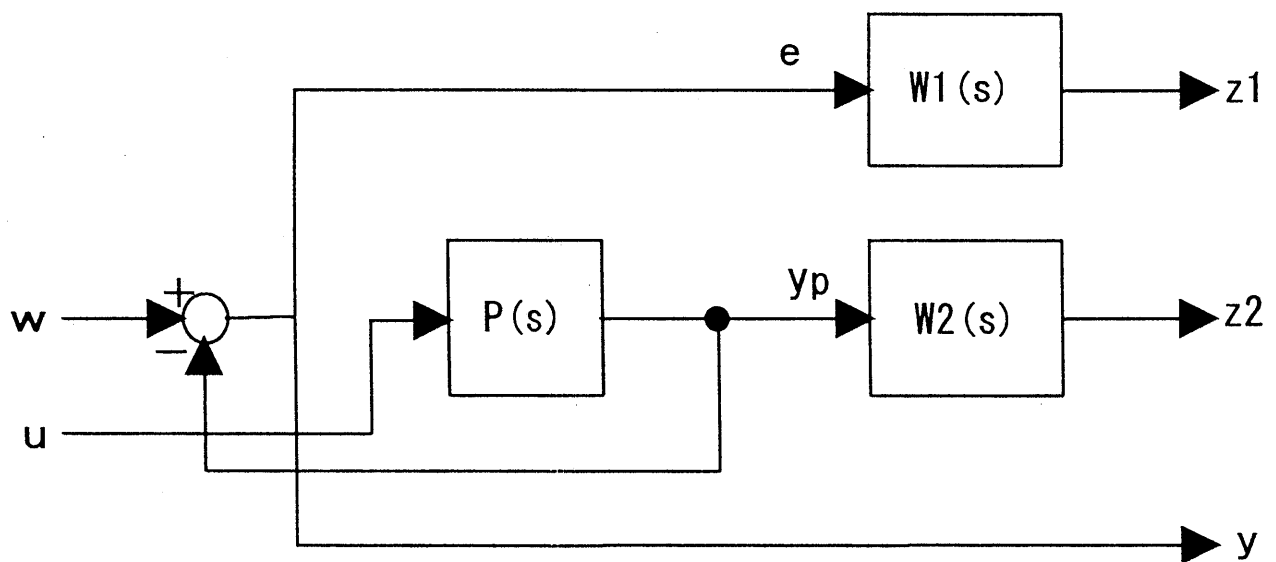
上述のように外乱 d_2 は、制御対象Pを通った後の制御量 y として観測されるため、外乱 d_1 に外乱 d_2 を含めて H_∞ 制御理論の混合感度問題により最適制御器を求める設計法が考えられる。ここでは、外乱 d_1 から制御量 y 、もしくは目標値 r から偏差 e までの感度関数 S の形状整形を中心に考え、図5-2に示す拡大系に基づいて制御器を設計する。

$$\left\| \frac{W_1 S}{W_2 T} \right\| < 1 \quad (5-1)$$

W_1 , W_2 : 重み関数 , S : 感度関数 , T : 相補感度関数

すなわち、系を内部安定とし、且つ式(5-1)を満たす制御器を求める。これにより、制御仕様を反映した重み関数 W_1 , W_2 を設定することで、所望の外乱抑圧率とロバスト安定性を満たす制御器 C を求めることができる。ここで、最小実現した制御対象 P と重み関数 W_1 , W_2 を以下のように状態方程式で表現する。但し、制御対象 P はサンプル周期 T で離散系として観測される周波数伝達特性を双一次逆Z変換により連続系近似したものを使用する。

$$\begin{aligned} P(s) : \dot{\mathbf{x}}_p &= \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p + \mathbf{B}_p u \quad , \quad y_p = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p + \mathbf{D}_p u \\ W_1(s) : \dot{\mathbf{x}}_{w_1} &= \mathbf{A}_{w_1} \mathbf{x}_{w_1} + \mathbf{B}_{w_1} e \quad , \quad z_1 = \mathbf{C}_{w_1} \mathbf{x}_{w_1} + \mathbf{D}_{w_1} e \\ W_2(s) : \dot{\mathbf{x}}_{w_2} &= \mathbf{A}_{w_2} \mathbf{x}_{w_2} + \mathbf{B}_{w_2} y_p \quad , \quad z_2 = \mathbf{C}_{w_2} \mathbf{x}_{w_2} + \mathbf{D}_{w_2} y_p \end{aligned} \quad (5-2)$$



$W1(s), W2(s)$: 重み関数 $P(s)$: 制御対象

w : 外生信号 $z1, z2$: 制御量 u : 制御入力 y : 観測出力

図 5-2 H^∞ 制御器設計用拡大系
(混合感度問題)

式(5-2)で求めた各要素の状態方程式と図5-2に示す拡大系のブロック図をもとに一般化プラントの状態空間表現を求めると式(5-3)及び式(5-4)となる。この一般化プラントから、K.Gloverらのアルゴリズム⁽⁷²⁾に従って制御器Cを求める。

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_p \\ \dot{\mathbf{x}}_{W_1} \\ \dot{\mathbf{x}}_{W_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_p & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{B}_{W_1}\mathbf{C}_p & \mathbf{A}_{W_1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{W_2}\mathbf{C}_p & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{W_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p \\ \mathbf{x}_{W_1} \\ \mathbf{x}_{W_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{B}_p \\ \mathbf{B}_{W_1} & -\mathbf{B}_{W_1}\mathbf{D}_p \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_{W_2}\mathbf{D}_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (5-3)$$

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{D}_{W_1} & \mathbf{C}_{W_1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}_p\mathbf{D}_{W_2} & \mathbf{0} & \mathbf{C}_{W_2} \\ -\mathbf{C}_p & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p \\ \mathbf{x}_{W_1} \\ \mathbf{x}_{W_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{W_1} & -\mathbf{D}_{W_1}\mathbf{D}_p \\ \mathbf{0} & \mathbf{D}_{W_2}\mathbf{D}_p \\ \mathbf{1} & -\mathbf{D}_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w \\ u \end{bmatrix} \quad (5-4)$$

ここで、 H_∞ 制御問題において可解性を満たすための前提条件を検討する。図5-3に標準 H_∞ 制御問題のシステム図を示す。

一般化プラント

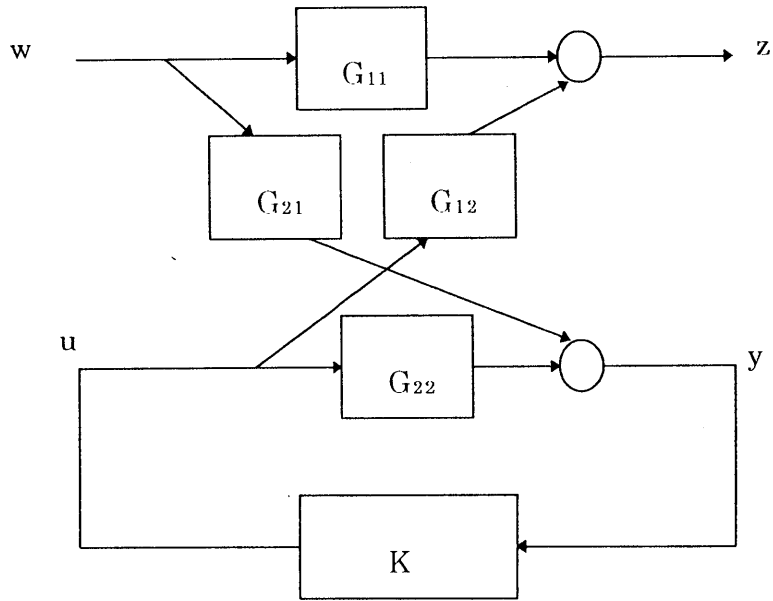
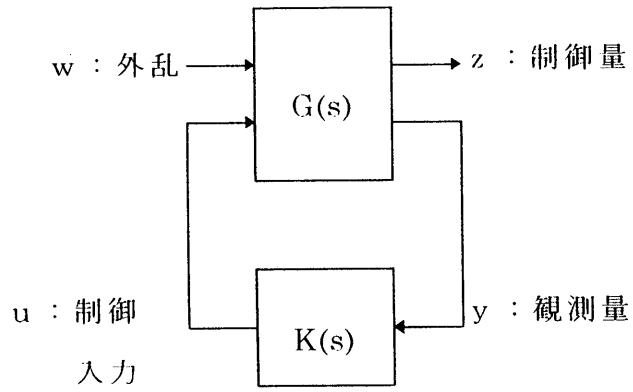


図 5-3 標準 H_∞ 制御問題のシステム

図 5-3 において G は一般化プラント, K は制御器である. ここで G は式 (5-5) の状態方程式で表される.

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + B_1 w + B_2 u \\ z &= C_1 x + D_{11} w + D_{12} u \\ y &= C_2 x + D_{21} w + D_{22} u \end{aligned} \quad (5-5)$$

ここに $z(t) \in R^m$, $y(t) \in R^q$, $w(t) \in R^r$, $u(t) \in R^p$, $x(t) \in R^n$ とし, さらにこれをドイルの記法で表すと式 (5-6) となる.

$$G(s) = \begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{pmatrix} = \left[\begin{array}{c|cc} A & B_1 & B_2 \\ \hline C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & D \end{array} \right] \quad (5-6)$$

これより, G の各ブロック要素は

$$G_{ij}(s) = \left[\begin{array}{c|c} A & B_j \\ \hline C_i & D_{ij} \end{array} \right] = C_i (sI - A)^{-1} B_j + D_{ij} \quad (5-7)$$

である. コントローラ K を線形時不変有限次元系のクラスに限り,

$$K(s) = \left[\begin{array}{c|c} A_3 & B_3 \\ \hline C_3 & D_3 \end{array} \right] \quad (5-8)$$

とすると, w から z への閉ループ伝達関数 T_{zw} は

$$T_{zw} = \left[\begin{array}{cc|c} A + B_2 F D_3 C_2 & B_2 F C_3 & B_1 + B_2 F D_3 D_{21} \\ B_3 F C_2 & A_3 + B_3 F D_{22} C_3 & B_3 F D_{21} \\ \hline C_1 + D_{12} F D_3 C_2 & D_{12} F C_3 & D_{11} + D_{12} F D_3 D_{21} \end{array} \right] \quad (5-9)$$

で与えられる. 標準 H_∞ 制御問題は, 閉ループ系 (G, K) を内部安定にし

$$\|T_{zw}\| < \gamma \quad (5-10)$$

を満たす制御器の存在を判別して, 存在するときすべての制御器 K を求める問題である. 上記標準 H_∞ 制御問題において可解性を満たすための前提条件は以下のようなになる⁽⁷³⁾.

(条件 1) (A, B_2) が可安定, (C_2, A) が可検出

(条件 2) $m \geq p$ で $\text{rank}D_{12} = p$ (D_{12} が列フルランク)

(条件 3) $q \leq r$ で $\text{rank}D_{21} = q$ (D_{21} が行フルランク)

(条件 4) $\text{rank} \begin{pmatrix} A - j\omega I & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{pmatrix} = n + p, \quad \forall \omega \in [0, \infty]$ (列フルランク)

(条件 5) $\text{rank} \begin{pmatrix} A - j\omega I & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{pmatrix} = n + q, \quad \forall \omega \in [0, \infty]$ (行フルランク)

各条件の意味するところは以下のようにまとめることができる。

- (条件 1) は G が安定化可能であることを保証するのに必要である。安定な T_{zw} の H_∞ ノルムは有界であるから、この条件が満たされれば十分に大きな γ に対して $\|T_{zw}\| < \gamma$ が満たされる。このため (条件 1) が成り立てば十分に大きな γ に対して解が存在する。また、この条件は実際の制御対象が可安定、可検出で重み関数が安定ということに等価である。
- (条件 2) の $m \geq p$ は制御量数が操作量数より多いことを、また、 $D_{12} = G_{12}(\infty)$ から D_{12} が列フルランクは G_{12} が無限遠点で零点を持たないことを意味する。
- (条件 3) の $q \leq r$ は外乱数が観測量より多いことを、また、 $D_{21} = G_{21}(\infty)$ から D_{21} 行フルランクは G_{21} が無限遠点で零点を持たないことを意味する。
- (条件 4) は G_{12} が虚軸上に零点を持たないことを意味する。但し、 $(A \ C_1)$ の不可観測極も G_{12} の零点となる。
- (条件 5) は G_{21} が虚軸上に零点を持たないことを意味する。但し、 $(A \ B_1)$ の不可制御極も G_{21} の零点となる。

ここで式 (5-3), 式 (5-4) を書き直すと

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_p \\ x_{w1} \\ x_{w2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 \\ -B_{w1}C_p & A_{w1} & 0 \\ B_{w2}C_p & 0 & A_{w2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_{w1} \\ x_{w2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ B_{w1} \\ 0 \end{bmatrix} w + \begin{bmatrix} B_p \\ -B_{w1}D_p \\ B_{w2}D_p \end{bmatrix} u \quad (5-11)$$

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -D_{w1} & C_{w1} & 0 \\ C_p D_{w2} & 0 & C_{w2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_{w1} \\ x_{w2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_{w1} \\ 0 \end{bmatrix} w + \begin{bmatrix} -D_{w1}D_p \\ D_{w2}D_p \end{bmatrix} u \quad (5-12)$$

$$y = \begin{bmatrix} -C_p & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_{w1} \\ x_{w2} \end{bmatrix} + w - D_p u \quad (5-13)$$

となる。ところで、制御対象であるアクチュエータは図5-10に示すような周波数伝達特性を有している。70 Hz 近傍の共振特性はアクチュエータを支持しているボールベアリングの回転バネ特性に起因している。また、3 kHz 以上の周波数帯域には高次の共振モードを有しているが、セクタサーボ方式によるヘッド位置決め制御では、ナイキスト周波数が1750Hzであることからこの周波数帯域のモードに関しては直接に扱えないことから制御対象Pのモデルには含まない。更に、 D_{12} のランク条件を満たすようにモデル化したPの伝達関数を式(5-14)とする。

$$P(s) = \frac{s^3 - 6.3 \times 10^4 s^2 - 5.7 \times 10^{10} s + 4.5 \times 10^{12}}{s^3 + 7.2 \times 10^3 s^2 + 1.6 \times 10^6 s + 1.6 \times 10^9} \times 2.2 \times 10^{-3} \quad (5-14)$$

上式をもとに最小実現したPの状態方程式の各パラメータは式(5-15)で与えられる。

$$A_p = \begin{bmatrix} -7.17 \times 10^3 & -1.56 \times 10^6 & -1.64 \times 10^9 \\ 9.97 \times 10^{-1} & -6.51 \times 10^{-1} & -8.03 \times 10^2 \\ 4.87 \times 10^{-7} & 1.00 & 1.12 \times 10^{-1} \end{bmatrix}, \quad B_p = \begin{bmatrix} 2.85 \times 10^{-5} \\ 1.39 \times 10^{-11} \\ -1.94 \times 10^{-15} \end{bmatrix}$$

$$C_p = \begin{bmatrix} -5.36 \times 10^6 & -4.47 \times 10^{10} & 3.47 \times 10^{14} \end{bmatrix}, \quad D_p = 2.20 \times 10^{-3} \quad (5-15)$$

ここで重み関数 $W_1(s), W_2(s)$ としてプロパーな伝達関数を選択する。具体的には、式(5-16)、式(5-17)とする。

$$W_1(s) = \frac{3.18 \times 10^{-5} s^2 + 1.07 s + 2.20 \times 10^3}{s^2 + 6.29 \times 10^{-1} s + 6.28 \times 10^{-4}}$$

$$A_{w1} = \begin{bmatrix} -6.29 \times 10^{-1} & -6.28 \times 10^{-4} \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_{w1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-16)$$

$$C_{w1} = \begin{bmatrix} 6.42 \times 10^2 & 1.32 \times 10^6 \end{bmatrix}, \quad D_{w1} = 1.91 \times 10^{-2}$$

$$W_2(s) = \frac{2.53 \times 10^{-8} s^2 + 1.59 \times 10^{-4} s + 2.50 \times 10^{-1}}{6.33 \times 10^{-9} s^2 + 1.59 \times 10^{-4} s + 1.0}$$

$$A_{w2} = \begin{bmatrix} -2.51 \times 10^4 & -1.58 \times 10^8 \\ 1.0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_{w2} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-17)$$

$$C_{w2} = \begin{bmatrix} -7.54 \times 10^4 & -5.92 \times 10^8 \end{bmatrix} \quad D_{w2} = 4$$

以上のパラメータと式(5-5)を対応づけて可解条件を検討する。

(条件1)から、

$$\begin{pmatrix} \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 \\ -B_{w1}C_p & A_{w1} & 0 \\ B_{w2}C_p & 0 & A_{w2} \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{pmatrix} \quad (5-18)$$

の可安定性、及び

$$\begin{pmatrix} \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 \\ -C_p & 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} A_p & 0 & 0 \\ -B_{w1}C_p & A_{w1} & 0 \\ B_{w2}C_p & 0 & A_{w2} \end{bmatrix} \end{pmatrix} \quad (5-19)$$

の可検出性が要請される。これは、制御対象が可安定・可検出であること、重み関数に安定なものを選んだことから成立する。また、各パラメータから可安定性・可検出性のランク条件を計算しても確認できる。

(条件2)から、 $m \geq p$ で $\text{rank}D_{12} = p$ が要請されるが、 $m=2, p=1$ と式(5-12)より $\text{rank}D_{12} = 1$ となることから成立する。

(条件3)から、 $q \leq r$ で $\text{rank}D_{21} = q$ が要請されるが、 $q=1, r=1$ と式(5-13)より $\text{rank}D_{21} = 1$ となることから成立する。

(条件4)から、制御入力 u から制御量 z までの伝達関数 $G_{12}(s)$ が虚軸上に零点を持たないことが要請される。式(5-7)を使って $G_{12}(s)$ を求めると式(5-20)となる。

$$G_{12}(s) = \frac{\begin{bmatrix} -42 \times 10^5 s^7 + 17 \times 10^1 s^6 + 13 \times 10^5 s^5 + 38 \times 10^9 s^4 + 33 \times 10^3 s^3 - 36 \times 10^5 s^2 - 11 \times 10^{21} s - 21 \times 10^{24} \\ 88 \times 10^3 s^7 - 50 \times 10^2 s^6 - 84 \times 10^6 s^5 + 23 \times 10^9 s^4 + 20 \times 10^{14} s^3 + 39 \times 10^7 s^2 + 25 \times 10^7 s + 25 \times 10^4 \end{bmatrix}}{s^7 + 32 \times 10^4 s^6 + 34 \times 10^8 s^5 + 12 \times 10^{12} s^4 + 29 \times 10^4 s^3 + 26 \times 10^7 s^2 + 16 \times 10^7 s + 16 \times 10^4}$$

(5-20)

式(5-20)より $G_{12}(s)$ が虚軸上に零点を持たないことが分かる。よってこの条件は満たされる。

(条件5)から、外乱 w から観測量 y までの伝達関数 $G_{21}(s)$ が虚軸上に零点を持たないことが要請される。図5-2及び、式(5-7)を使って $G_{21}(s)$ を求めると式(5-21)となる。

$$G_{21}(s)=1 \quad (5-21)$$

式(5-21)より(条件5)は満たされる。

以上により図5-2で与えられるシステムは可解性を満たす。

実際の制御器を求めるアルゴリズムの演算には、MATLABのロバストツールボックス⁽⁷⁴⁾の関数を用いて計算する。以上のパラメータを基に設計した制御器Cを式(5-22)に示す。

$$C(s)=\frac{103 \times 10^{-2} s^7+826 \times 10^5 s^6+273 \times 10^{10} s^5+301 \times 10^{14} s^4+118 \times 10^{18} s^3+980 \times 10^{20} s^2+396 \times 10^{23} s+164 \times 10^{26}}{s^7+102 \times 10^5 s^6+284 \times 10^9 s^5+368 \times 10^{13} s^4+246 \times 10^{17} s^3+705 \times 10^{20} s^2+443 \times 10^{23} s+583 \times 10^{27}} \quad (5-22)$$

また、重み関数 $W_2^{-1}(s)$ と相補感度関数Tを図5-4に、重み関数 $W_1^{-1}(s)$ と感度関数Sを図5-5に示す(但し、図5-5では $W_1^{-1}(s)$ とS(s)は約400Hzまでほぼ一致している)。実験ではこの制御器Cを双一次Z変換により離散化して実装した。この時の相補感度関数Tを測定した例を図5-6に示す。このように相補感度関数Tは、制御仕様($W_2^{-1}(s)$ で示される)を満たす形状となる。また、この制御系での位置信号のヒストグラムとスペクトルの実測値を図5-7、図5-8に示す。位置決め誤差は $\pm 0.28 \mu\text{m}$ (3 σ 値)であった。

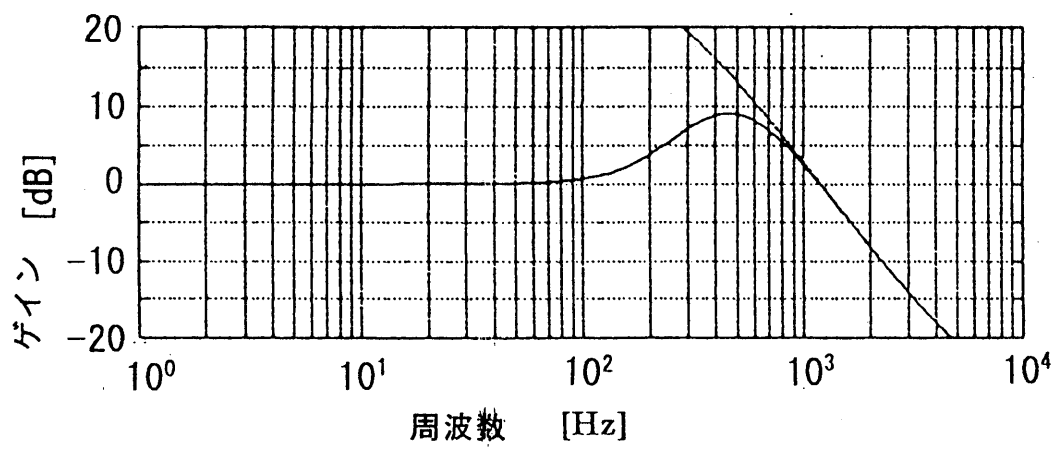


図 5-4 重み関数 $W_2^{-1}(s)$ と相補感度関数 $T(s)$ の周波数特性

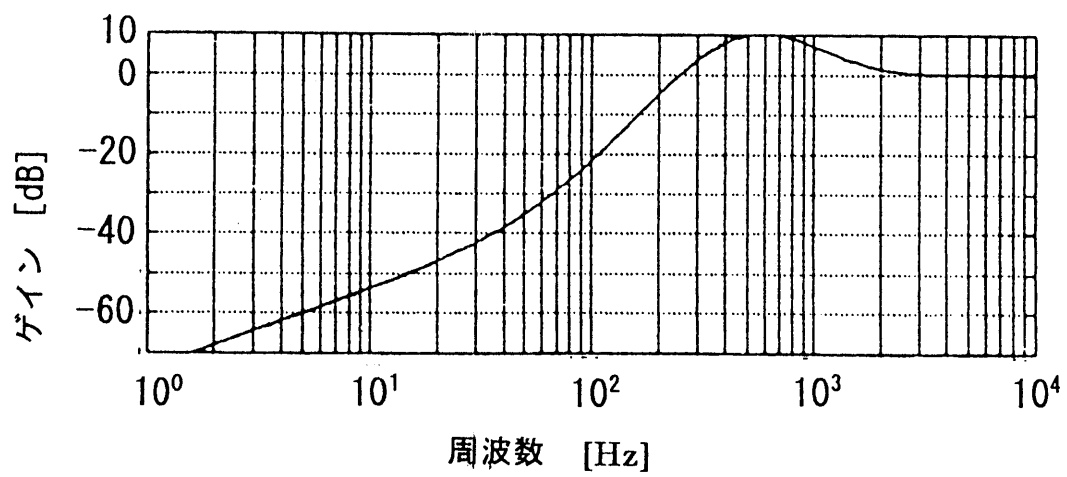


図 5-5 重み関数 $W_1^{-1}(s)$ と感度関数 $S(s)$ の周波数特性

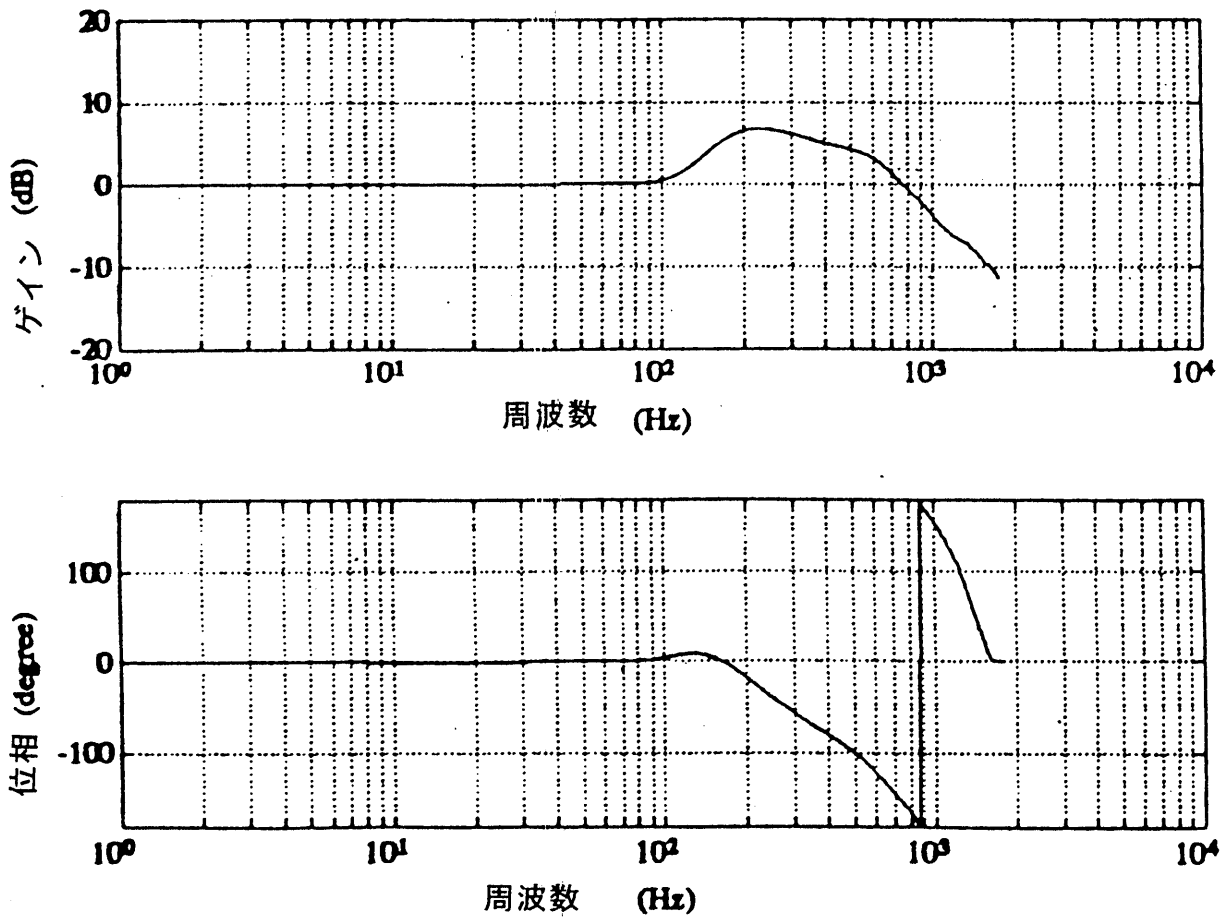


図 5-6 相補感度関数 $T(s)$ (測定値)

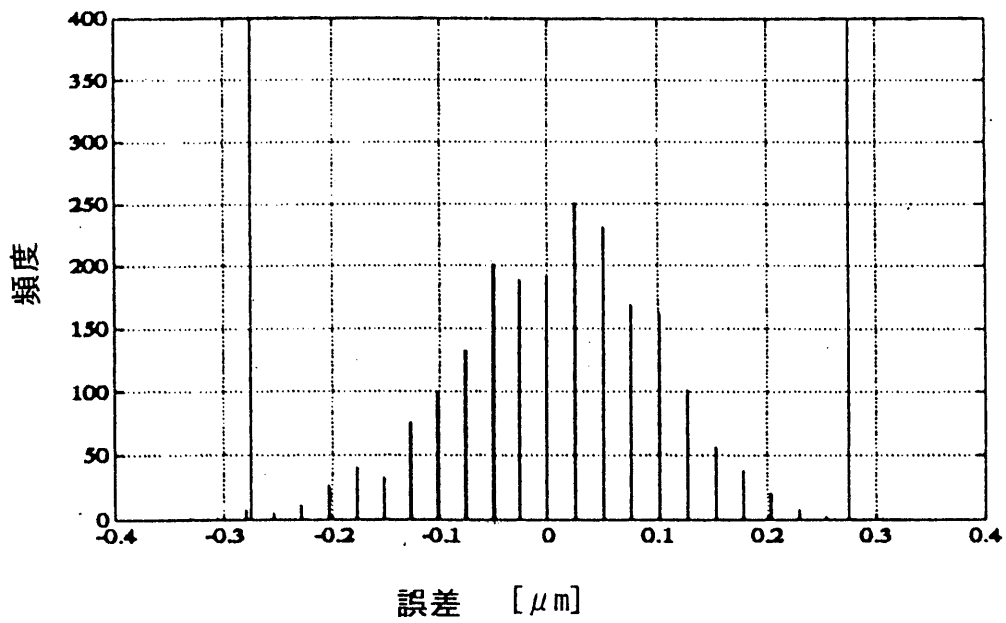


図5-7 位置信号のヒストグラム

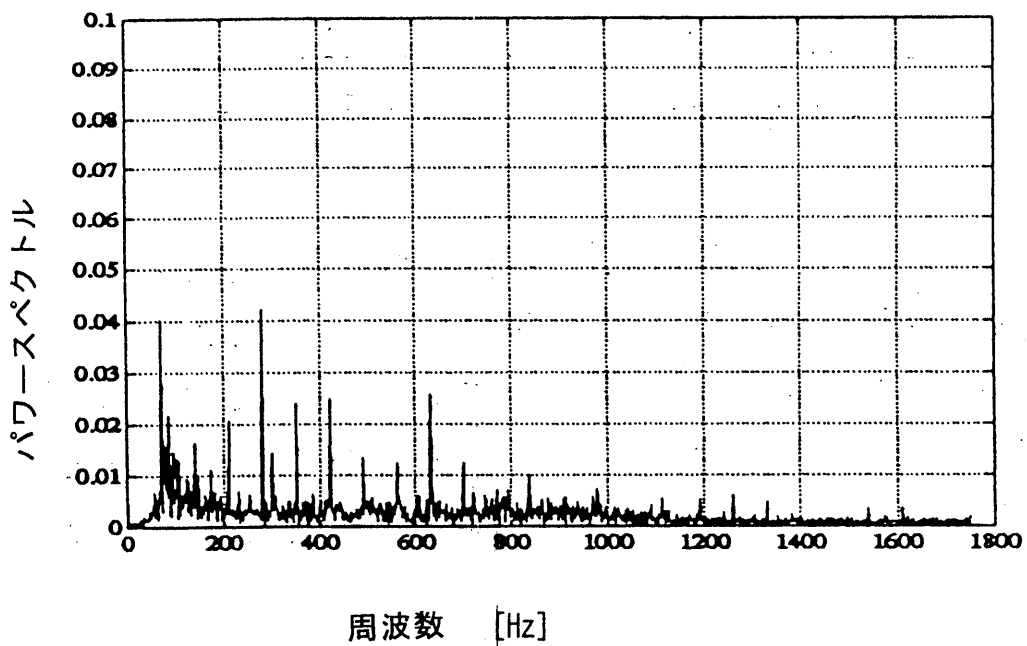


図5-8 位置信号のスペクトル

5.2.3 入力側外乱を考慮したH_∞制御器

5.2.2 では、ヘッド位置決め制御器の最適設計手法として混合感度問題による感度関数の最適化を検討したが、一層の高精度ヘッド位置決めを考えた場合、以下のような問題点から位置決め精度の向上が十分に望めないことが考えられる。

1) 出力側外乱から応答出力までの伝達関数に重みを付けた式(5-1)で評価する為、スピンドルモータの回転等による筐体の振動によるVCMの入力側外乱(加速度外乱)が間接的にしか考慮されない。

2) 制御対象の安定極、安定零点を制御器の零点、極によって極零相殺するように制御器が設計される為⁽⁷⁵⁾、低域の共振周波数に変動した場合、極零相殺したはずの振動モードが出力に現れてしまう。また、たとえVCMの1次共振点の変動がなく極零相殺が出来たとしても、入力側外乱が存在すると制御対象のモードが出力に現れてしまうことになる。従って、制御器を設計する際にはより広い外乱特性を考慮する必要がある。

3) 制御器が制御対象と極零相殺をし、且つ所望の感度特性を実現するように設計される為、制御器が高次で周波数特性が複雑な形状になる。その為、マイクロコントローラ上での実現が非常に困難である。

以上のような問題点を改善した制御器を設計できれば、同一の機構でも位置決め精度を向上できることが期待できる。

図5-1において、 d_1 は、スピンドルモータ単体の偏心成分・スピンドルモータの1次振動モード・NRRO、 d_2 は、スピンドルモータの回転による筐体の振動・外部から加えられる振動・信号ケーブル等による外力を表している。一般に、外部から加えられる外乱によって生じる定常偏差は、外乱の種類および開ループ伝達関数の形だけによっては決まらず、外乱の入る位置によって影響を受ける。従って、開ループ伝達関数のゲインを大きくするだけでは外乱による定常偏差を小さくできるとは限らない。図5-1より偏差 e を表すと式(5-23)のようになる。

$$\begin{aligned}
e(s) &= \frac{1}{1+P(s)C(s)}d_1(s) + \frac{P(s)}{1+P(s)C(s)}d_2(s) \\
&= \frac{\frac{1}{P(s)C(s)}}{1+\frac{1}{P(s)C(s)}}d_1(s) + \frac{\frac{1}{C(s)}}{1+\frac{1}{P(s)C(s)}}d_2(s)
\end{aligned} \tag{5-23}$$

式(5-23)に示すように、外乱 d_1 に関する抑圧率は開ループ伝達関数 $(P(s)C(s))$ の周波数特性によって決まるが、外乱 d_2 に関する抑圧率は開ループ伝達関数だけでなく、制御器の周波数伝達特性 $(C(s))$ によっても決まることが分かる。一般に、外乱を抑圧するためには、外乱の入る位置より前の伝達関数のゲインを大きくすることが必要である。すなわち、外乱 d_1 に対しては、外乱 d_1 が持っている周波数成分において $|P(s)C(s)|$ を大きくし、外乱 d_2 に対しては、外乱 d_2 が持っている周波数成分において $|C(s)|$ を大きくすることが必要である。

以上のことから、新たに入力側外乱特性を考慮した H_∞ 制御器を設計することを検討した。これは間接的に感度関数を評価することになる。この H_∞ 制御器を図5-9に示す拡大系⁽⁷⁶⁾に基づいて設計する。図5-9において、外乱 $\mathbf{w}^T = [w_1 \ w_2]$ から出力 $\mathbf{z}^T = [z_1 \ z_2]$ までの伝達関数行列 \mathbf{G}_{zw} は式(5-24)のように表される。

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} YW_1\theta_1 & -TW_2\theta_1 \\ SW_1\theta_2 & -RW_2\theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \tag{5-24}$$

ここで、 Y は入力外乱抑圧特性（制御対象の入力側外乱 d_2 から制御量 y までの閉ループ伝達関数）、 R は準相補感度関数（加法的摂動に対するロバスト安定性に関する閉ループ伝達関数）、 S は感度関数、 T は相補感度関数で各々式(5-25)のように表される。

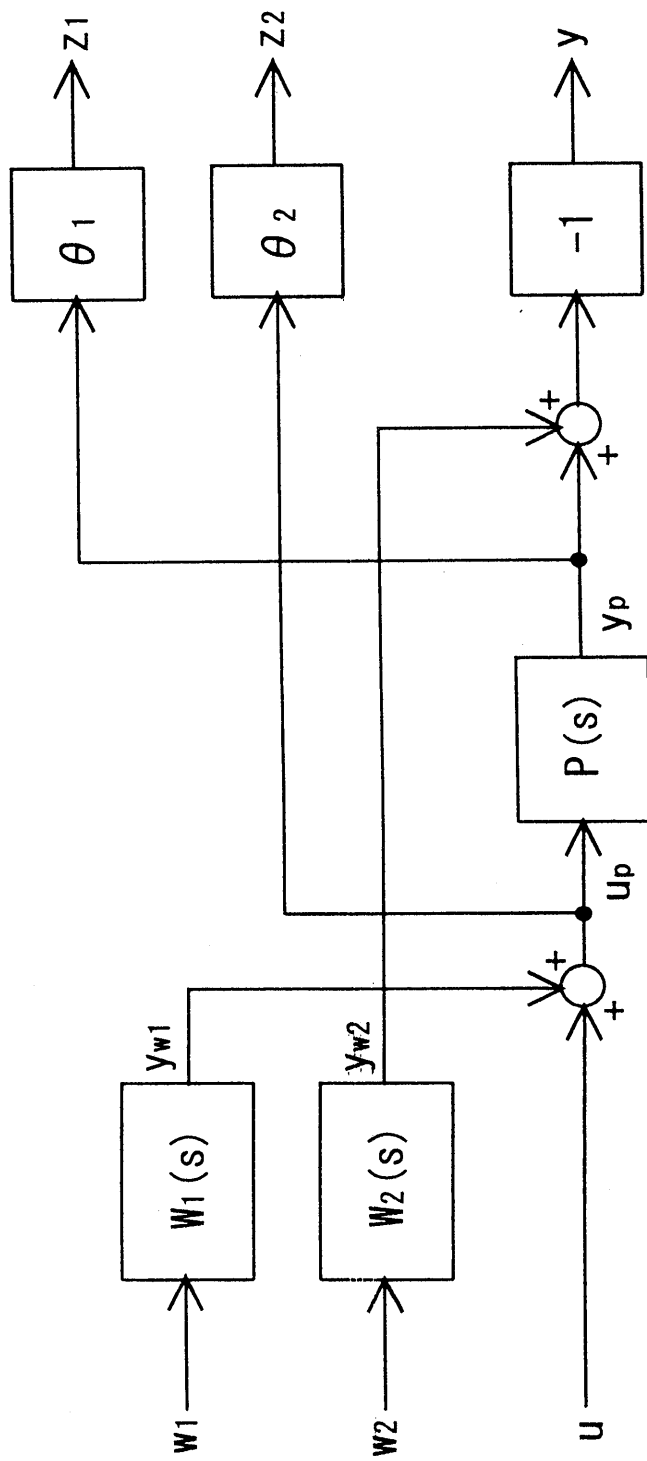


图5-9 H^∞ 制御器設計用拡大系
(入力側外乱特性を考慮)

$$Y(s) = \frac{P}{1+PC} \quad , \quad T(s) = \frac{PC}{1+PC}$$

$$S(s) = \frac{1}{1+PC} \quad , \quad R(s) = \frac{C}{1+PC} \quad (5-25)$$

また、 $W_1(s)$ 、 $W_2(s)$ は、閉ループ伝達特性の整形に用いる周波数重み関数で、 θ_1 、 θ_2 は、重み係数である。このときの H_∞ 制御問題は、閉ループ系を安定化し、式(5-26)を満たす制御器 C を求めることになる(但し、 G_{zw} は式(5-24)で与えられる)。

$$\|G_{zw}\|_\infty < 1 \quad (5-26)$$

図5-9の拡大系のブロック図において、制御対象と重み関数の最小実現を状態方程式で表現したものを式(5-27)に示す。

$$P(s) : \dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p + \mathbf{B}_p u_p \quad , \quad y_p = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p + \mathbf{D}_p u_p$$

$$W_1(s) : \dot{\mathbf{x}}_{W_1} = \mathbf{A}_{W_1} \mathbf{x}_{W_1} + \mathbf{B}_{W_1} w_1 \quad , \quad y_{W_1} = \mathbf{C}_{W_1} \mathbf{x}_{W_1} + \mathbf{D}_{W_1} w_1$$

$$W_2(s) : \dot{\mathbf{x}}_{W_2} = \mathbf{A}_{W_2} \mathbf{x}_{W_2} + \mathbf{B}_{W_2} w_2 \quad , \quad y_{W_2} = \mathbf{C}_{W_2} \mathbf{x}_{W_2} + \mathbf{D}_{W_2} w_2 \quad (5-27)$$

図5-9及び式(5-27)から一般化プラントの状態空間表現を求めると式(5-28)、式(5-29)のようになる。

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_p \\ \dot{\mathbf{x}}_{W_1} \\ \dot{\mathbf{x}}_{W_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_p & \mathbf{B}_p \mathbf{C}_{W_1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_{W_1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{W_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p \\ \mathbf{x}_{W_1} \\ \mathbf{x}_{W_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_p \mathbf{D}_{W_1} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_p \\ \mathbf{B}_{W_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_{W_2} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ u \end{bmatrix} \quad (5-28)$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ y \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \theta_1 \mathbf{C}_p & \theta_1 \mathbf{D}_p \mathbf{C}_{W_1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \theta_2 \mathbf{C}_{W_1} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{C}_p & -\mathbf{D}_p \mathbf{C}_{W_1} & -\mathbf{C}_{W_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p \\ \mathbf{x}_{W_1} \\ \mathbf{x}_{W_2} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} \theta_1 \mathbf{D}_{W_1} \mathbf{D}_p & \mathbf{0} & \theta_1 \mathbf{D}_p \\ \theta_2 \mathbf{D}_{W_1} & \mathbf{0} & \theta_2 \\ -\mathbf{D}_p \mathbf{D}_{W_1} & -\mathbf{D}_{W_2} & -\mathbf{D}_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ u \end{bmatrix} \quad (5-29)
\end{aligned}$$

式 (5-28) と式 (5-29) を用いて制御器 C を求める。

図 5-10 に制御対象 P の周波数伝達特性を示す。これは制御対象である VCM の周波数伝達特性を同定した後、制御による演算時間遅れと Z.O.H を仮定して、双一次 Z 変換を施した後、連続系近似を行いモデル化したものである。この図で低域の周波数特性には、アクチュエータが軽量であるために、アクチュエータを支持しているボールベアリングの回転バネ特性により生じる共振特性が現れている⁽⁷⁷⁾。この制御対象をモデル化した伝達関数 P を式 (5-30) とする。

$$P(s) = \frac{-1.53 \times 10^2 s^2 - 1.13 \times 10^6 s + 9.92 \times 10^9}{s^3 + 7.19 \times 10^3 s^2 + 1.57 \times 10^6 s + 1.65 \times 10^9} \quad (5-30)$$

上式をもとに最小実現した P の状態方程式の各パラメータは式 (5-31) で与えられる。

$$\begin{aligned}
A_p &= \begin{bmatrix} -7.19 \times 10^3 & -1.57 \times 10^6 & -1.65 \times 10^9 \\ 1.0 & 0 & 0 \\ 0 & 1.0 & 0 \end{bmatrix}, & B_p &= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\
C_p &= [-1.53 \times 10^2 \quad -1.13 \times 10^6 \quad 9.92 \times 10^9], & D_p &= 0 \quad (5-31)
\end{aligned}$$

ここで重み関数 $W_1(s), W_2(s)$ としてプロパーな伝達関数を選択する。具体的には、式 (5-32)、式 (5-33) とする。

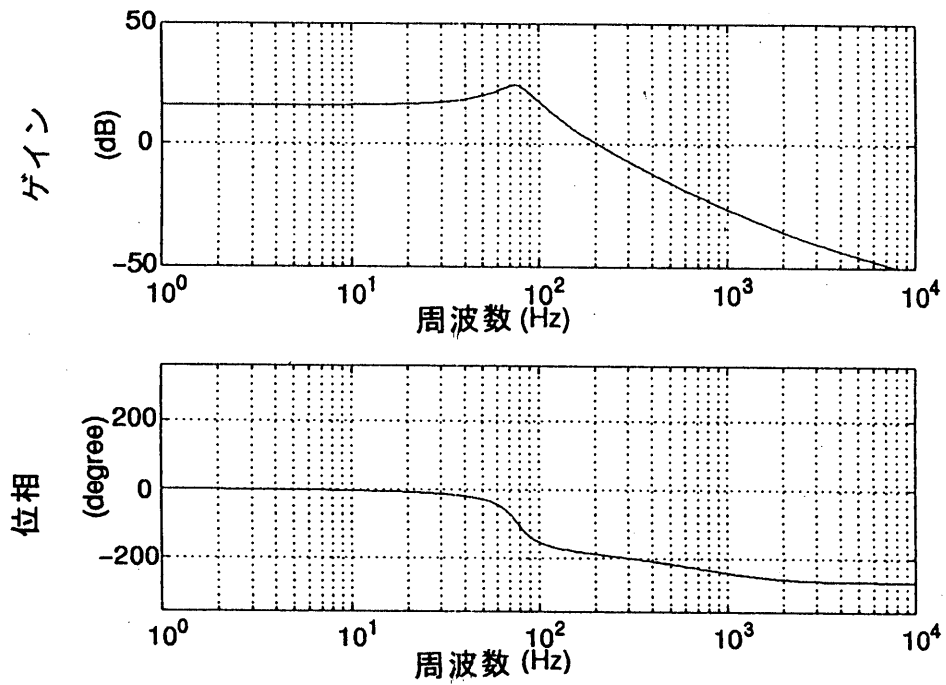


図5-10 制御対象 $P(s)$ の周波数伝達特性

$$W_1(s) = \frac{5.50 \times 10^{-2} s^3 + 1.21 \times 10^2 s^2 + 8.08 \times 10^4 s + 1.97 \times 10^7}{s^3 + 1.58 \times 10^2 s^2 + 2.09 \times 10^5 s + 1.31 \times 10^5}$$

$$A_{w1} = \begin{bmatrix} -1.58 \times 10^2 & -2.09 \times 10^5 & -1.31 \times 10^5 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_{w1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5-32)$$

$$C_{w1} = [1.12 \times 10^2 \quad 6.94 \times 10^4 \quad 1.97 \times 10^7], \quad D_{w1} = 5.50 \times 10^{-2}$$

式(5-24)に示すように、この W_1 は入力外乱抑圧特性 Y (制御対象の入力側外乱 d_2 から制御量 y までの閉ループ伝達関数)にかかる周波数重み関数で、これにより入力外乱抑圧特性の周波数特性を陽に指定することができ、アクチュエータに加わる特定周波数の加速度外乱を抑圧することが期待できる。

$$W_2(s) = \frac{8.77 \times 10^{-1} s + 5.51 \times 10^3}{s + 6.28 \times 10^4}$$

$$A_{w2} = -6.28 \times 10^4, \quad B_{w2} = 1 \quad (5-33)$$

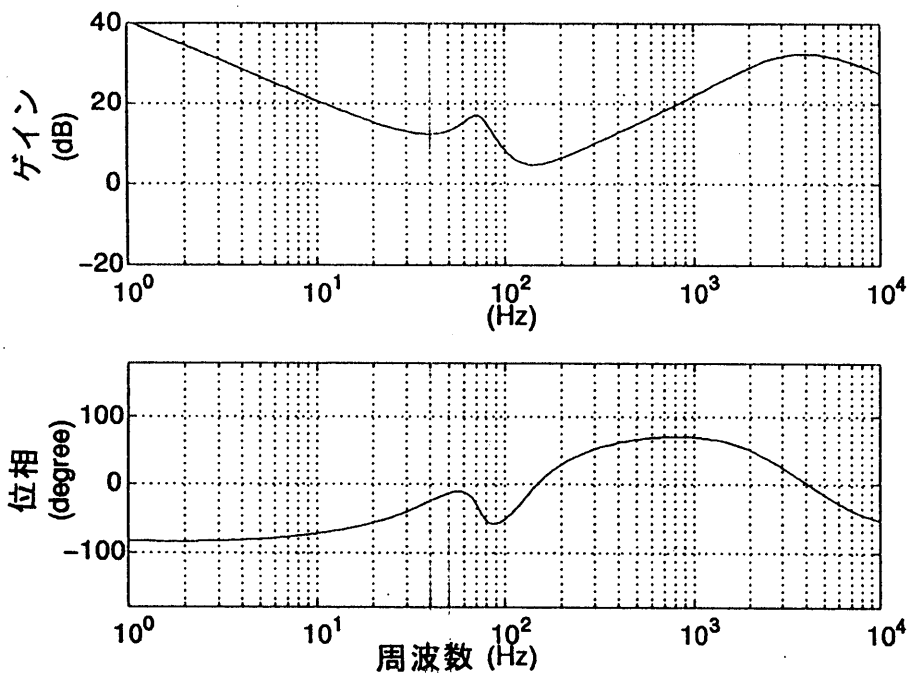
$$C_{w2} = -4.96 \times 10^4, \quad D_{w2} = 8.77 \times 10^{-1}$$

また、 $\theta_1 = 8.70$ 、 $\theta_2 = 6.67 \times 10^{-2}$ とする。これらのパラメータを式(5-28)、式(5-29)の一般化プラントに代入して、K.Gloverらのアルゴリズムに従って制御器 C を求める。制御器 C の伝達関数を式(5-34)に示す。

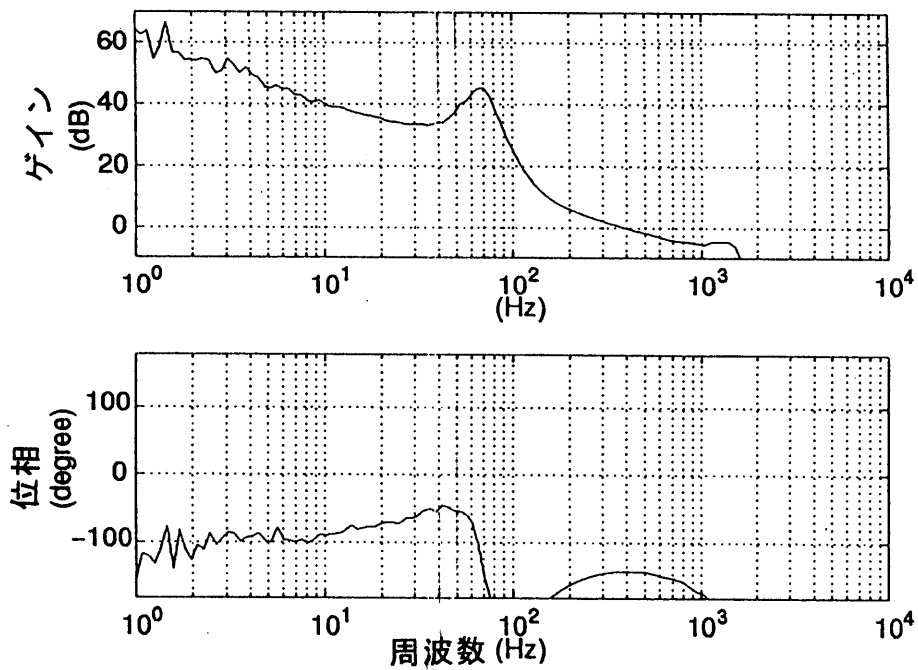
$$C(s) = \frac{1.57 \times 10^6 s^5 + 1.31 \times 10^{10} s^4 + 1.60 \times 10^{13} s^3 + 1.32 \times 10^{16} s^2 + 5.08 \times 10^{18} s + 9.17 \times 10^{20}}{s^6 + 4.72 \times 10^4 s^5 + 9.67 \times 10^8 s^4 + 6.69 \times 10^{12} s^3 + 1.23 \times 10^{15} s^2 + 1.36 \times 10^{18} s + 8.55 \times 10^{17}}$$

(5-34)

図5-11(a)は、求めた制御器 C の周波数伝達特性である。スピンドルモータの振動外乱を抑圧するために70Hz近傍の利得が大きくなるようになっている。また、低域では定常偏差を抑圧するために積分特性が実現されている。高域では系の安定性を保証するために位相進み特性が実現されている。さらに、制御帯域以上の周波数帯域では、信号雑音や機構の高次モードなどの影響を小さくするためにローパス特性となっている。実験ではこの制御器 $C(s)$ を双一次Z変換により離散化して実装した。図5-11(b)は、制御器 C を実装して測定した開ループ周波数伝達特性である。安定余裕に関しては、位相余裕40度、利得余裕6dBが



(a) 制御器 $C(s)$

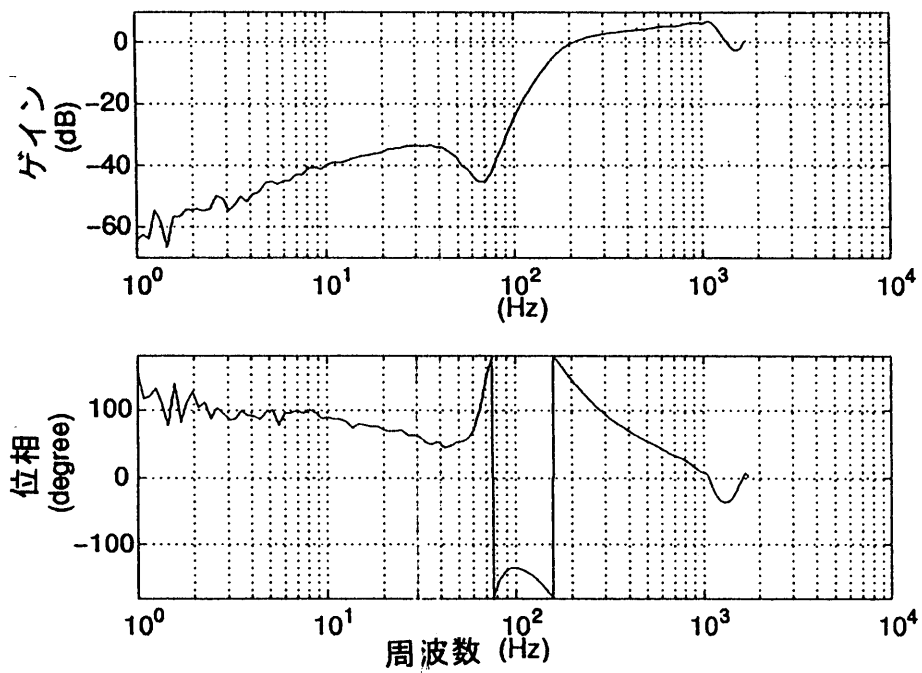


(b) 開ループ周波数伝達特性 $[P(s)C(s)]$

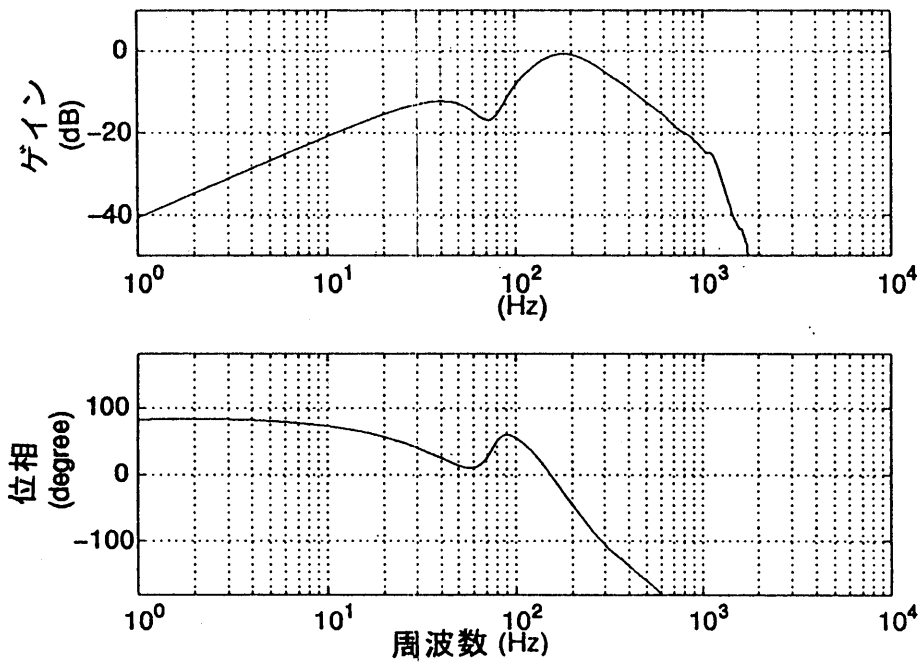
図 5-1 1 制御器 $C(s)$ の周波数伝達特性と開ループ周波数伝達特性

確保されている。また、70 Hz 近傍の利得も十分大きくなっていることが分かる。

図5-12(a), (b)は感度関数S及び入力外乱抑圧特性Yを測定した結果である。これらの図より、制御対象の出力側、入力側の外乱とも150 Hz以下の周波数帯域で十分に抑圧されていることが分かる。特に感度関数においては、70 Hz 近傍の利得が40 dB以上低下しており、スピンドルモータの軸振れによる偏差を十分に抑圧できることを示している。このときの位置信号のヒストグラムとスペクトルを図5-13(a), (b)に示す。これらの結果から、位置決め誤差を $\pm 0.18 \mu\text{m}$ (3 σ 値)以下にできることが分かる。しかしながら、図5-13(b)の位置信号のスペクトルを見ると、確かに制御帯域内では、位置決め偏差を抑圧しているが、制御帯域外で特定周波数のスペクトルが大きく出ていることが分かる。これはサーボパターン記録時のスピンドルモータの軸振れや玉通過振動を起因とするスピンドルモータの軸振れなどをその発生原因としていわれる。また、感度関数Sは制御対象がサンプル値制御系のため非最小位相系となることから、Water-bed-effectにより⁽⁷⁸⁾、高域において感度ゲインが大きくなっており、これもまた位置決め精度を劣化させる要因となっている。

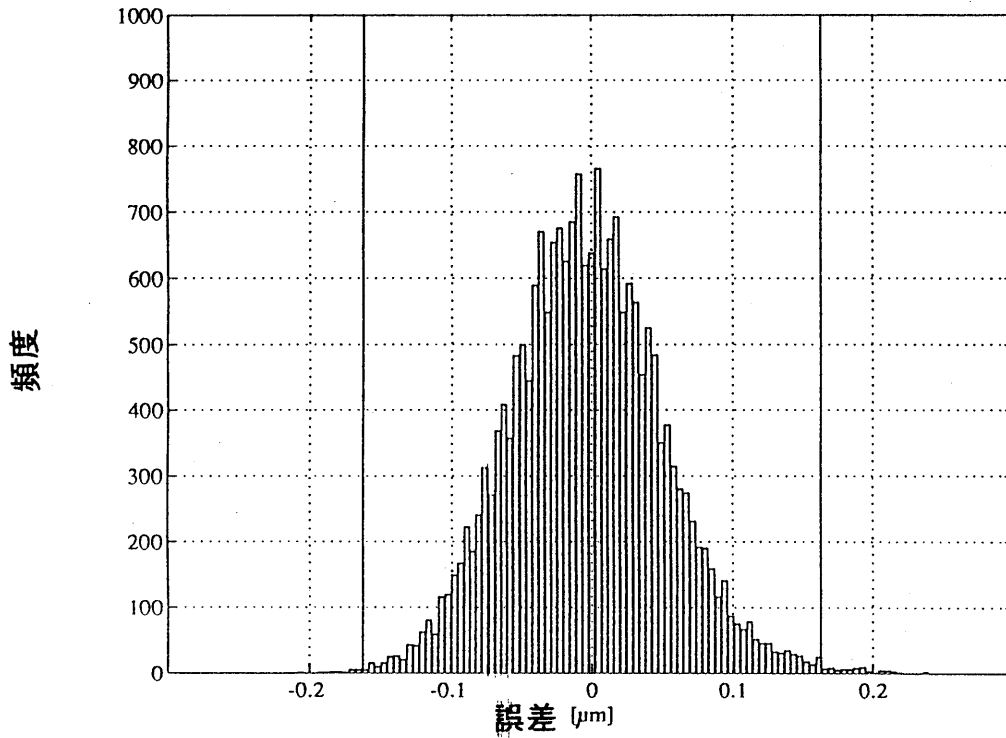


(a) 感度関数

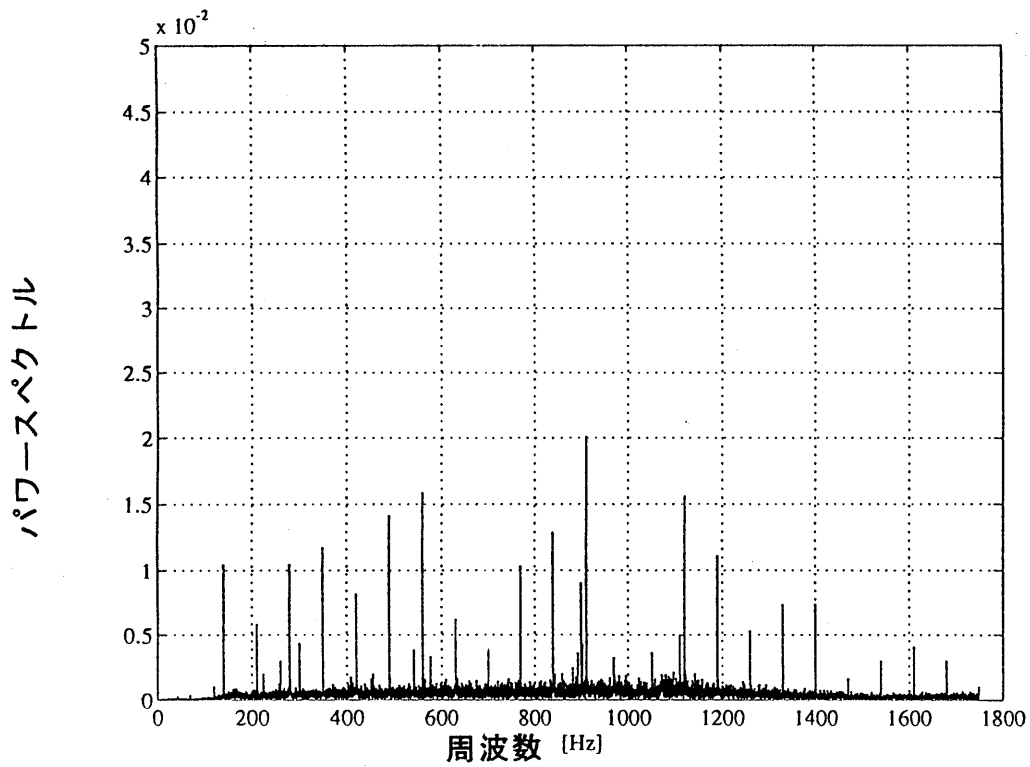


(b) 入力側外乱抑圧特性

図 5-1 2 感度関数と入力側外乱抑圧特性



(a) ヒストグラム



(b) スペクトル

図5-13 位置信号のヒストグラムとスペクトル

5.3 議論およびまとめ

小形磁気ディスク装置のトラック追従制御系の設計に H_{∞} 制御理論を適用して制御系の最適化による位置決め精度改善の効果を検討した。混合感度問題で設計した制御器と入力外乱を考慮した H_{∞} 制御器との制御性能の差異とその位置決め精度改善の効果について明らかにした。その結果 H_{∞} 制御器により、セクタサーボ方式を用いたデジタル制御系を2.5インチHDDに適用した系において、位置決め誤差 $\pm 0.18 \mu\text{m}$ 以下が実現できることを確認した。この値は、トラック密度263tracks/mm (6700TPI)程度が実現可能であることを示している。

しかしながら、定常状態における位置信号の周波数スペクトルを見ると、制御帯域内では、位置決め偏差を抑圧しているが、制御帯域外で特定周波数のスペクトル、特にスピンドルモータの回転同期成分が大きく出ていることが分かる。これはサーボパターン記録時のスピンドルモータの軸振れや玉通過振動を起因とするスピンドルモータの軸振れなどをその発生原因としていると考えられる。また、感度関数 S は制御対象がサンプル値制御系のため非最小位相系となることから、Water-bed-effectにより高域において感度ゲインが大きくなっている。これは、回転同期成分の高次成分をかえって増幅する結果となり、位置決め精度を劣化させる要因となっている。このような現象への制御的な観点からの対策は第6章で検討する。また、機構的な対策としては、高次の軸振れ成分を有さない流体軸受けの採用やスピンドルモータの支持部であるボールベアリングの最適化による高次軸振れ成分の抑圧が考えられ、制御と機構の最適化の観点から今後の課題とする。

第6章 フィードフォワード補償法による 位置決め精度の改善

6.1 はじめに

5章において、特定周波数領域の外乱に着目した閉ループ伝達関数の形状整形による位置決め精度向上の効果について明らかにした。しかし、この方式では、制御帯域内では位置決め偏差を抑圧しているが、制御帯域外では特定周波数のスペクトルが大きく出るといった問題点があった。この問題点を解消するため、本章では、まずFT法及びMEMを使った位置信号のスペクトル解析により周波数スペクトルを求め、その時間変動特性の一部を明らかにする⁽⁷⁹⁾。さらに、この特性をもとに制御帯域外の位置決め偏差を抑圧する制御器を検討する。具体的には、適応フィルタを応用した回転に同期した外乱に対するフィードフォワード補償法を提案し、その位置決め精度改善効果と本補償法の問題点について述べる⁽⁸⁰⁾。回転同期成分（RRO成分）に着目して、その成分を抑圧する試みは、内部モデル原理に基づく繰返し制御による方式⁽⁸¹⁾や適応制御による補償方式⁽⁸²⁾が提案されている。しかし、これらの報告ではRRO成分の低減効果を明らかにしているものの、位置決め誤差の挙動や時間応答特性には触れていない。

6.2 位置信号の特性解析

6.2.1 解析法の概要

位置信号の性質は制御器を設計する上での重要な指針となる。ここでは、位置信号のスペクトル解析とその時間変動解析により、特定周波数の外乱を抑圧するフィードフォワード補償器の設計指針を明らかにすることを目的とする。以下

解析手法を示す。

A) フーリエ変換法 (F T法) セクタサーボ方式を使用したヘッド位置決め制御系では位置信号は離散的に得られる (実験系の詳細は 6.3.1 で述べる)。特にこの制御系では位置を示す情報自体がディスク上に離散的に記録されており、しかもディスク一回転あたりのサンプル数が必要とする制御帯域から考えて少ないため⁽⁸³⁾、離散的に得られる位置信号そのものを制御系の基準信号として使う必要がある。すなわち、連続時間信号をアンチエイリアシングフィルタに通し、その後サンプルするという通常のデジタル制御系の手法が使用出来ない条件下にある。ここでは得られた位置信号から以下の処理によりスペクトルを求める。

F T法-1: トラックごとの位置信号の変動を観測することを目的とする。このため周波数分解能を高く、且つ、S/N を十分に確保するため各トラックで離散的に得られた位置信号 $e(n)$ を長時間測定し、位置信号 $e(n)$ の平均 $\overline{e(k)}$ を式(6-1)により求める。この信号を基に、式(6-2)により離散フーリエ変換を行って、パワースペクトルを求める。

$$\overline{e(k)} = \frac{1}{M} \left(\sum_{m=0}^{M-1} e(k+r \cdot m) \right) \quad (k=0,1,\dots,r-1) \quad (6-1)$$

$$F(jk\Delta\omega) = \sum_{l=0}^{r-1} \overline{e(kT)} \exp\left(-j\frac{2\pi}{r} l \cdot k\right) \quad (6-2)$$

$$\text{ただし、} \Delta\omega = \frac{2\pi}{rT}$$

ここで、 r :周波数分解能を決めるサンプル数、 M :任意の自然数である。実験では、 $r=2000$ (ディスク40回転分のサンプル数)、 $M=16$ とした。このとき、サンプリング周期 $T=1/(70 \times 50)$ [s]であるからスペクトルの周波数分解能は、 $\Delta f = \Delta\omega / 2\pi = 1.75$ [Hz]となる。

F T法-2: 同一トラックでのスペクトルの時間変動を観測することを目的とする。位置信号 $e(n)$ を式(6-3)により、複数の領域に分割して式(6-4)の離散フーリ

エ変換を施すことにより短時間のスペクトルを求める。

$$e_i(k) = e(k + i \cdot r) \quad (i = 0, 1, 2, \dots) \quad (6-3)$$

$$F_i(jk\Delta\omega) = \sum_{l=0}^{r-1} e_i(kT) \exp\left(-j \frac{2\pi}{r} k \cdot l\right) \quad (6-4)$$

ここで、 r ：周波数分解を決めるサンプル数 である。実験では周波数分解能を考慮して $r = 500$ (ディスク 10 回転分のサンプル数) とした。このときのスペクトルの周波数分解能は $\Delta f = 7$ [Hz] となる。

B) 最大エントロピー法 (MEM)

F T 法では周波数分解能を上げるためには長時間の観測データを必要とする。すなわち、本実験系の場合多くのサンプル数を必要とする。その結果、時間分解能が低下するという性質がある。ここでは MEM により比較的少ないサンプル数で周波数分解能の良いスペクトルを求め、その時間変動を観測することを目的とする。位置信号 $e(n)$ を F T 法-2 と同様に式 (6-3) により複数の領域に分割して、各々から自己回帰モデルを求め、式 (6-5) によりパワースペクトル $S(f)$ を求める。

$$S(f) = \frac{P_l \cdot \Delta t}{\left| 1 + \sum_{i=1}^m a_{li} \exp(-j2\pi f i \Delta t) \right|} \quad (6-5)$$

ここで、 l ：自己回帰モデルの次数、 a_{li} ：次数 l における自己回帰係数、 P_l ：定常白色雑音の分散 である。なお、実験では自己回帰モデルの次数を赤池の判定法 (A I C) に従い⁽⁸⁴⁾、 $l = 3\sqrt{r} \approx 67$ とした。

6.2.2 解析結果と検討

図 6-1 にフィードフォワード補償を行わない場合の位置信号の解析結果を示す。これは F T 法-1 によるトラックごとの位置信号のパワースペクトラムの相

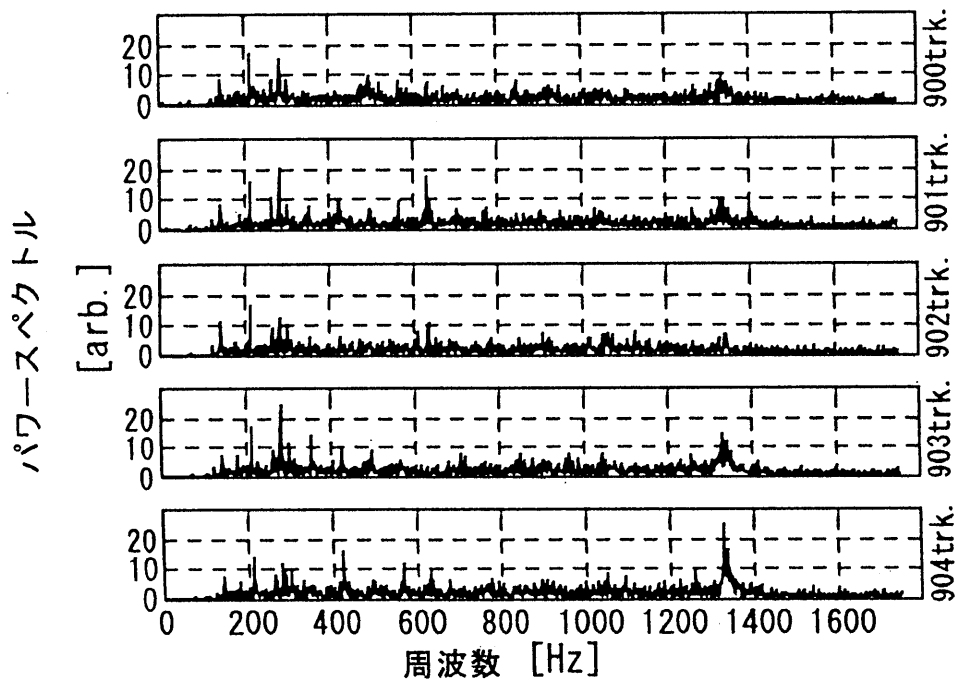


図6-1 トラック毎の位置信号スペクトル
(F T 法-1 で解析)

違を示したものである。この図より、位置信号に R R O 成分 $K \times 70$ ($K = 3, 4, 5, \dots$) が顕著に現れているが、そのパワーはトラックにより異なることが分かる。この R R O 成分は位置信号記録時（サーボパターンライト時）におけるスピンドルモータの振動の影響により、理想的には位置信号が真円に記録されるところが歪んで記録されたことに起因していると考えられる。この様に R R O 成分が顕著に現れる系では、フィードフォワード補償法による周期成分抑圧が有効な制御方法であることを示唆している。また、トラックごとのパワーの変動は、サーボパターンライト時のモータボールベアリングの転動体通過振動による一回転周期以下の低周波数（20～30 Hz）成分の影響によるものと推測される。

図 6-2 は、同一トラックでの位置信号の時系列を一定時間（500 サーボセクタ：但し 1 セクタ = $286 \mu s$ ）ごとに区切って表示したものである。長周期の変動は制御器の積分特性により抑圧されている。このため、位置信号はガウス雑音的変動として観測される。図 6-3 は、図 6-2 のデータを基に F T 法-2 でスペクトル解析を行った結果である。R R O 成分はおおよそ観測されるものの、その周波数は明確に分離できていない。このため N R R O（回転非同期）成分か R R O 成分かの同定が困難である。一方、図 6-1 の様に長時間の時系列からスペクトルを求めた場合、周波数分解能は高くなるものの時間変動が観測出来なくなってしまう。図 6-4 は、図 6-2 のデータを基に M E M でスペクトル解析を行った結果である。この結果より、R R O 成分のうち 210、280、490 Hz の成分が特に大きいこと、R R O の各成分が時間変動していることが分かる。さらに、若干の N R R O 成分も観測できる。また、これらの R R O、N R R O 成分ともその周波数は安定している。

以上の結果から回転同期振れに対するフィードフォワード補償法は、サーボパターンライト時のトラックの歪みに起因する R R O 成分の抑圧に関しては有効と考えられる。しかし、装置稼動時の位置信号には既に述べたようにトラックご

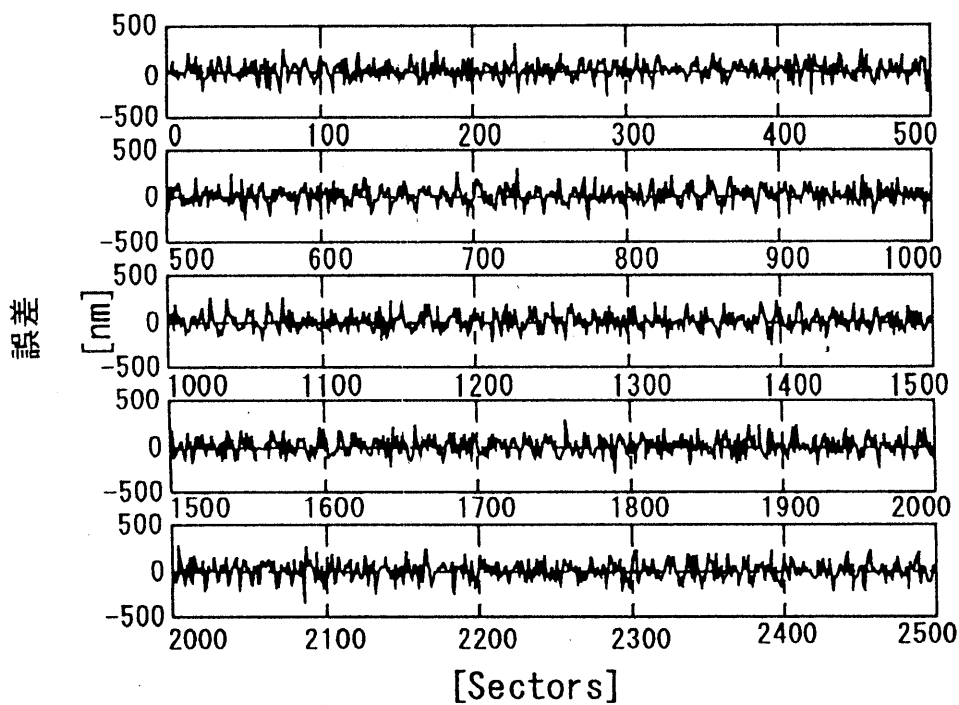


図6-2 同一トラックでの位置信号の時系列

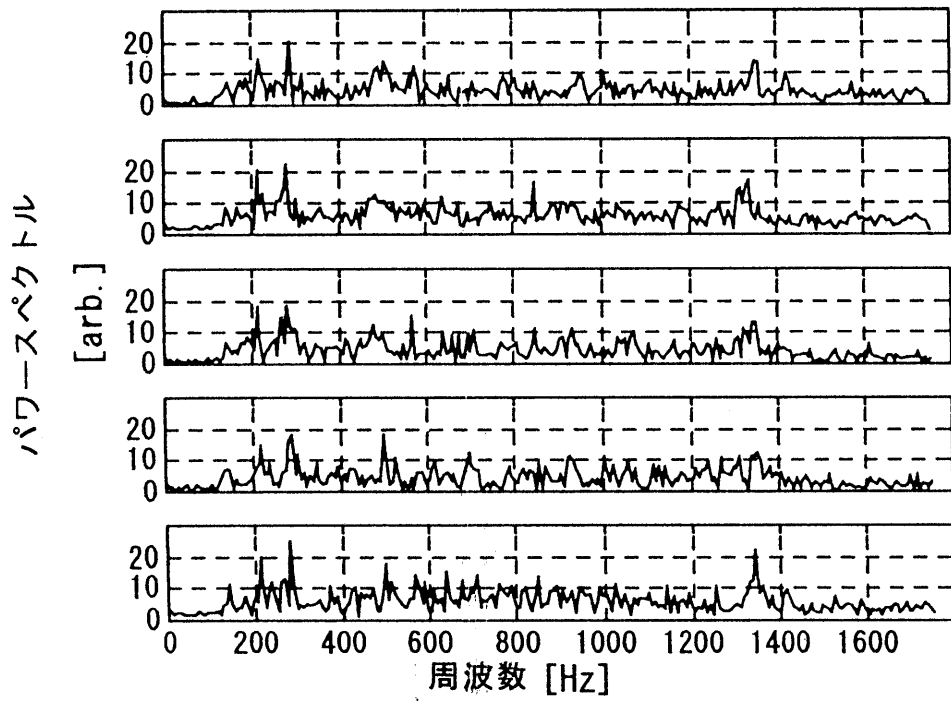


図6-3 同一トラックでの位置信号スペクトル
(FT法-2で解析)

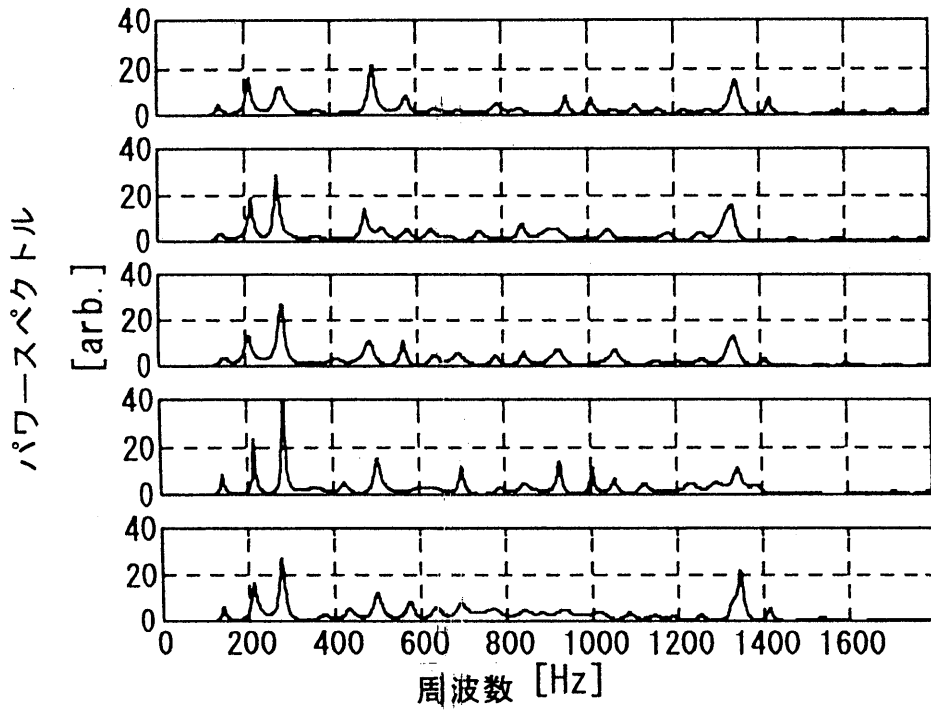


図6-4 同一トラックでの位置信号スペクトル
(MEMで解析)

との成分の変動やモータ振動等，他の外乱も加わるためその周波数成分が時間変動する．従って，フィードフォワード制御信号を適応的に変化させることが重要であるといえる．

6.3 適応フィルタによるフィードフォワード補償

5章で H_∞ 制御理論に基づき特定周波数領域の外乱に着目した閉ループ伝達関数の形状整形を検討し，制御系最適化による位置決め精度改善に関して明らかにした．この手法はディスク回転の同期成分（以下RR0成分）の低周波数域成分の抑圧には非常に有効であるが，小形HDDで使用されるようなデジタル制御系では系の安定性とのトレードオフになり，せいぜい2次高調波成分までしか抑圧できないという問題を有している．実際，5.2の位置信号のスペクトル（図5-12）から分かるように，高域において回転同期の周波数成分が顕著に現れている．これはサーボパターン記録時のスピンドルモータ軸振れがサーボ情報として記録されるため，回転同期成分として位置信号に現われてくるものと考えられる．従って，これらの $m \cdot f_0$ （ $m=1,2,\dots,N/2$ ； f_0 ：スピンドルモータの回転周波数， N ：セクタ数）成分を抑圧すること，すなわちサーボパターンの歪みに対する追従性能を上げることが位置決め精度向上に有効と考えられる．

このRR0成分抑圧の要求に対して，内部モデル原理に基づく繰返し制御による方式⁽⁸⁵⁾や適応フィルタによる補償方式⁽⁸⁶⁾が提案されている．しかし，これらの報告ではRR0成分の低減効果を明らかにしているものの，位置決め誤差の挙動には触れていない．ここでは，RR0成分抑圧法として適応フィルタ理論に基づくフィードフォワード補償による構成を提案するとともに，これを実現する上で問題となる制御系の時間応答特性をシミュレーションにより検討する．また，位置決め誤差信号（以下位置信号）のスペクトルの時間変動解析により，本制御法の課題を明らかにする．

6.3.1 制御系の構成

図6-5に本研究で対象とする小形HDDのヘッド位置決め情報の構成図を示す。小形HDDでは、通常セクタサーボ方式が用いられている。これは図6-5に示すように、ディスク媒体上のトラックをセクタと称する複数のエリアに分割し、このセクタの一部、すなわち、サーボセクタにヘッド位置決め情報を記録しておき、磁気ヘッドがこの位置決め情報を読み取り、制御器はこの情報に従ってアクチュエータを位置決め制御する方式である。従って、本制御系は本質的にデジタル閉ループ制御系となる。

図6-6にヘッド位置決め制御系の構成図を示す。実験はトラック密度139tracks/mm (3500TPI)、サーボセクタ数50、ディスク回転数4200rpm (70Hz)の2.5インチHDDで行なった。主ループの制御器は H_{∞} 制御理論に基づき設計し¹⁾、双一次Z変換により離散化してデジタルシグナルプロセッサ(以下DSP, TI社製:TMS320C31)に実装した。また、信号の入出力には12bitのA/D, D/A変換器を使用した。また、位置信号はこのA/D変換器により離散化データに変換され、DSPを介してパーソナルコンピュータにも転送されるようになっている。

図6-7に制御系の閉ループ伝達特性(感度関数)を示す。これは外乱抑圧特性を意味している。この制御系の主ループのゲイン交差周波数は、主にサンプリング周波数より決まる制御系の安定性を達成するために380Hzとなっている。また、制御器に共振特性を持たせることにより70Hz及び140Hzのスピンドルモータの回転に同期した外乱(RRO成分)を特に大きく抑圧する制御特性となっている。しかし、後述のように210Hz以上のRRO成分に対してはむしろ増幅特性となっており、この領域でのRRO成分の抑圧がポイントとなる。

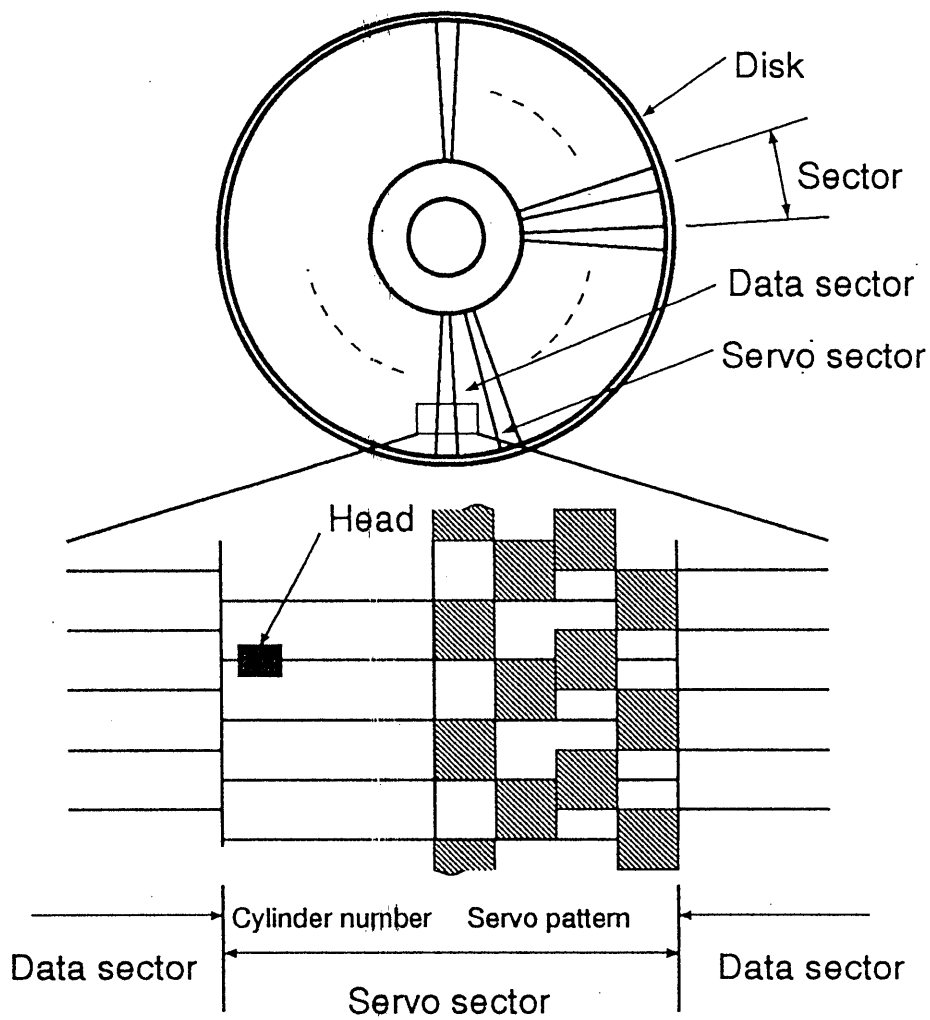


図6-5 小形HDDのヘッド位置決め情報の構成図

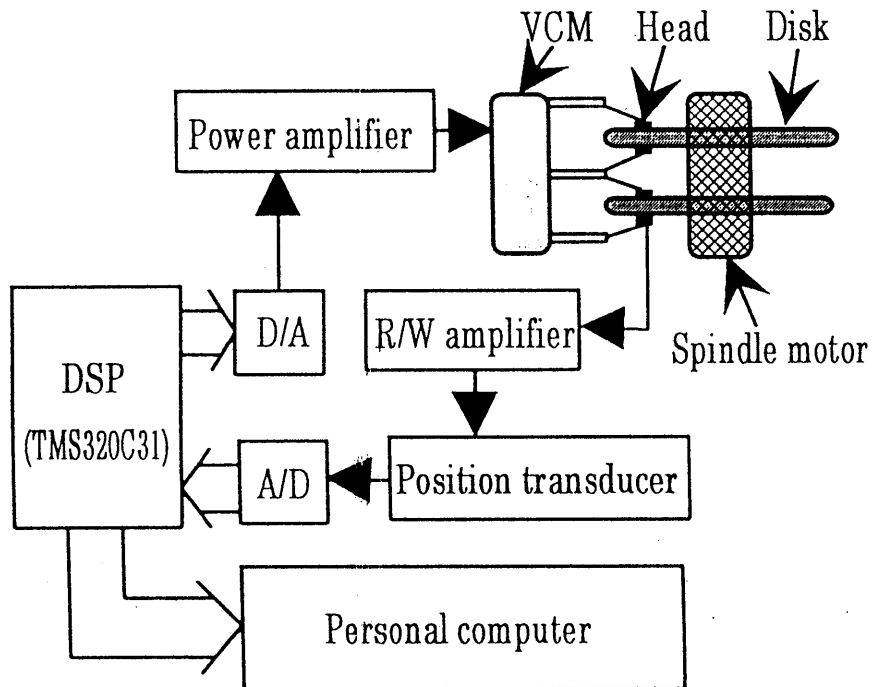


図 6-6 DSPによるヘッド位置決め制御系の構成図

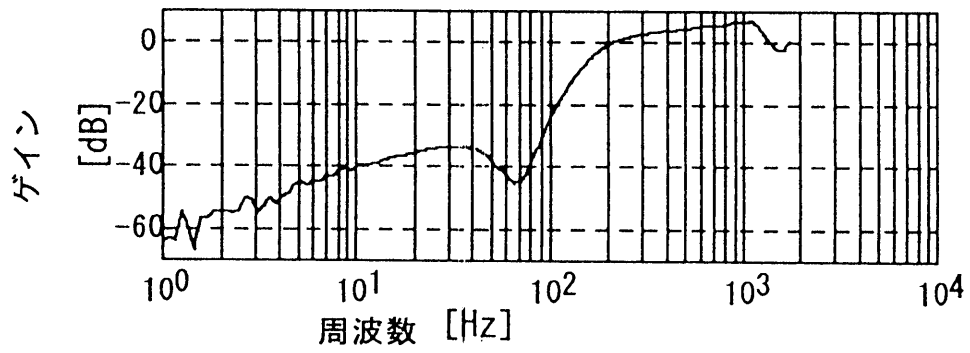


図6-7 制御系の閉ループ伝達特性（感度関数）

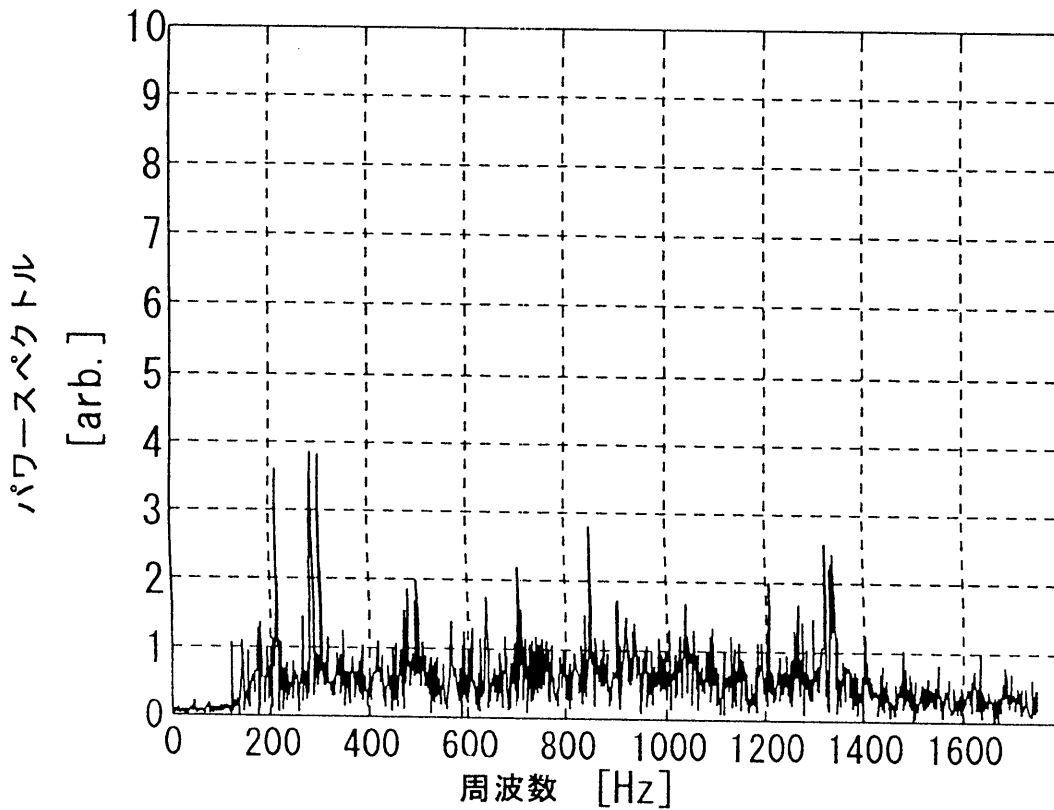


図6-8 位置信号のスペクトル
(F T 法-1 で解析)

6.3.2 適応フィルタの構成

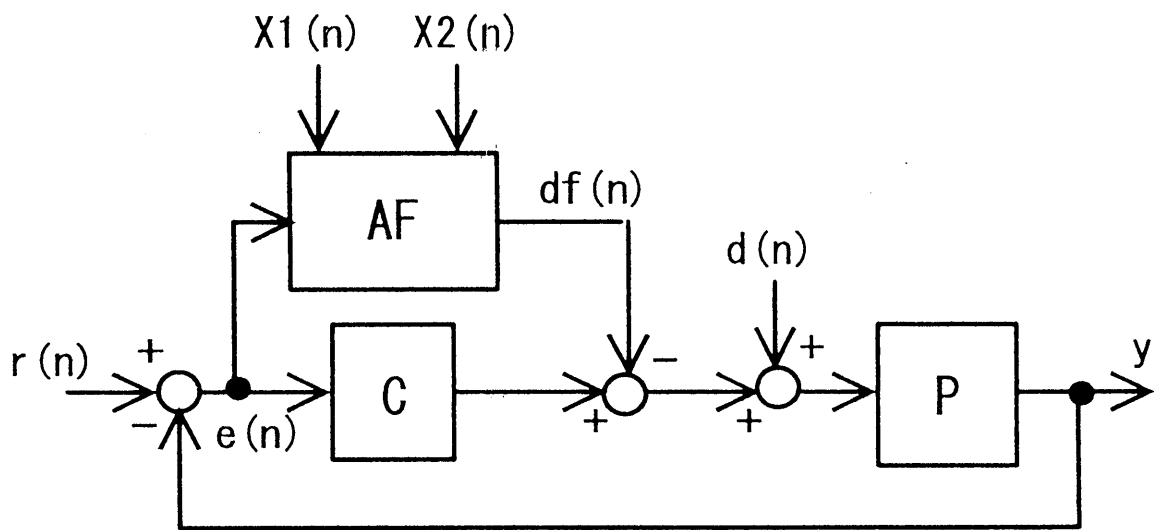
図6-8は、主ループの制御器だけでヘッド位置決めしたときの位置信号のスペクトルをFT法-1で求めた例である。この図より分かるように、主ループの制御器で抑圧できない210Hz以上のRR0成分が顕著に現れている。これは、サーボパターン記録時のスピンドルモータ軸振れがサーボ情報として記録されるため、回転同期成分として位置信号に現われてくるものと考えられる⁽⁸⁷⁾。従って、これらの $m \cdot f_0$ ($m=1,2,\dots,N/2$; f_0 :スピンドルモータの回転周波数, N :1回転あたりのセクタ数)成分を抑圧すること、すなわちサーボパターンの歪みに対する追従性能を上げることが位置決め精度向上に有効であろう。これを実現する手法として、単純には特定周波数の周期データを記憶しておきフィードフォワード補償で制御対象に加える方式が考えられる。しかし、6.2.2で示したように異なったトラックではサーボパターン記録時のスピンドルモータの軸振れも異なるため周波数 $m \cdot f_0$ は同じでも振幅が異なるという現象があり、このような直接的な方式は実用的ではない。ここでは、適応フィルタ理論に基づいてフィードフォワード信号を適応的に変化させる方式を試みる。すなわち、 $m \cdot f_0$ 成分に着目して適応フィルタにより周期的信号をトラックごとに修正し、その信号をフィードフォワードで制御対象に加える方式を検討し、その効果を明らかにする。

図6-9にフィードフォワード補償を使用したトラック追従制御系のブロック図を示す。位置信号のスペクトル解析から分かるように、観測される偏差信号がRR0成分を有していることから、制御対象 p にトラック位置情報の振れに等価な加速度外乱 d が加わっていると考え、 d の回転同期成分のサンプル点上での値は式(6-6)で表される。

$$d(n) = \sum_{m=1}^{N/2} d_m \sin\left(\frac{2\pi m n}{N} + \phi_m\right) \quad (n=1,2,3,\dots) \quad (6-6)$$

ここで、 N :セクタ数, d_m :各周波数成分の振幅, ϕ_m :各周波数成分の位相である。

フィードフォワード補償信号 $df(n)$ とこの $d(n)$ が等しいとき偏差信号から回転同期の周期的成分が除去できることになる。このことから $df(n)$ を式(6-6)で



P	:VCM	AF	:Adaptive Filter
C	: H_{∞} controller	df(n)	:Feedforward signal
e(n)	:Positioning signal	d(n)	:Disturbance
r(n)	:Reference signal		

図6-9 フィードフォワード補償法を使用した
トラック追従制御系のブロック図

与えられる信号とすれば良いことになるが、6.2.2で示したように d_m 及び ϕ_m は各トラックで変動すると考えられる。従って、 $df(n)$ を適応的に変化させる必要がある。ここでは、代表的な適応アルゴリズムである LMS(least-mean-square)アルゴリズム⁽⁸⁸⁾により、 $df(n)$ の最適値を求めることを検討する。

適応フィルタへのタップ入力を $x(n)$ 、フィルタ係数を $h(k,n)$ とすると、 $df(n)$ は式(6-7)で与えられる。

$$df(n) = \sum_{k=1}^N h(k,n)x(n-k+1) \quad (n=1,2,3,\dots) \quad (6-7)$$

タップ入力は式(6-8)で表される。

$$x(n) = \sum_{m=1}^{N/2} d_r \sin\left(\frac{2\pi mn}{N} + \phi_r\right) \quad (6-8)$$

ここで、 N :セクタ数、 d_r :各周波数成分の振幅、 ϕ_r :各周波数成分の位相である。また、タップ入力ベクトル及びフィルタ係数ベクトルを式(6-9)で表す。

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(n) &= [x(n) \quad x(n-1) \quad \dots \quad x(n-N+1)]^T \\ \mathbf{H}(n) &= [h(1,n) \quad h(2,n) \quad \dots \quad h(N,n)]^T \end{aligned} \quad (6-9)$$

係数ベクトルの更新値 $\mathbf{H}(n+1)$ は式(6-10)で定義する。

$$\mathbf{H}(n+1) = \mathbf{H}(n) + \mu e(n)\mathbf{Z}(n) \quad (6-10)$$

ここで、 μ はステップサイズパラメータ、 $\mathbf{Z}(n)$ は式(6-11)で定義する推定タップ入力ベクトルである。

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}(n) &= [z(n) \quad z(n-1) \quad \dots \quad z(n-N+1)]^T \\ z(n) &= \sum_{i=0}^{N-1} x(n)P'(n-i) \end{aligned} \quad (6-11)$$

但し、 $P'(n)$ は制御対象 $P(s)$ をモデル化したもののインパルス応答である。ここで式(6-10)は、以下の検討から定義した。

$df(n)$ を制御対象 $P(s)$ に与えた時、回転同期成分だけに着目して考えると、

偏差量として観測される $e(n)$ は式(6-12)で与えられる。

$$e(n) = \sum_{i=0}^{\infty} d(i)P(n-i) - \sum_{i=0}^{\infty} df(i)P(n-i) \quad (6-12)$$

$P(n)$: 制御対象のインパルス応答

ここで、偏差量 $e(n)$ の 2 乗平均値 $\varepsilon(n)$ を式(6-13)のように定義する。

$$\varepsilon(n) = E[e^2(n)] \quad (6-13)$$

これより、勾配ベクトル $\nabla(n)$ は式(6-14)で定義される。

$$\nabla(n) = \left[\begin{array}{cccc} \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial h(1,n)} & \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial h(2,n)} & \dots & \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial h(N,n)} \end{array} \right] \quad (6-14)$$

勾配ベクトルの瞬時推定値 $\hat{\nabla}(n)$ を導出すると式(6-15)となる。

$$\hat{\nabla}(n) = -2e(n)\mathbf{u}(n)$$

$$\mathbf{u}(n) = \left[\begin{array}{c} \sum_{i=0}^{\infty} x(n)P(n-i) \\ \sum_{i=0}^{\infty} x(n-1)P(n-i-1) \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{\infty} x(n-N+1)P(n-i-N+1) \end{array} \right] \quad (6-15)$$

また、LMS アルゴリズムよりフィルタ係数の更新値は式(6-16)で与えられる。

$$\mathbf{H}(n+1) = \mathbf{H}(n) + \frac{1}{2}\mu[-\nabla(n)] \quad (6-16)$$

式(6-16)に式(6-15)を代入することにより、式(6-10)が求められる。但し、式(6-11)において、 $P(n)$ は制御対象そのもののインパルス応答のため直接扱えないことから $P(n)$ をモデル化した $P'(n)$ を使用している。ロバスト安定性を考えた場合の $P'(n)$ のクラスは今後の課題である。

6.4 R R O 抑圧特性の改善

6.4.1 R R O 抑圧の時間応答特性

図 6-10 にシミュレーションに使用したフィードフォワード補償器を含めた制御系のブロック図を示す。実験系と同様に主ループの制御器は H_{∞} 制御器で、適応フィルタによるフィードフォワード補償とともにデジタル信号処理で実行されるように構成している。図 6-11 は外乱 $d(t)$ を式 (6-17) としたときの位置信号 $e(n)$ の時間変化をシミュレーションにより求めたものである。

$$d(t) = p \sin(2\pi ft) \quad p : 0.5 \mu m, f = 280 \text{ Hz} \quad (6-17)$$

式 (6-17) 中の周波数は図 6-8 より R R O 成分で顕著な周波数を選択した。この場合、フィードフォワード補償を ON 状態にした後、ディスク約 2 回転で位置信号が安定に減少していることが分かる、また、主ループだけの場合に比べ、位置信号は約 0.53 倍となっている。

図 6-12 は外乱 $d(t)$ に追従している状態でステップ上に目標位置を変化させた場合、すなわち 1 トラックシークを行った場合の位置信号 $e(n)$ の変化をシミュレーションした結果である。この場合、目標値 $r(t)$ が外乱 $d(t)$ に比べ大きく変動するため、位置信号 $e(n)$ の変動が収束するのに時間がかかることが予測される。また、6.2.2 に示したように、隣接トラックにおいても、R R O 成分の大きさは異なるため、その影響を検討する必要がある、6.2.2 の図 6-1 より、外乱 $d(t)$ は式 (6-18) のように変化させた。

$$d(t) = \begin{cases} p \sin(2\pi ft) & \text{シーク前} \\ 1.5 \cdot p \sin(2\pi ft) & \text{シーク後} \end{cases} \quad (6-18)$$

$$p : 0.5 \mu m, \quad f = 280 \text{ Hz}$$

図 6-12 (a) は、1 トラックシーク中もフィードフォワード補償を ON 状態

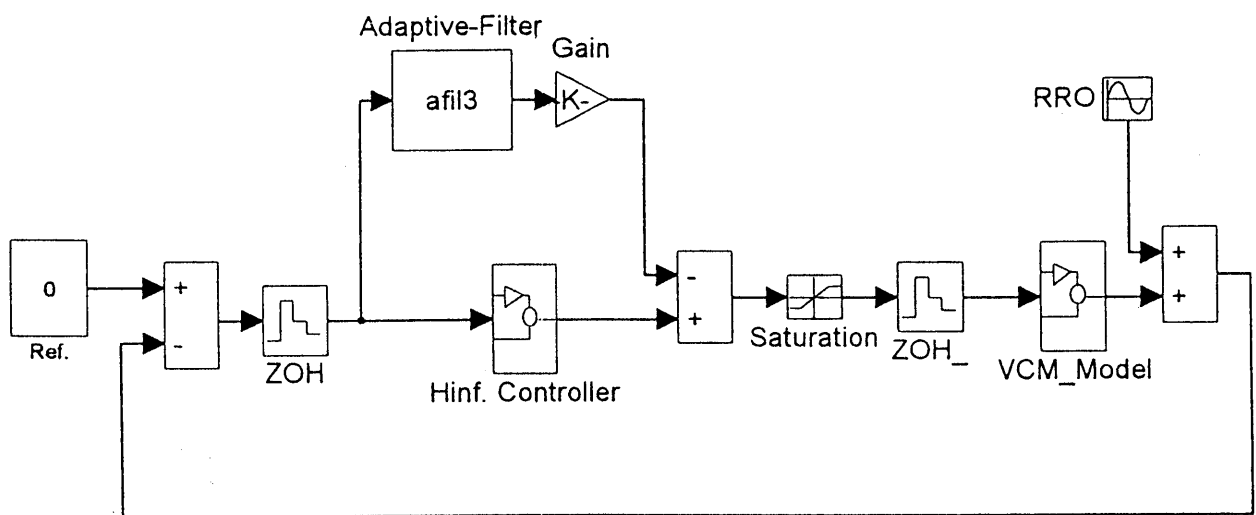


図6-10 シミュレーション用制御系ブロック図

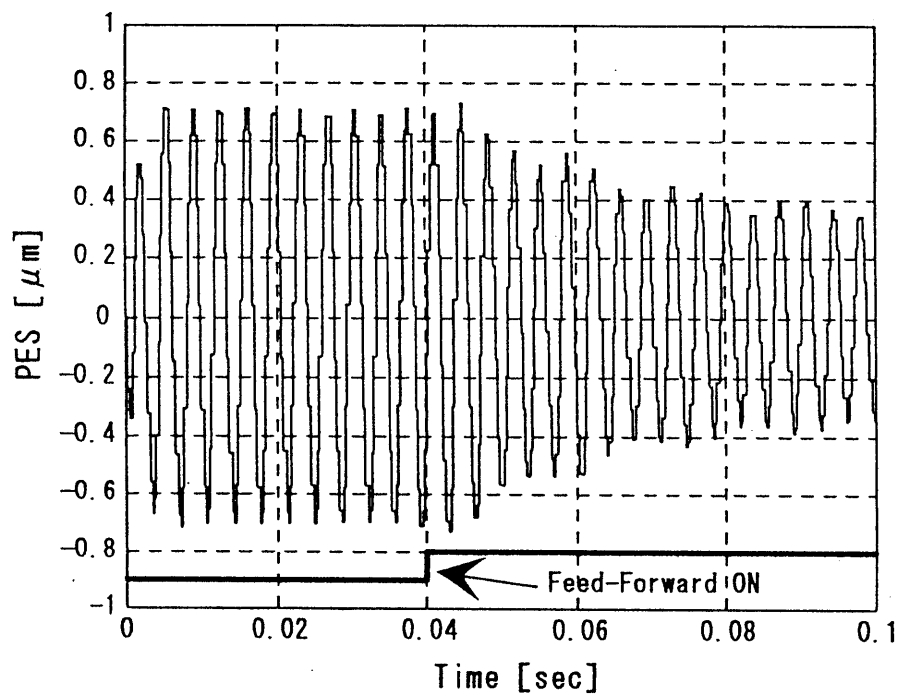
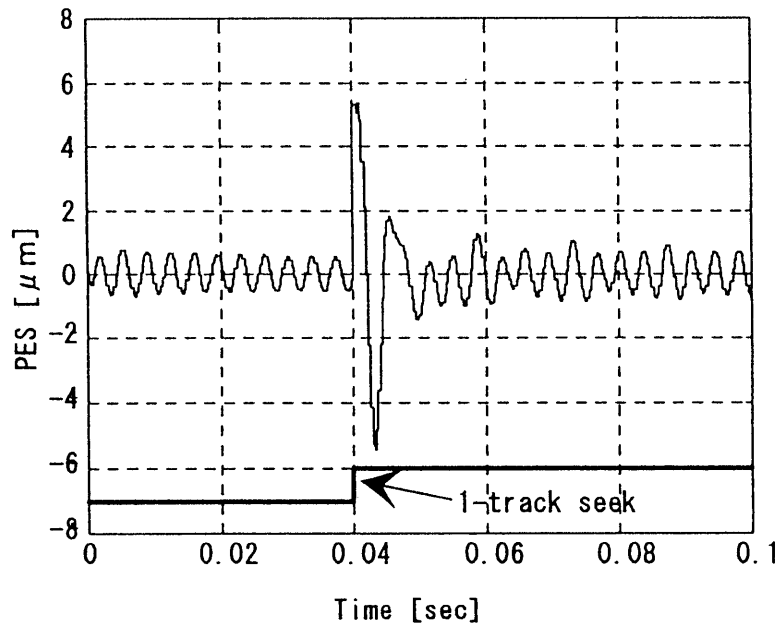
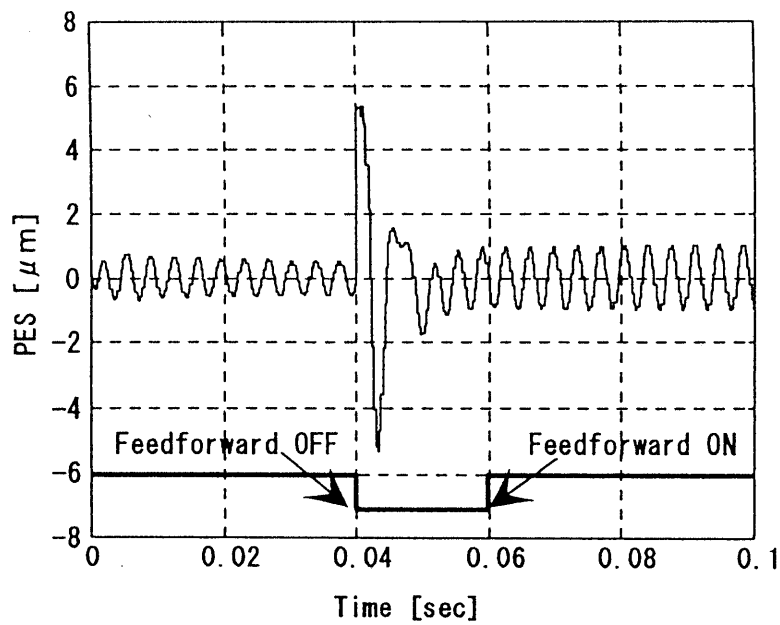


図6-11 フィードフォワードを適用した場合の位置信号の時間変化



(a) Using feedforward continuously



(b) Using feedforward discretely

図6-12 1トラックシーク時の位置信号の時間変化

のままにして置いた場合である。この場合、適応ループに目標値 $r(t)$ の変動が入ってくるためシーク後にも影響している。そこで、1トラックシーク中、すなわち主ループでの位置決め動作が完了するまでの間、フィードフォワード制御ループを切り離すという手法を試みた。この手法は、制御器を全てデジタル信号処理で実現していることから、妥当なものである。図6-12(b)は、図6-12(a)と同じ条件でその手法を適用したシミュレーション結果である。この様に、外乱 $d(t)$ の変動や1トラックシークにほとんど影響されることなく、位置信号 $e(n)$ は短時間で収束することが分かる。ここでは、外乱 $d(t)$ の周波数変動を仮定していないが、これは外部からの振動・衝撃が無い状態では6.2.2で示したように外乱 $d(t)$ はRRO成分が支配的であることから妥当なものである。また、図6-12におけるシーク特性は主ループの制御特性によるものであり、この改善は今後の課題とする。

6.4.2 RRO抑圧特性

6.4.1で述べた H_{∞} 制御器を主ループの制御器としたヘッド位置決め制御系に、式(6-10)及び式(6-11)で表されるフィードフォワード補償器を付加してヘッド位置決め制御実験を行なった。

図6-13にフィードフォワード補償を行なった場合の位置信号のスペクトル(F T法-1で解析)を示す。図6-13と図6-8を比較するとRRO成分が1/2程度抑圧されていることが分かる。しかし、位置誤差の3 σ 値を求めてフィードフォワード補償を使用しない場合と比較したところ、位置誤差は約17%程度しか低減できていなかった。これは、位置信号のスペクトル(図6-13)から分かるように1300 Hz近傍の回転非同期成分(以下NRRO成分)の影響が残ることによるものと考えられる。

図6-14は、適応フィルタによるフィードフォワード補償を実施した場合の同一トラックの位置信号から、MEMでスペクトルを求めた結果である。この図より、RR0成分が抑圧されている様子が明確に観測できる。ところで、図6-4と図6-14を比較すると1300 Hz近傍の成分も抑圧されているように見える。この成分はモータの回転力による筐体振動に起因していると考えられる。このため、70 Hzの19倍の成分として位置信号の変動が観測され、フィードフォワードにより抑圧されたものと考えられる。しかし、この成分は図6-4から分かるようにスペクトルに広がりを持っている。従って、図6-13に示すようにこの成分を十分には抑圧できない場合も生じた。このようなRR0成分的なNRRO成分の低減は今後の課題である。

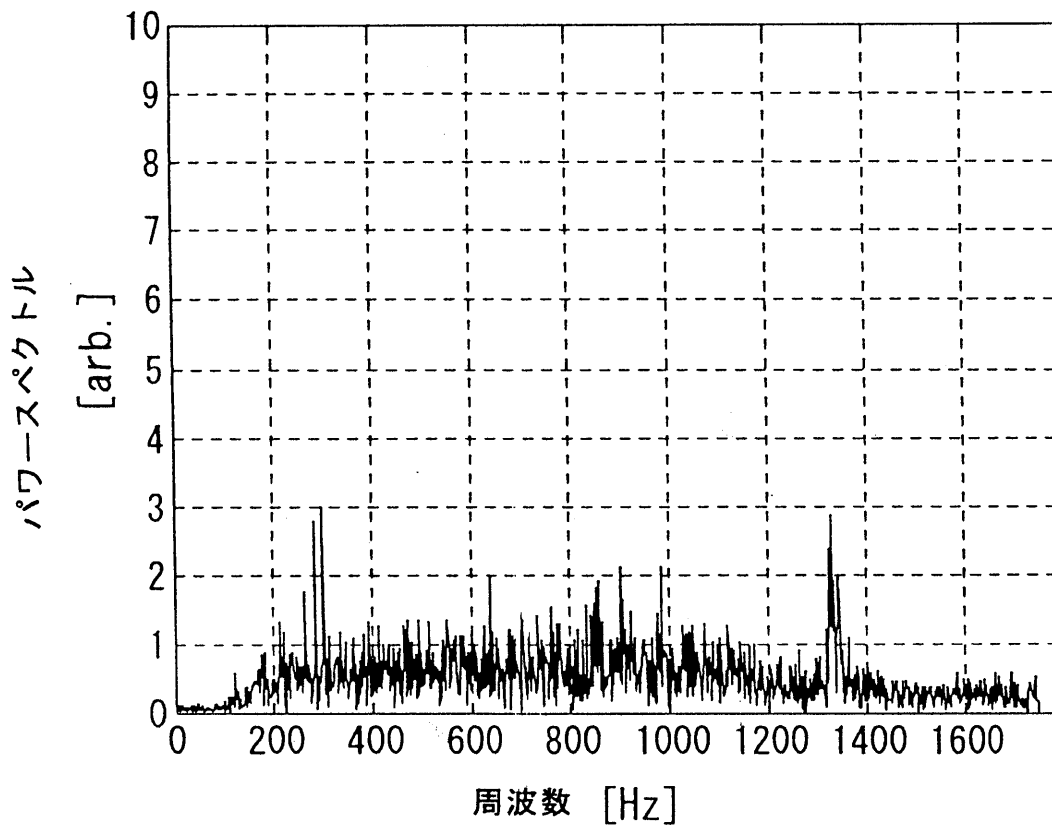


図6-13 フィードフォワード補償を適用した場合の
位置信号のスペクトル
(F T法-1で解析)

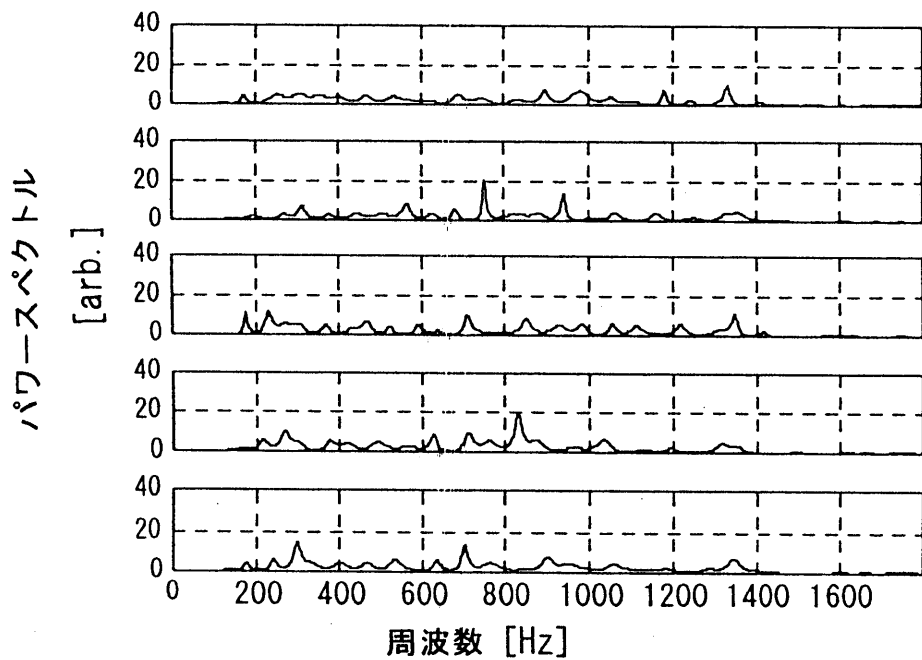


図6-14 フィードフォワード補償を適用した場合の
同トラックでの位置信号スペクトル
(MEMで解析)

6.5 議論およびまとめ

HDDの位置信号のスペクトル解析において、FT法及びMEMを使ってスペクトルを求め、その時間変動特性を調べた。その結果、以下の性質を明らかにした。

(1)主ループ制御だけでは、低周波数領域の成分を十分に抑圧した状態でもRR0成分の高調波成分が顕著に観測される。

(2)RR0成分のパワーはトラックごとに異なる。

(3)RR0成分、NRRO成分とも周波数は安定しているが、パワーは時間変動する。

次に、これらの性質を基に5章の制御系で問題となった位置信号の回転同期成分を抑圧することを目的とした適応フィルタを応用したフィードフォワード補償器を検討し、回転同期の特定スペクトルを平均的に抑圧出来ることを示した。その結果、本方式により現行のVCMとセクタサーボ方式単独で位置決め誤差 $0.15\mu\text{m}$ ($\pm 3\sigma$ 値)以下が実現できることを確認した。この値はトラック密度319tracks/mm (8100TPI)が実現できることを示している。しかし、適応フィルタによるフィードフォワード補償の位置決め誤差に対する改善効果は15%程度と小さいことが実験的に明らかになった。これは、回転非同期成分の影響が大きいことと、適応アルゴリズム(LMSアルゴリズム)の収束時間が長いことが位置信号の統計的性質に合致していないことによるものと考えられる。一方、適応フィルタの時間応答特性の一端を明らかにするため、シミュレーションにより目標値の時間変動(シーク)や外乱の振幅変動に対しての振る舞いを検討した。その結果、適応フィルタの切換え条件によりこれらの外的要因による影響を小さく出来ることを明らかにした。

第7章 検討および結論

第I部「セクタサーボ方式の原理と応用」では、本研究の核をなすセクタサーボ方式単独での基本原理とサーボ情報の基本構成、及び本方式におけるディジタル閉ループ制御系の設計法の概要について述べた。さらに、セクタサーボ方式を発展させアクセス時間の実質的短縮を目的にした新しいトラック追従制御方式であるスパイラスセクタサーボ方式の提案と実現について述べた。これはセクタサーボ方式単独での新しいヘッド位置決めシステムの可能性を示すもので、磁気ディスク装置の記録機器としての応用範囲を広げるものと考えられる。第II部「セクタサーボ方式による高精度ヘッド位置決め」では、セクタサーボ方式単独での高精度ヘッド位置決めの理論的検討、トラック追従制御系の最適化手法、及びフィードフォワード補償法による位置決め精度の改善に関して述べた。これらは、ヘッド位置決め精度の向上に制御手法の役割が大きいことを示している。なお、セクタサーボ方式単独方式において他の大きな課題であるシーク制御に関しては、トラック追従制御とは異なった観点からの研究が必要であり、これに関する研究成果は付録Bにまとめた。

本章では各研究成果について章毎にまとめ、検討するとともに、今後の磁気ディスク装置の発展と本研究のヘッド位置決め制御技術との関係を論じる。

7.1 検討

[第I部：セクタサーボ方式の原理と応用]

第3章においてセクタサーボ方式を発展させた方式として、データの実質的転送時間を短縮するために、従来の磁気ディスク装置には無い記録トラックを渦巻状に形成するスパイラルセクタサーボ方式を提案した。データ転送時間の短縮は、大量な連続データの記録が必要な音声や画像の記録システムにとって重要な機能であり、本方式は磁気ディスク装置の新しい用途を開くものとする。スパイラル状のトラック追従制御系では、トラック密度が充分高いシステムとした場

合，その制御系の構成として，サンプル値制御系において補償要素を位相進み補償と積分補償の直列補償器を採用する方法で対応できることを示した．この補償器ではFDなどの可換媒体を想定した場合十分な制御性能を達成できない場合があることが予想されるが，これに対しては5章で検討した閉ループ伝達関数（感度関数）の周波数形状整形が有効と考えられる．つまり，媒体を交換することにより生じる偏心や媒体の温湿度による変形などにもなう，位置信号の特定周波数の変動を抑圧する制御器を求めることが必要と考えられる．次に，セクタサーボ方式がデータ面上にサーボ情報を記録する方式であることから，本方式を本質的にサーボ情報をデータ面上に必要とするFDDへ適用することを提案した．この新しいFDDシステムは，サーボパターンをトラック追従制御のための2相ダイビットパターンとシーク制御時に使用するサーボパターンで構成し，トラック追従制御ではCPUで再生した位置信号をアナログ回路で実現した直列補償器に入力することにより閉ループ制御を実現した．ここで示したスパイラルトラック追従制御はサーボパターンをセクタ毎にずらして記録することで実現できるという大きな特長を持っている．つまり，サーボパターンを同心円状に記録すれば従来と同様なヘッド位置決めをするFDDも同一機構で実現できることを示している．なお，シーク制御に関しては，付録B.1に示すようにCPUによって位置情報から求める速度演算と目標速度生成による閉ループデジタル制御を実現した．また，FDではサーボ情報をデータ記録面と同一の面に記録する必要があるが，この情報の効率の良い記録方法は今後の課題となった．また，問題点として，定常状態に入るまでの時間応答特性がある．これは，連続データ以外のデータを扱う場合，任意のトラックへのシークが必要となるが，スパイラルセクタサーボ方式では，任意トラックへのシークは本質的に可能であるものの，目標トラック軌道が渦巻状であるため，すなわち目標値が時間変化するため，整定特性は必ずしも良くない．この改善のためには，目標トラック軌道を予測した制御法が必要と考えられる．

[第II部：セクタサーボ方式による高精度ヘッド位置決め]

第4章では、セクタサーボ方式による高精度ヘッド位置決めの可能性を明らかにするため、高精度ヘッド位置決めを実現する上で問題となる、位置信号雑音とヘッド位置決め精度の関係をサンプリング周波数に依存した閉ループパルス伝達関数の形状劣化の観点から、時間領域でのシミュレーションにより検討した。閉ループパルス伝達関数（相補感度関数）の形状からは、セクタ数の減少にともない相補感度関数の共振値（ M_p 値）のゲイン及び帯域幅ともに大きくなり、制御系内に加わる再生位置信号雑音により生じる位置決め誤差が大きくなると考えられる。一方、時間領域のシミュレーションから、制御ループは再生位置信号の雑音成分に対して相補感度関数のローパス特性により感度が落ちていることがわかった。これは雑音による位置決め誤差の劣化が防いでいることになる。これらのことから、位置信号雑音の影響は相補感度関数の形状に依存しており、 M_p 値による位置決め誤差の劣化と相補感度関数のローパス特性による感度低下を考慮した制御ループの設計が重要であること、特にサンプリング周波数の設定がポイントとなることが分かる。これらの成果は5章での閉ループ伝達特性の周波数形状整形によるヘッド位置決め精度の改善における設計基準となった。

また、セクタサーボ方式による高トラック密度化の可能性を検討するため、オフトラックマージンの計算、すなわち再生信号波形のオフトラック時の劣化のシミュレーションを行った。その結果、データが(1, 7) RLLコードの場合、位置決め誤差の許容値は、再生信号分解能 $R=0.7\sim 0.8$ でヘッドトラック幅の $\pm 6\%$ であることを明らかにした。なお、近年実用化が進んでいる、後述のPRMLなどではオフトラック特性がRLLコードの場合と大きくことなる傾向があり、位置決め誤差の許容値が減少する可能性がある。このような特性を持つ記録・再生系に適したヘッド位置決め制御系の研究が、今後の課題としてある。これに対する一つの解として、MRヘッドのような記録・再生分離ヘッドが有効であると考えられる。また、他の研究課題として、データ信号S/Nとサーボデータ信号

S/N を個別に設定する技術は、4章の信号 S/N の劣化にともなう位置決め精度の劣化のシミュレーション結果から位置決め精度を改善する有望な手法と考えられ興味深い問題である。

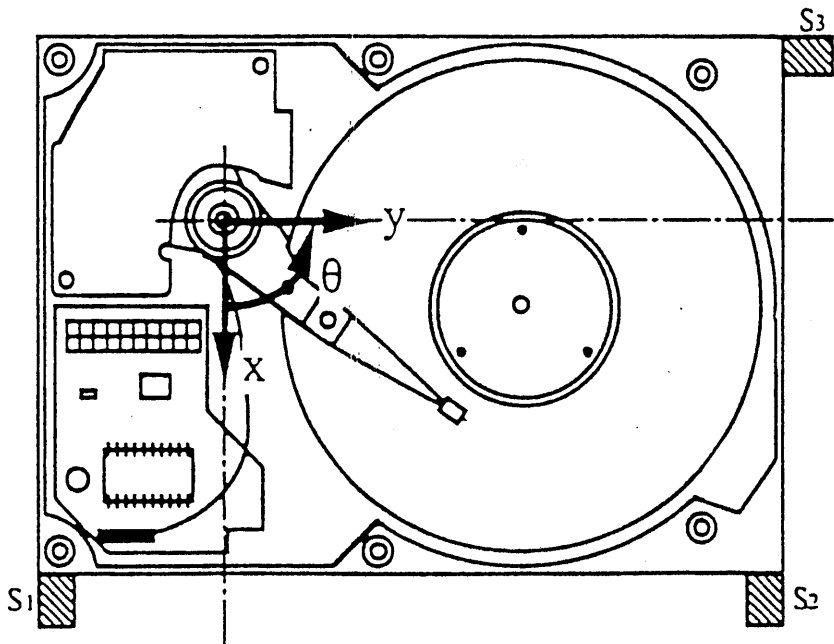
第5章では、ヘッド位置決め制御系の最適化について検討した。実験対象としてはサンプリング周波数やVCM特性の条件が厳しい小形磁気ディスク装置を選択した。トラック追従制御系の設計に H_{∞} 制御理論を適用し、混合感度問題で設計した制御器と入力外乱を考慮した H_{∞} 制御器との制御性能の差異とその位置決め精度改善の効果について明らかにした。その結果、セクタサーボ方式を用いたデジタル制御系を2.5インチHDDに適用した系において、位置決め誤差 $\pm 0.18 \mu\text{m}$ 以下が実現できることを確認した。この値は、トラック密度263tracks/mm (6700TPI)程度が実現可能であることを示している。また、この閉ループ伝達特性の周波数形状整形による制御器設計手法は、従来の古典制御理論の延長線上にあり制御器を実装するのに適している。しかし、このヘッド位置決め制御系で定常状態における位置信号の周波数スペクトルを求めたところ、確かに制御帯域内では、位置決め偏差を抑圧しているが、制御帯域外で特定周波数のスペクトル、特にスピンドルモータの回転同期成分が大きく出ていることが分かった。これはサーボパターン記録時のスピンドルモータの軸振れや玉通過振動を起因とするスピンドルモータの軸振れなどをその発生原因としていると考えられる。また、感度関数は制御対象がサンプル値制御系のため非最小位相系となることから、Water-bed-effectにより高域において感度ゲインが大きくなっている。これは、回転同期成分の高次成分をかえって増幅する結果となり、位置決め精度を劣化させる要因となっている。このような現象への制御的な対策は第6章で検討した。また、機構的な対策としては、高次の軸振れ成分を有さない流体軸受けの採用やスピンドルモータの支持部であるボールベアリングの最適化による高次軸振れ成分の抑圧が考えられ、制御と機構の最適化の観点から今後の課題としたい。

第6章では、HDDの位置信号のスペクトル解析においてFT法及びMEM

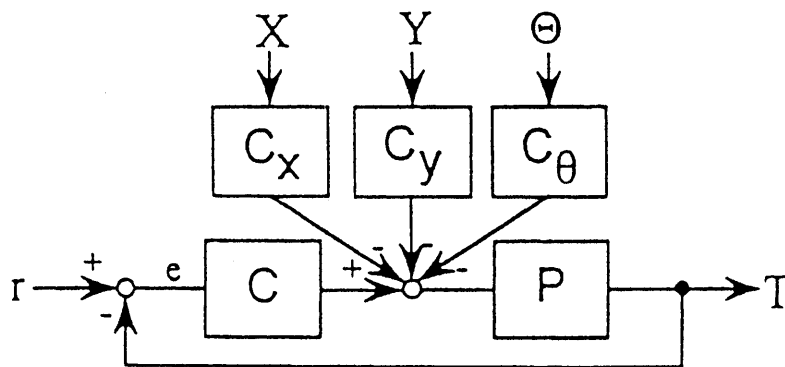
を使って周波数スペクトルを求め、その時間変動特性を調べた。その結果、(1) 主ループ制御だけでは、低周波数領域の成分を十分に抑圧した状態でも R R O 成分の高調波成分が顕著に観測される、(2) R R O 成分のパワーはトラックごとに異なる、(3) R R O 成分、N R R O 成分とも周波数は安定しているが、パワーは時間変動する、ことが明らかになった。

次に、これらの性質を基に 5 章で問題となった位置信号の回転同期成分を抑圧することを目的とした適応フィルタを応用したフィードフォワード補償器を検討し、回転同期の特定スペクトルを平均的に抑圧出来ることを示した。その結果、本方式により現行の V C M とセクタサーボ方式で位置決め誤差 $\pm 0.15 \mu\text{m}$ ($\pm 3 \sigma$ 値) 以下が実現できることを確認した。この値はトラック密度 319tracks/mm (8100TPI) が本実験系で実現できることを示している。しかし、適応フィルタによるフィードフォワード補償の位置決め誤差に対する改善効果は 15% 程度と小さいことも実験的に明らかになった。これは、回転非同期成分の影響が大きいことと、適応アルゴリズム (L M S アルゴリズム) の収束時間が長いことが位置信号の統計的性質に合致していないことによるものと考えられる。回転非同期成分に対する適応フィルタは今後の課題である。また、適応フィルタの時間応答特性の一端を明らかにするため、シミュレーションにより目標値の時間変動 (シーク) や外乱の振幅変動に対しての振る舞いを検討した。その結果、適応フィルタの切換え条件によりこれらの外的要因による影響は小さく出来ることを明らかにした。

5, 6 章で述べたように、磁気ディスク装置において高精度ヘッド位置決めを達成する上で外乱の抑制が大きなポイントとなる。本研究では主に磁気ディスク装置自体が発生する外乱の抑圧を中心に扱ったが、さらなる高精度ヘッド位置決めを実現するためには、図 7-1 に示すような、外部からの振動・衝撃などの外乱下においてロバスト制御性能を確保する制御方式⁽⁸⁹⁾の確立が重要な研究課題となろう。特に信号处理的観点 (転送レートの抑制) から H D D の小型化が一層加速されるものと考えられ、振動・衝撃の影響を回避する技術が重要になると思



HDD with 3 accelerometers



Block diagram of FF control

図 7-1 加速度センサを用いた外乱抑圧制御

われる。また、磁気ディスク装置自体が発生する外乱の観点からは、スピンドルモータ軸受の振動特性とその位置信号への影響の把握⁽⁹⁰⁾が重要な研究課題となると考えられる。

最後に今後の磁気ディスク装置の発展と要素技術に関して考察する。磁気ディスク装置の記憶容量・記録密度は半導体メモリと同様に年々向上しており、2000年には面記録密度で15.5 Mbits/mm² (10 Gbps)を達成するものと予測されている⁽⁹¹⁾。要素技術別に重要な研究項目を挙げると次のようになる。

1) 磁気記録技術

MRヘッド：MR効果、Giant MR効果素子を利用したアクティブ型の薄膜ヘッド。記録・再生分離型ヘッド。

低ノイズ媒体：磁化の不均一性などにより媒体から発生するノイズを低減した、高H_cの薄膜媒体。

垂直記録：従来の面内方向の磁化と異なり、媒体面に垂直に磁化を形成する記録技術。垂直配向した媒体および垂直ヘッドが必要。

2) 機構技術

コンタクトヘッド：ヘッド-媒体間の間隙を5 nm以下に制御するヘッド・サスペンション機構。プローブ型のヘッド。

2段アクチュエータ：精密な位置決めを実現するため、粗動機構と微動機構を組み合わせたアクチュエータ機構。

流体軸受モータ：モータの軸振れを50 nm以下にするために、軸受を粘性流体や空気膜を使った動圧で実現したモータ。

3) 信号処理技術

PRML：パーシャルレスポンスと最尤復号を利用した信号処理方式。

これらの要素技術の複合により、超高密度磁気記録が達成されるものと考えられるが、制御技術の観点からは、コンタクトヘッド用のサスペンション機構（アーム部を含む）が大きな研究課題となるものと思われる。コンタクトヘッド用のサスペンション機構は柔軟構造体になると考えられ、この様な低周波数領域にモー

ドを持つ制御対象の制御には、高度な制御手法が必要である。本研究で試みた閉ループの周波数形状整形は一つの解になると考えられる。また、前述の振動・衝撃外乱を抑圧する機構および制御方式が重要となるものと考えられる。

7.2 結論

最後に本研究の成果及び今後の目標について箇条書きにしてまとめる。

[第I部：セクタサーボ方式の原理と応用]

I) FDDのヘッド位置決めシステムについて

セクタサーボ方式を適用した新しいトラック追従制御方式として、データの実質的転送時間を短縮することを目的とした、従来の磁気ディスク装置には無い記録トラックを渦巻状に形成するスパイラルセクタサーボ方式を提案した。また、この方式を適用した画像情報等の大量データを高速に取り扱えるFDD及びその制御システムを試作して良好な結果を得た。これにより大量な連続データを安価に且つ簡便に扱える、可換型媒体の磁気記録システムの可能性が示せた。

[第II部：セクタサーボ方式による高精度ヘッド位置決め]

I) 高精度ヘッド位置決めの可能性について

位置信号雑音とヘッド位置決め精度の関係をサンプリング周波数に依存した閉ループパルス伝達関数の形状劣化の観点から、時間領域でのシミュレーションにより検討した。その結果、位置信号雑音の影響は相補感度関数の形状に依存しており、 M_p 値による位置決め誤差の劣化と相補感度関数のローパス特性による感度低下を考慮した制御ループの設計が重要であること、特にサンプリング周波数の設定がポイントとなることを明らかにした。また、セクタサーボ方式による高トラック密度化の可能性をオフトラックマージンの数値シミュレーションにより明らかにした。これは高トラック密度を実現する上で、システムの観点からの指針となる。

II) ヘッド位置決め制御系の最適化について

トラック追従制御系の設計に H_∞ 制御理論を適用して制御系の最適化による位置

決め精度改善の効果を検討した。混合感度問題で設計した制御器と入力外乱を考慮した H_{∞} 制御器との制御性能の差異とその位置決め精度改善の効果について明らかにした。この成果は線形制御理論の枠組みの中で、閉ループの周波数伝達関数の形状整形が位置決め精度に影響することを明確に示したものである。

III) フィードフォワード補償法による位置決め精度の改善について

位置信号のスペクトル解析によって、低周波数領域の成分を十分に抑圧した状態で R R O 成分が顕著に観測される、R R O 成分のパワーはトラックごとに異なる、R R O 成分、N R R O 成分とも周波数は安定しているがパワーは時間変動する、ことを明らかにした。これらの結果を基に位置信号の回転同期成分を抑圧することを目的とした適応フィルタを応用したフィードフォワード補償器を提案し、回転同期の特定スペクトルを平均的に抑圧出来ることを示した。その結果、本方式により現行の V C M とセクタサーボ方式単独で位置決め誤差 $\pm 0.15 \mu\text{m}$ ($\pm 3 \sigma$ 値) 以下が実現できることを確認した。この値はトラック密度 3 1 9 tracks/mm (8100TPI) が実現できることを示している。以上の成果から、機構、特にモータ特性の制御系に適した改善により、一層の高精度ヘッド位置決めが可能と考えられる。

本研究の今後の目標としては、次のような機構・制御の開発が考えられる。

- 1) モータ制御によるスピンドルモータの軸振れの抑圧
- 2) 2 段アクチュエータの開発と最適制御による広帯域位置決めシステム
- 3) 振動・衝撃外乱抑圧制御による環境性能の向上
- 4) 非線形制御などの導入によるロバスト制御性能の向上

これらの機構・制御技術を組み合わせることにより、観測対象が高速で稼働するような条件下での S T M (走査型電子顕微鏡) タイプの超高密度磁気記録装置が可能になるものと考えられる。

以上本論文は、磁気ディスクのデータ面と同一面上にサーボ情報を有するセクタサーボ方式を対象とし、セクタサーボ方式の応用面と高精度ヘッド位置決めの可能性をサーボ情報の構成、位置検出方式、トラック追従制御方式の各面から検討し、その有効性を実験およびシミュレーションにより示したものである。磁

気ディスク装置は、広範な要素技術により成立するものであるため、残された課題は多々あるものの、セクタサーボ方式によるヘッド位置決め制御技術において、有効な手法が提案できたものと確信している。今後、ここにあげた目標に向けて、問題点を解決して研究を進めていきたい。

謝 辞

山口大学工学部感性デザイン工学科三池秀敏教授には，本研究をまとめる上で貴重な機会を与えて頂き，さらに，多大なる御指導ならびに御配慮を頂きました．ここに謹んで深く感謝の意を表します．

山口大学工学部機械工学科栗林勝利教授，同機械工学科和田憲造教授，同電気電子工学科泉照之助教授，同機能材料工学科山本節夫助教授の緒先生方には，論文をまとめるに当たり，それぞれの御専門の立場から適切な御指導と有益な御助言を賜りました．ここに感謝の意を表します．

また，株式会社東芝研究開発センターの諸氏（菅谷寿鴻氏，酒井裕児氏，北川勝喜氏，近江隆夫氏，高倉晋司氏）には，在職中に多くの実験の御協力，御助言，御指導を頂きました．ここに深く感謝の意を表します．また，同センター天野真家氏，山森一毅氏には，本研究をまとめる機会を与えて頂きました．ここに感謝の意を表します．

徳山工業高等専門学校教職員の方々には，本研究をまとめる上で，貴重な機会と御支援を頂きました．ここに感謝の意を表します．

本研究は，周囲の方々の深い御理解と暖かい支援のもとで成し得たものです．ここに改めて深く感謝致します．

付録A 磁気ディスク装置の概要

磁気ディスク装置は複合技術の結晶とも言えるデバイスで、①磁気記録技術（磁気記録媒体／磁気ヘッド）、②信号処理技術（変復調／高速信号処理LSI）、③機構技術（精密機構／トライボロジー／流体軸受）、④制御技術（精密制御／高速制御）など多くの技術が相互に協調・干渉しながら成立している。このため、ヘッド位置決め制御技術の研究では、各々の技術を視野に入れた総合的な検討が重要となる。ここでは、磁気ディスク装置の形態を簡単にまとめるとともに、それに使われる要素技術の概要を述べる。

A.1 磁気ディスク装置の形態

大型コンピュータが急速に発達した時期を通してコンピュータの外部記憶装置の中心的存在であった磁気ディスク装置は、パーソナルコンピュータ（PC）、ワークステーション（WS）、ワードプロセッサ（WP）等を代表とするオフィスオートメーション機器の発達に伴い、これらの装置においても中心的な外部記憶装置／補助記憶装置として、様々な製品形態を取りながら発達を遂げてきた。この磁気ディスク装置の製品形態を大きく分けるとフロッピーディスク装置（以下FDD）とハードディスク装置（以下HDD）という2つに分類出来る。PCやWSにおいては、1980年代の前半にディスクオペレーティングシステム（OS）が本格的に導入されるに至って、FDDがその中心的な外部記憶装置として搭載されるようになった。これにより、マイクロコンピュータと呼ばれていた小型コンピュータシステムが、従来の大型コンピュータシステムと同様の機能を有するようになった。その後、ミニコンピュータ以上の計算機に搭載されていたHDDの小形化・低コスト化が進むに従い、PC・WSの多くにHDDが搭載されるようになり、ネットワークの発達に伴い今日の分散型コンピュータシステ

ムが形成されて来た。この間、磁気ディスク装置に代わるものとして、光ディスク装置、光磁気ディスク装置、磁気バブルメモリ、半導体メモリモジュールなどが提案されてきているが、磁気ディスク装置の数々の要素技術の発展に伴った大容量化・高記録密度化、低ビットコスト化に追随するものは出て来ていない。この様な状況の中で、FDDは媒体の可換性と低ビットコストそして駆動装置の低コストを特徴に、様々なOA機器に搭載され、データのバックアップやソフトウェアの供給手段として標準的な記憶装置となっている。

一方、HDDは、

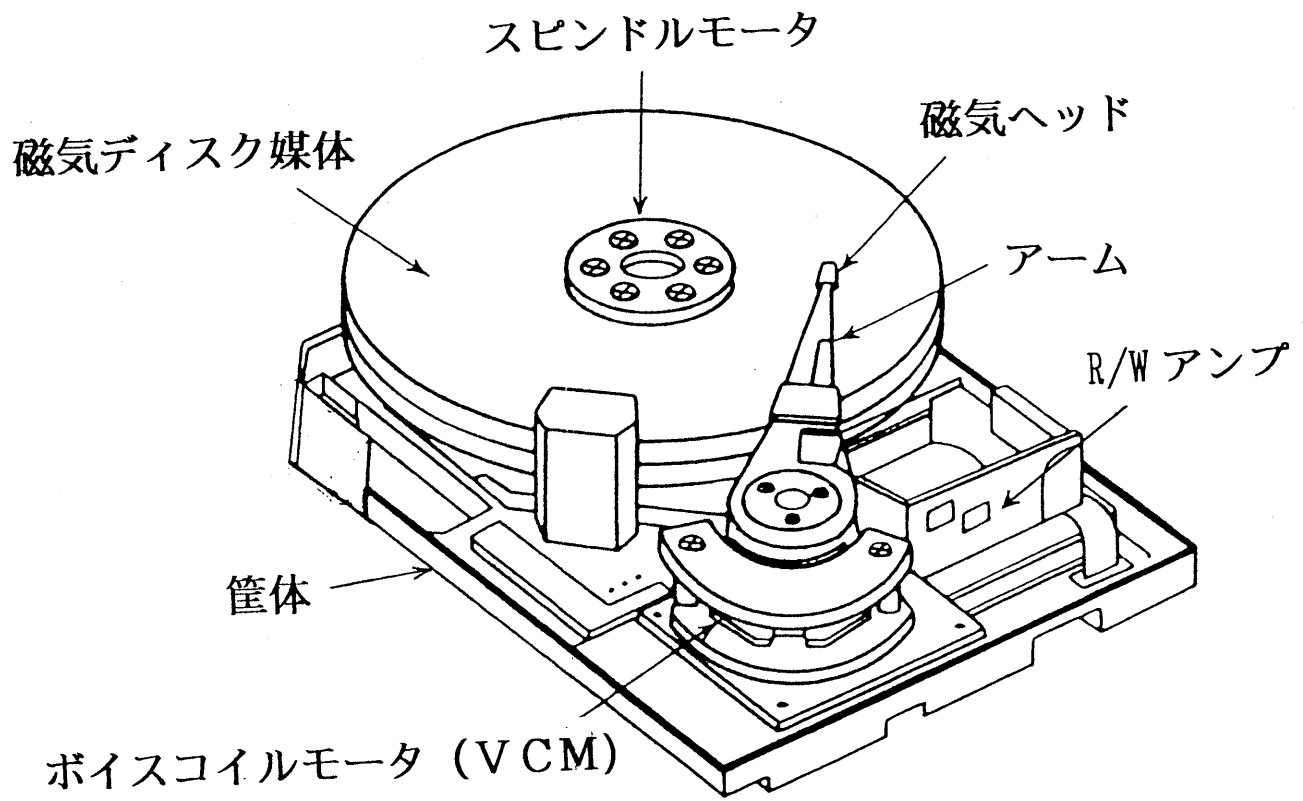
- 1) 高速ランダムアクセスが可能
- 2) 装置あたりの記憶容量が大きくビットコストが低い
- 3) データ転送速度が高速
- 4) 記録情報の信頼性が高い
- 5) データの不揮発性

といった多くの優れた特徴から、小型から大型の全ての範囲のコンピュータシステムにおいて、中核的ファイル装置として確固たる地位を築いている。図A1-1はHDDの機構部の典型的な構成を示したものである。本論文中では、図中の機構部の名称を使用している。この図から分かるように、HDDの主要部分の多くは機械的要素で構成されており、その制御もまた重要な要素技術となっている。

A.2 要素技術の概要

面記録密度は、磁気ディスク装置の記録密度を示す際に^{iv)}磁気記録的な記録密度を示す上での基準となる。この面記録密度はディスクの回転方向の密度を表

iv) 磁気ディスク装置の記録密度を定義する場合、装置容積当たりの記憶容量と各ディスクの面積当たりの記憶容量の双方を考える必要があるが、磁気記録及び制御技術の観点からは、面記録密度が重要である。



図A 1-1 ハードディスク装置の概観図

す線記録密度とディスクの半径方向の密度を表すトラック密度の二つのパラメタによって定義される。

すなわち、 $(\text{面記録密度}) = (\text{線記録密度}) \times (\text{トラック密度})$ の関係で表せられる。

ここで、各密度の単位は以下のように定義する。但し、磁気記録分野では慣習的に括弧内の単位が通常使用されている。本論文中では両単位を併記することとした。

面記録密度： bits/mm² (B P S I : bits/in²)

線記録密度： bits/mm (B P I : bits/in)

トラック密度： tracks/mm (T P I : tracks/in)

この面記録密度は1957年に発表されたIBM350以来、ほぼ10倍/10年という面記録密度増加率を保っている。特に1980年以降は、本論文の研究に関わるヘッド位置決め制御技術の進歩が貢献し、面記録密度の増加傾向に拍車がかかってきた。さらに、1990年以降では媒体や磁気ヘッドの改良に伴い、面記録密度は大幅に向上してきており、その増加傾向はとどまるところを知らない。この実現には、以下の分野の各要素技術の進歩が寄与している(92)。(93)。(94)。(95)。(96)。(97)。

1) 磁気記録技術

薄膜磁気ヘッド⁽⁹⁸⁾：薄膜磁気ヘッドは、飽和磁束密度が高く、高周波透磁率の高いパーマロイ(NiFe)を薄膜形成技術により磁気コアにすることにより高分解能な記録・再生ができるようにしたヘッドである。また、近年ではMR効果素子を使用したMRヘッドも実用化されてきている。

薄膜ディスク媒体：旧来のディスク媒体では $\gamma\text{-Fe}_2\text{O}_3$ の微粒子を有機バインダに混入し、アルミ基板上に塗布した塗布型媒体が使われてきたが、近年では、ガラ

ス基板上にスパッタ技術により Co-Pt 等の金属薄膜を形成する薄膜媒体が主流となってきた。この媒体は高 H_c (保磁力)、高 B_r (残留磁束密度) を特徴としており、高記録密度化に適している。

2) 信号処理技術

RLL (Run Length Limited)コード : (d, k, m, n) で記述される符号で、 m ビットの情報符号列を n ビットの記録符号列に変換し、しかも変換後の符号の 1 と 1 の間には最低でも 0 が d 個、最大で k 個連続するような符号列。磁化反転間隔が広くとれる $2/7$ 符号やデータ復調の弁別窓が広くとれる $1/7$ 符号が主に用いられている。

低ノイズアンプ : 信号の再生では S/N が重要な要素となるが、従来では回路系のノイズ (システムノイズ) が支配的であった。しかし、近年では半導体プロセスの改良によりアンプの低ノイズ化が実現され、媒体自体が発生するノイズ (媒体ノイズ) が支配的となってきた。これは、磁気記録分野での大きな研究課題となっている。

3) 機構技術 :

軽量ボイスコイルモータ (VCM) : ロータリ型 VCM やリニア型 VCM があるが、構造解析技術や機構設計技術の進歩により、軽量・高剛性の VCM が実現されるようになった。

低浮上ヘッド : 動圧流体理論に基づき、ディスク媒体上でヘッドを浮上させる技術で、媒体基板面の超平滑化技術とともに高記録密度化に大きく貢献している。

媒体基板 : ディスク基板に強化ガラスが使用できるようになり、面精度の飛躍的向上が可能となった。低浮上ヘッドとの組み合わせにより、 $0.07 \mu\text{m}$ 以下の低浮上を実現できるようになった。これは、磁気記録でのスペーシング損失の減少につながり、高記録密度化に大きく貢献している。

4) 制御技術

セクタサーボ方式，最適制御：本研究の対象となる制御技術では，1980年代前半より本格的に研究開発が進められてきたセクタサーボ方式が，1990年代より実用段階に入り，トラック密度の向上に大きく寄与するようになった．また，マイクロコントローラの高性能化に伴い，近年ではより高度な制御理論に基づいた制御器が実用的に実装されるようになってきている．

付録B シーク制御の検討

B.1 スパイラルセクタサーボ方式におけるシーク制御

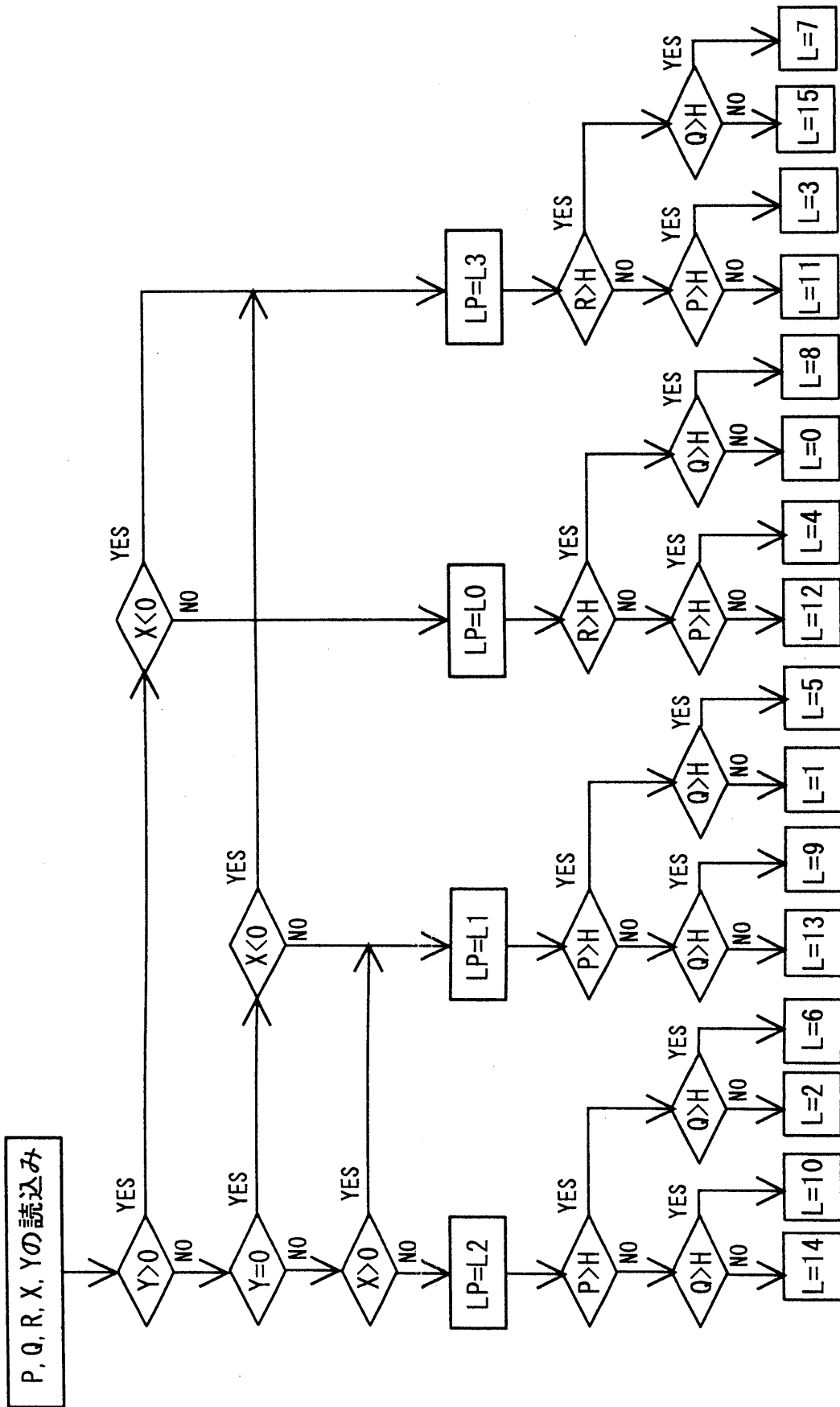
従来のHDDでよく使用されるサーボ面サーボ方式では，トラックを横切る度に発生するシリンダパルスをカウントすることにより，ヘッドの位置を決定する方式が用いられている．しかし，セクタサーボ方式では，このような方式は望ましくない．つまり，図3-1から分かるように，2相ダイビットパターンからトラックが横切ったことを検出するには，ヘッド移動速度を1セクタあたり1トラック（1トラック/セクタ）以下に制限する必要がある，高速なヘッド移動に適さなくなってしまう．

ここでは，次のアルゴリズムに従ってヘッドの位置を検出し，シーク制御を行うことを提案する．図3-2に図3-1のサーボパターンから再生される各位置信号である．サーボ情報 A，B，C，Dは，2相ダイビットパターンから再生された信号のセクタごとのサンプル値から求められる．規格化した位置信号X，Yは式(B1-1)により表せる．

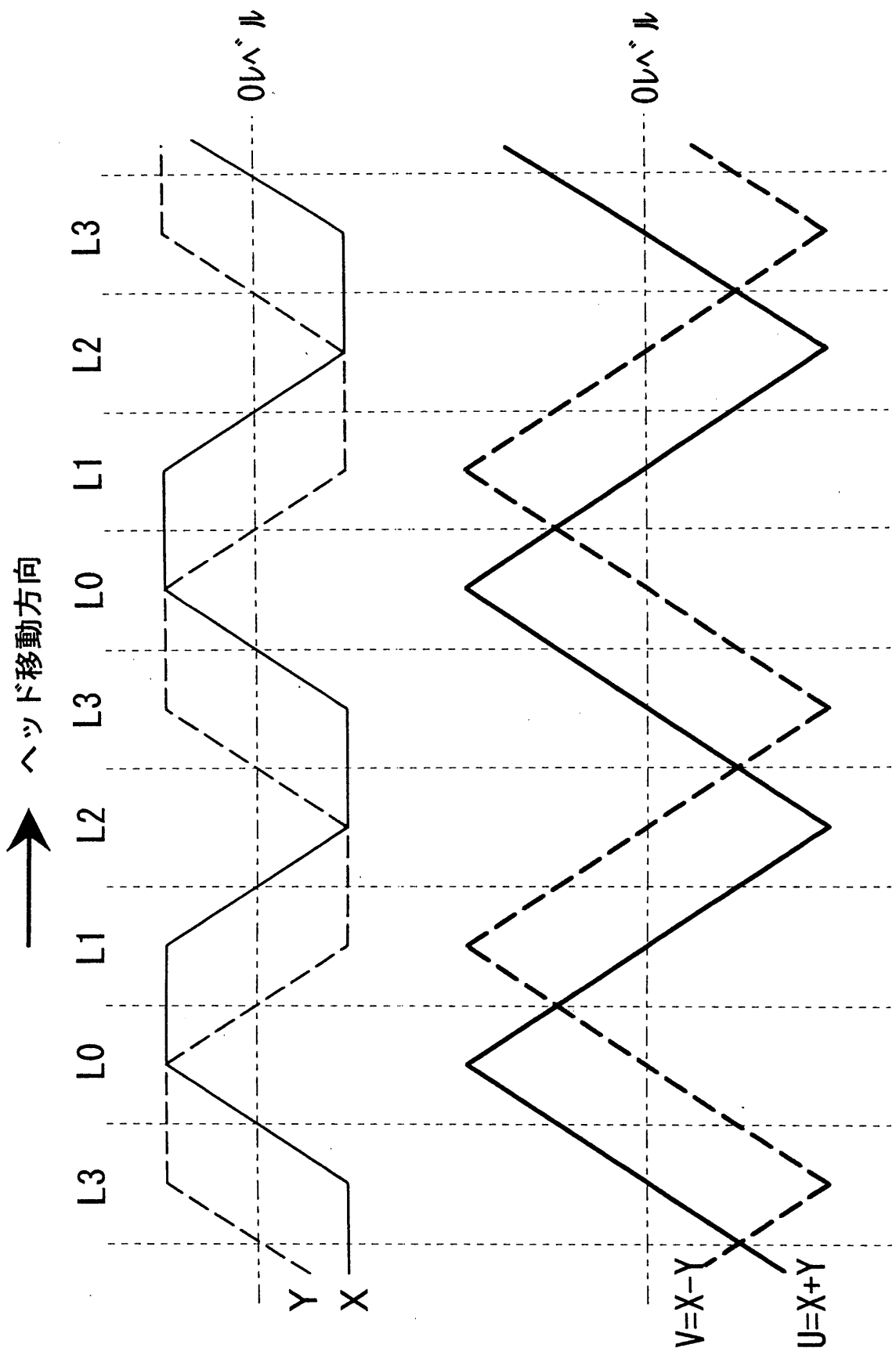
$$X = \frac{A-B}{A+B} \quad , \quad Y = \frac{C-D}{C+D} \quad (\text{B1-1})$$

位置信号X，Yは4トラックを周期とする信号となる．一方，図3-2に示されているようにP，Qは16トラックを周期とする信号，Rは8トラックを周期とする信号となる．従って，各信号の論理的関係から16のトラック領域（L0，～，L15）のうちの1つのトラック領域を特定することが可能である．このアルゴリズムのフローチャートを図B1-1に示す．この結果，ヘッドの移動速度を16トラック/セクタ未満に制限すれば，ヘッドが存在するトラック領域を一意に決定することができる．さらに，トラック領域内での正確な位置は，図B1-2に示すようにトラック領域内で直線となる信号U（=X+Y），V（=X-Y）より求められる．

ヘッド移動速度 $S(i)$ とヘッド移動距離 $D(i)$ は，式(B1-2) 及び式(B1-3) の



図B 1-1 ヘッドの存在区間を求めるフローチャート



図B 1-2 位置信号とトラック区間の関係

演算により求まる。

$$S(i) = (P_i - P_{i-1}) + k$$

$$K = 16 \quad (\text{ただし, } P_{i-1} > P_i)$$

$$K = 0 \quad (\text{ただし, } P_{i-1} \leq P_i) \quad (\text{B1-2})$$

$$D(i) = \sum_{n=0}^i S(n) \quad (\text{B1-3})$$

ここで, $P_i = L + l$ L :トラック領域 ($0 \leq L \leq 15$)

l :トラック領域内でのヘッド位置

i は整数で, 各セクタすなわちサンプリング点を表す。

速度制御時には, 以上の演算により求まるヘッド移動速度と目標速度との偏差をフィードバックすることにより速度制御を行わせる。この時の減速時の目標速度は式 (B1-4) で与えられる。ただし, 加速時は一定加速度で開ループ制御を行う。

$$S_i(i) = \sqrt{2 \cdot \alpha \cdot [D_i - D(i)]} \quad (\text{B1-4})$$

α : 減速時の加速度

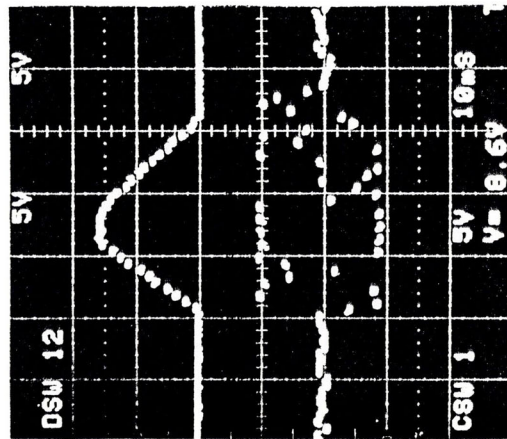
D_i : 目標トラック位置

以上のヘッド位置検出, 速度検出により高速なヘッド移動が可能となる。

図3-5は本サーボシステムをスパイラルセクタサーボ方式のFDDに適用した場合の構成ブロック図を示している。ディスク上に記録されたサーボパターンから再生された信号はサンプラによりサンプルホールドされた後, A/D変換され μ CPUに取り込まれる。 μ CPUは, 上述のアルゴリズムに従って, 位置信号の再生及びヘッド移動速度等の演算を行う。シーク制御では, 式 (B1-2), 式 (B1-3), 式 (B1-4) に従い, ヘッド移動速度, ヘッド位置及び目標速度の各々を求め, ヘッド移動速度と目標速度との差がD/A変換され, VCMドライバを通してLVCMに供給される。

図 B1-3 は、シーク制御時のシーク性能を測定した結果である。図 B1-3 (上) はヘッド移動速度、(下) は位置信号の変化を示す。これらは、平均シークの時のシーク波形で平均シーク時間は 50 ms 以下が達成できている。なお、ヘッド移動速度は、位置信号の差分演算より求めたものを D/A に出力した信号である。

ここでは、セクタサーボ方式でシーク制御を実現する上でポイントとなる位置検出法と速度検出法について述べた。また、これらの方式をスパイラルセクタサーボ方式を適用した FDD に実装してシーク実験を行ない、その有効性を明らかにした、



Velocity waveform
(3.8 tracks/sector/div.)

Positioning signal
(19.5 $\mu\text{m}/\text{div}.$)

(Horizontal: 10 ms/div.)

図B 1-3 シーク制御特性 (位置信号と速度信号)

B.2 HDDの高速シーク制御方式

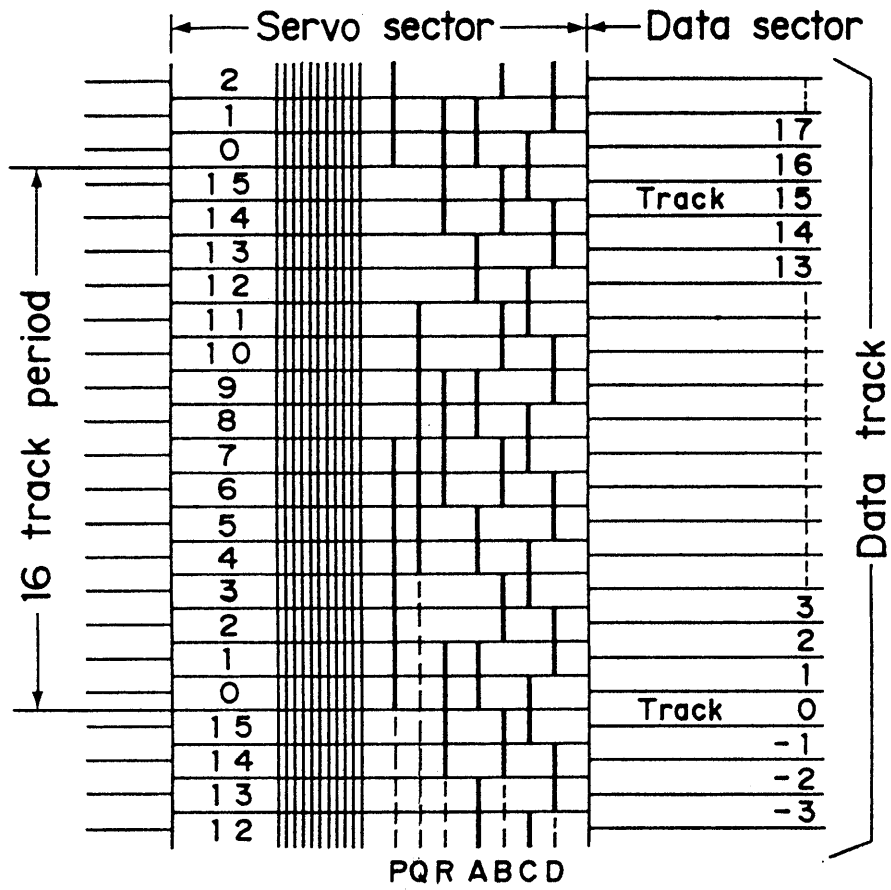
ここでは、セクタサーボ方式がサンプル値制御であるために高速なシークが困難であるという問題点⁽⁹⁹⁾をサーボパターンと位置検出アルゴリズムの工夫により、高い位置検出能力を実現でき⁽¹⁰⁰⁾、高速なシークが達成できることを示す。また、5.25インチのHDDを実験対象とし、その有効性をシミュレーション及び実験により示す。

B.2.1 サーボパターンと位置検出法

データ面上のサーボ情報だけを使うセクタサーボ方式では、サーボ情報のデータに占める割合を少なくすると同時に、高速シークを可能とするためにヘッド位置検出能力を高めることが重要である。

図 B2-1 に各サーボセクタに記録したサーボパターンを示す。各サーボセクタに記録されているサーボ情報は7バイトで構成されており、サーボ情報のディスク装置容量に占める割合は3%以下と、サーボ面サーボ方式で同容量を実現した場合（但し、ディスク枚数は10枚とする）のサーボ情報占有率5%より少ない。

サーボ情報の記録では第3章で述べたFDDの場合と異なり、ディスクがスピンドルに固定されていることを利用し、トラック偏心成分を抑制するためにディスク装置自体のR/Wヘッドを使用しサーボトラックライトを行う。このためレーザ測長器によりキャリッジの位置を高精度に測定し、閉ループサーボシステムにより高精度に位置決めしてサーボパターンを記録する。サーボパターンは高速シークを実現するために、16トラック周期でヘッドの位置が一意的に決定できるサーボパターンを用いる。さらに位置検出能力を上げるため、B.1で提案したヘッド位置検出アルゴリズムにヘッド移動速度によるヘッド位置の予測機能を持たせ、32トラック/セクタ以下の速度範囲であればヘッド位置検出が正確に出来るようにした。この位置検出方式のアルゴリズムを図 B2-2 に示す。



Servo patterns

図B 2-1 高速シーク用サーボパターン

```

:
:
procedure detect_track_section (var LP,...)
  begin
  :
  end;

procedure detect_head_position (var LB,PP,PB,V,....)
  begin
    detect_track_section (LP,....)
    if V>16 then
      {V: head velocity }
      begin
        { (tracks/sector) }
        if LP>LB then
          {LP: track section for }
          PP:=PB+(LP-LB)+16; { present sector }
        else
          {LB: track section for }
          PP:=PB+(LP-LB)+32; { previous sector }
        end
        {PP: head position for }
      else
        { present sector }
      begin
        {PB: head position for }
        if LP>LB then
          { previous sector }
          PP:=PB+(LP-LB);
        else
          PP:=PB+(LP-LB)+16;
        end
      end
    end;
  :
  :

```

図B 2-2 ヘッド位置検出アルゴリズム

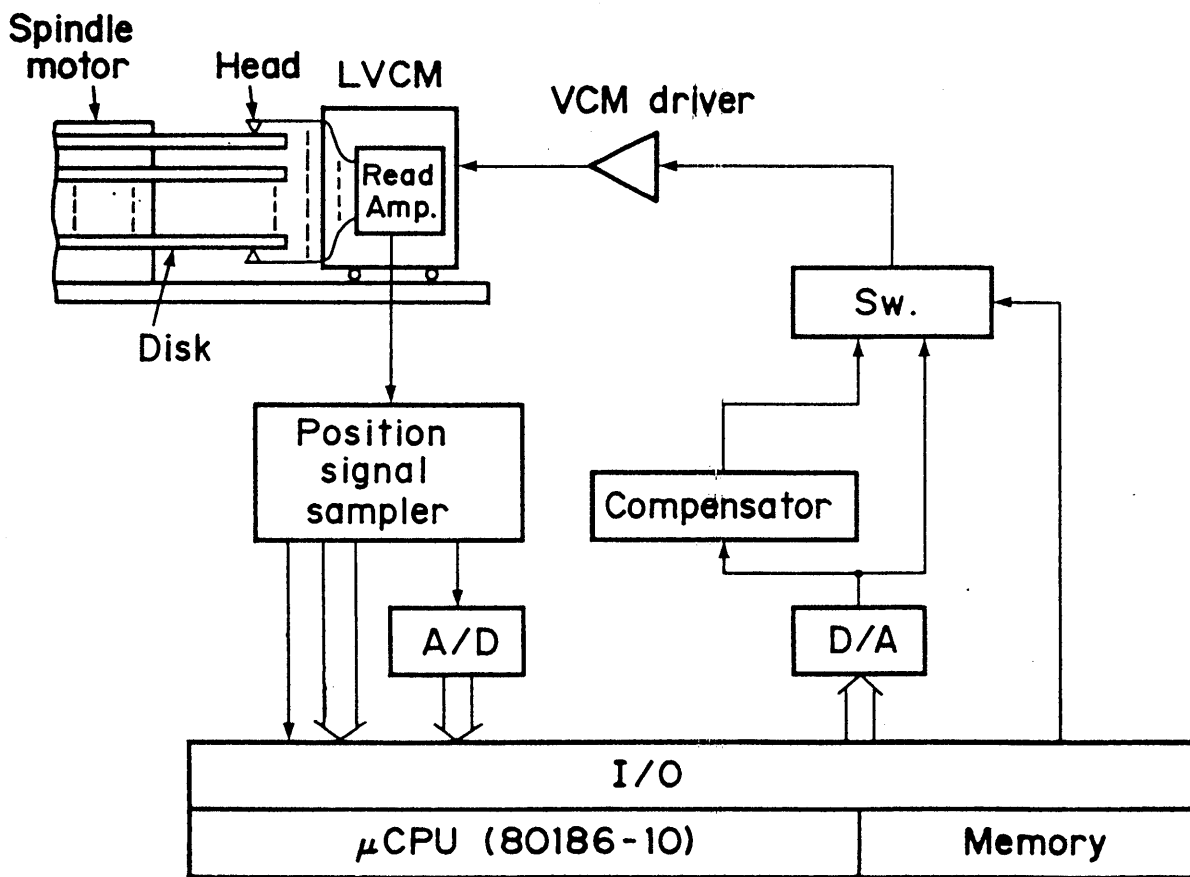
B.2.2 ヘッド位置決めサーボシステムの構成

HDDのヘッド位置決めサーボシステムは、サーボ情報の効率良い検出と回路量の削減、そして信頼性の確保が要求される。本サーボシステムでは、サーボシステムの主要部分をソフトウェアで実現し、回路の簡素化及びシステムの柔軟性を高めた。サーボシステムの全体構成図を図B2-3に示す。サーボシステムは、 μ CPUをベースとしたデジタル制御系となっている。位置信号の再生、ヘッド位置検出、速度検出、そして速度制御はすべて μ CPUにより処理する。但し本実験では、トラック追従制御系の補償器は μ CPUの演算速度の関係上アナログ回路で実現した。

B.2.3 高速シーク制御系

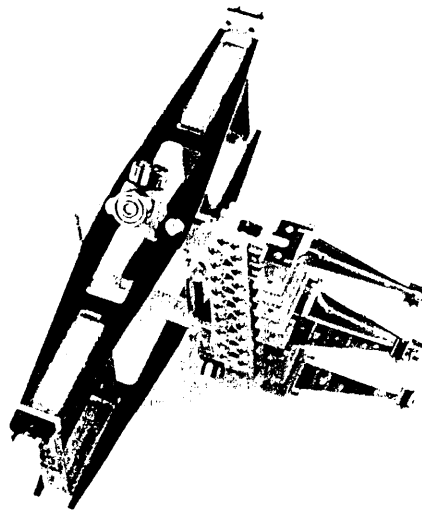
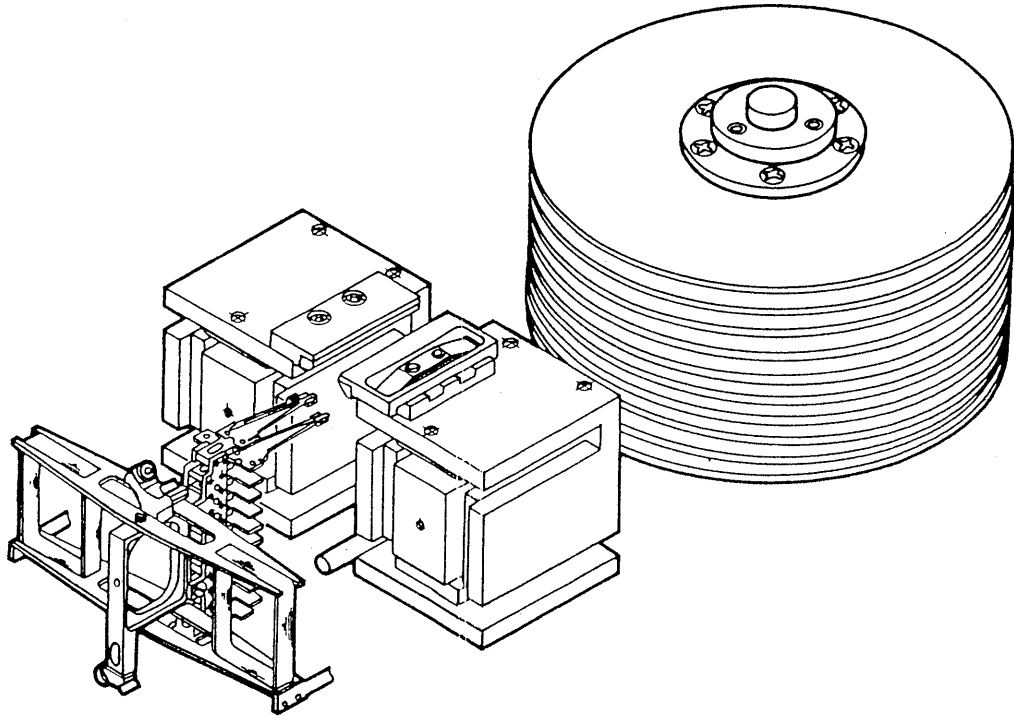
制御ループの高帯域化と高速シークを実現するため、軽量・高推力・高剛性のアクチュエータが必要である。ここでは、このような条件を満たすアクチュエータとしてリニアボイスコイルモータ（以下LVCM）を採用した。このLVCMはキャリッジのフレームに比剛性の高いセラミックを使用し、コイルには軽量のアルミニウムコイルを使用している。この結果、一次の共振周波数は4.8kHzと非常に良好な機械特性を実現している。また、高推力を得るため各コイルの4面に対して磁石を配置できる構成となっている。LVCMの仕様の一部を表B2-1に示す。また、図B2-4にLVCMの概観を示す。

図B2-5にシーク制御系の制御ブロック図を示す。シーク制御時、 μ CPU（インテル製80186：クロック10MHz）はセクタごとにサーボパターンより再生した位置信号をサンプリングし、B.2で述べたアルゴリズムに従ってヘッド位置検出と速度検出を行う。なお、この際のサンプリング周期は208 μ secである。加速時はオープンループで加速し、減速時は参照速度にヘッド移動速度が追従するようにLVCMを制御する。通常のモータ制御と同様に、参照速度とヘッド移動速度の差をLVCMの制御入力とすることが考えられるが、この制御方

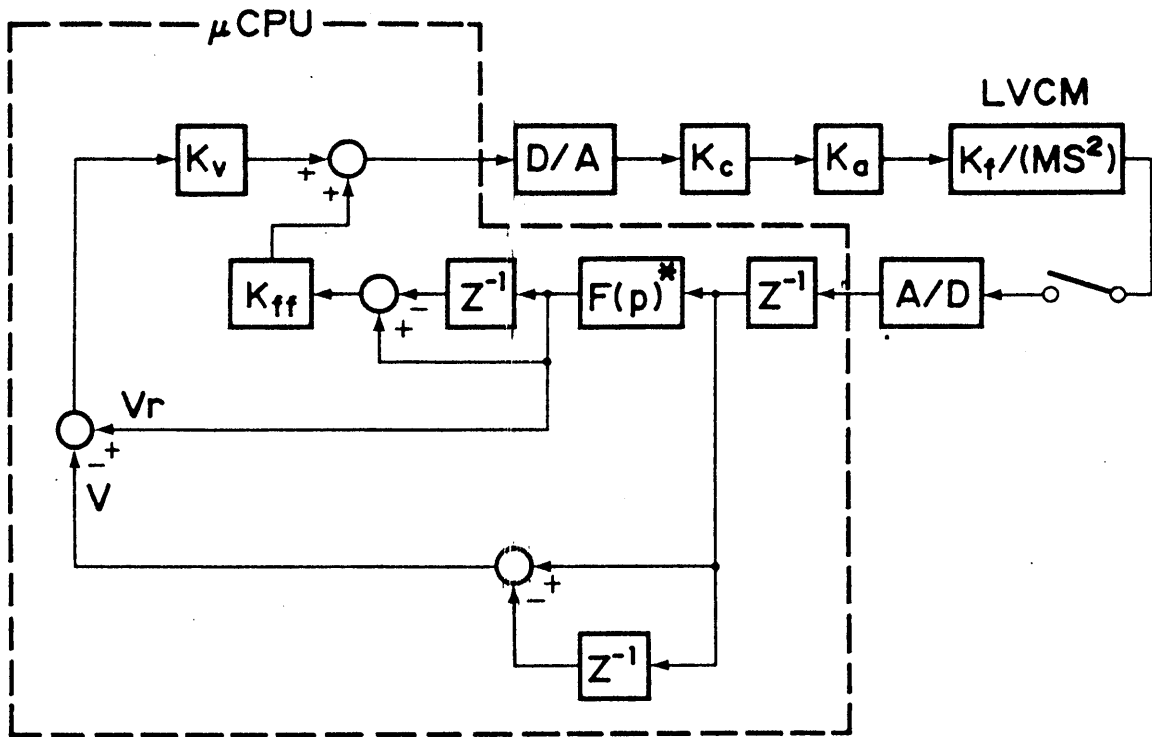


Head positioning system blockdiagram

図B 2-3 サーボシステムの全体構成図



図B 2-4 LVCMの概観



* $F(p)$: Reference-velocity generator

Speed control system blockdiagram

図B 2-5 速度制御系の制御ブロック図

式では，系が基本的に一形系であることと，位置・速度検出及び制御入力の演算による時間遅れがあることにより，速度追従に大きな偏差が生じて目標トラック近傍での速度のばらつきが大きくなるという問題がある．この問題点を解消するためには，ループゲインを大きくする手段が考えられるが，LVCMの機械共振点の問題，デジタル制御系の安定条件により制御ゲインは制限される．

本システムでは，減速時に減速に必要とする制御入力をフィードバック系に前向きに加算するフィードフォワード補償を採用することにより，偏差の抑圧が図れることを明らかにした．以上により，演算時間遅れのあるデジタル制御系で安定・高速なシーク動作を実現した．ここで，演算時間遅れは1サンプリング時間の遅れとする．本方式の有効性は，次節で示すシミュレーション及び実験により確認した．

B.2.4 シーク性能のシミュレーションと実験結果

本セクタサーボ方式のシーク制御系におけるサンプリング周期及び演算時間遅れによる影響の見積もりとフィードフォワード補償によるその改善効果をシミュレーション実験により明らかにする．

シミュレーションでは，図 B2-5 のブロック図に示すシーク制御系をモデル化したものを使用する．但し，図には示していないが，高速シーク時のVCMの逆起電力の影響を考慮し，VCM電流は式 (B2-1) に示すようにモデル化した．

$$E_{er}(t) = K_1[E_{in}(t) - \{I(t) \cdot R_{fb}\}K_2]$$

$$I(t) = \int [\{E_{er}(t) - (R_c \cdot R_{fb}) \cdot I(t) - K_f \cdot V(t)\} / L] dt$$

$$(但し, \quad -11 < E_{er}(t) < 11)$$

(B2-1)

ここで、

$E_m(t)$: VCM駆回路入力電圧 (V) , R_b : VCM電流検出抵抗 (Ω)

$E_{er}(t)$: 誤差電圧 (V) , L : VCMコイルイダクタンス (H)

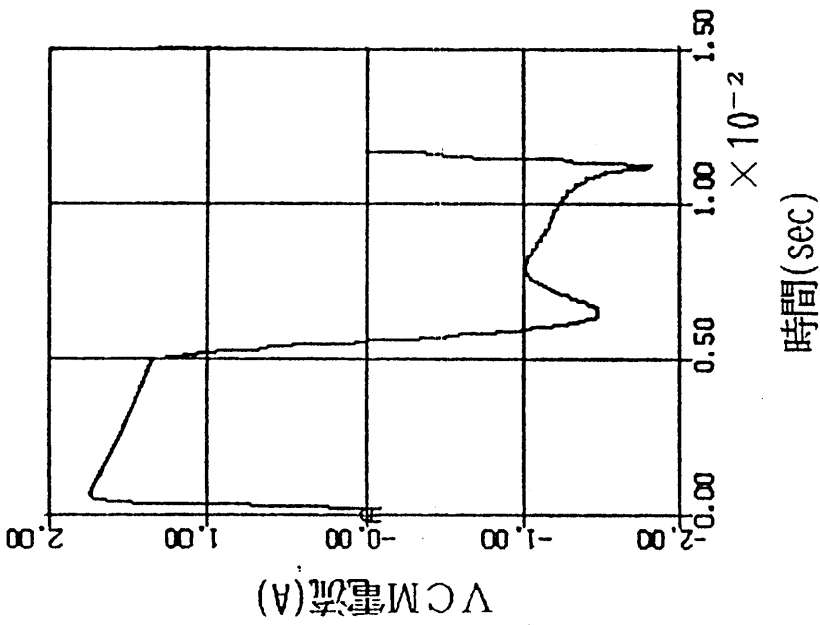
$I(t)$: VCM電流 (A) , R_c : VCMコイル抵抗 (Ω)

$V(t)$: VCM移動速度 (m / s) , K_f : 力定数 (N / A)

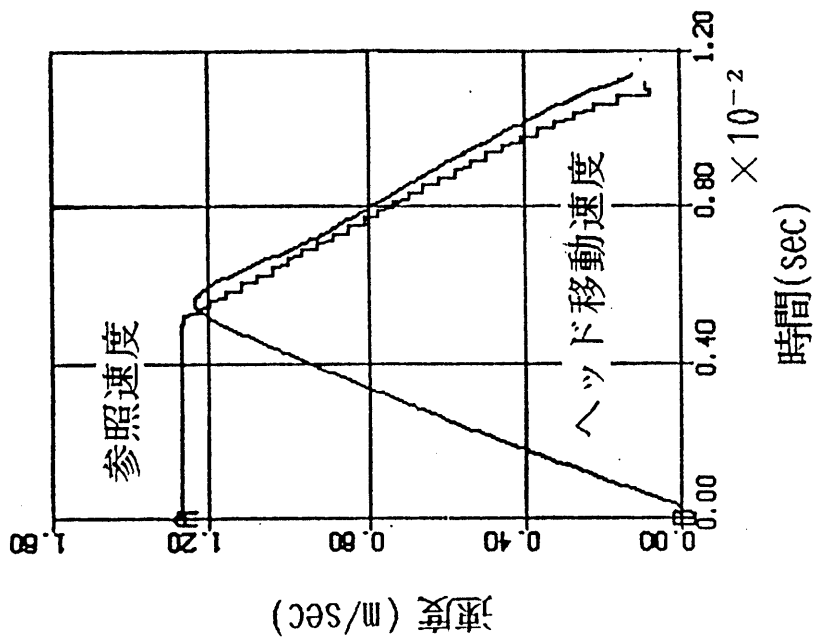
K_1, K_2 : ゲイン

である。

図 B2-6(a)は、フィードフォワード補償を使用しない場合の参照速度とヘッド移動速度図 B2-6(b)は、そのVCM電流を示す。図より分かるようにサンプリングによる位相遅れと演算時間遅れにより速度追従偏差が生じている。また、VCM電流の変動も大きく制御系の安定性が劣化していることが分かる。図 B2-7(a)は、演算時間遅れがある系で追従偏差を抑圧するためループゲインを大きくした例であるが、制御系の安定性が悪くなっていることが分かる。図 B2-7(b)は、演算時間遅れが無い例で、この場合は演算時間遅れによる位相特性の劣化が無いためある程度ループゲインを大きくしても制御系の安定性が良く、追従性は向上することが分かる。一方、フィードフォワード補償を使用した場合は、図 B2-8に示すように演算時間遅れがある場合でも速度追従偏差を小さくでき、VCM電流の変動も小さくできる。これらの結果より、演算時間遅れのあるサンプリング制御系にフィードフォワード補償を導入することにより、安定で高速なシークが可能となることが分かる。

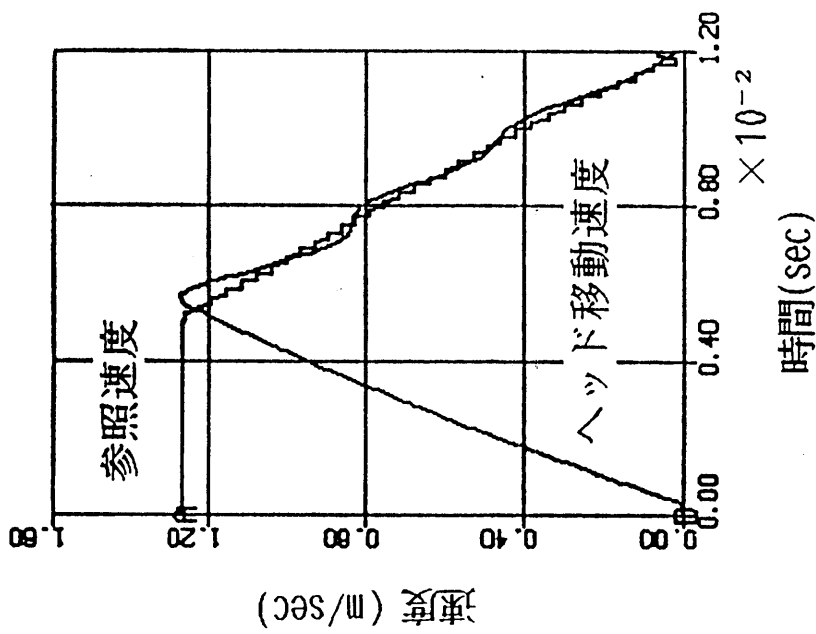


(a)



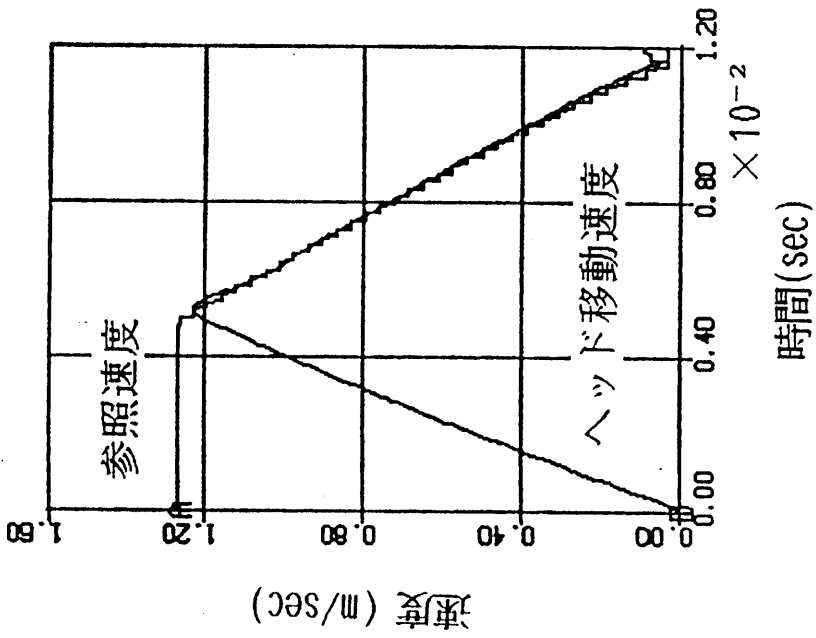
(b)

図B 2-6 速度波形とVCM電流 (シミュレーション)
[演算時間遅れのある場合]



演算時間遅れのある場合

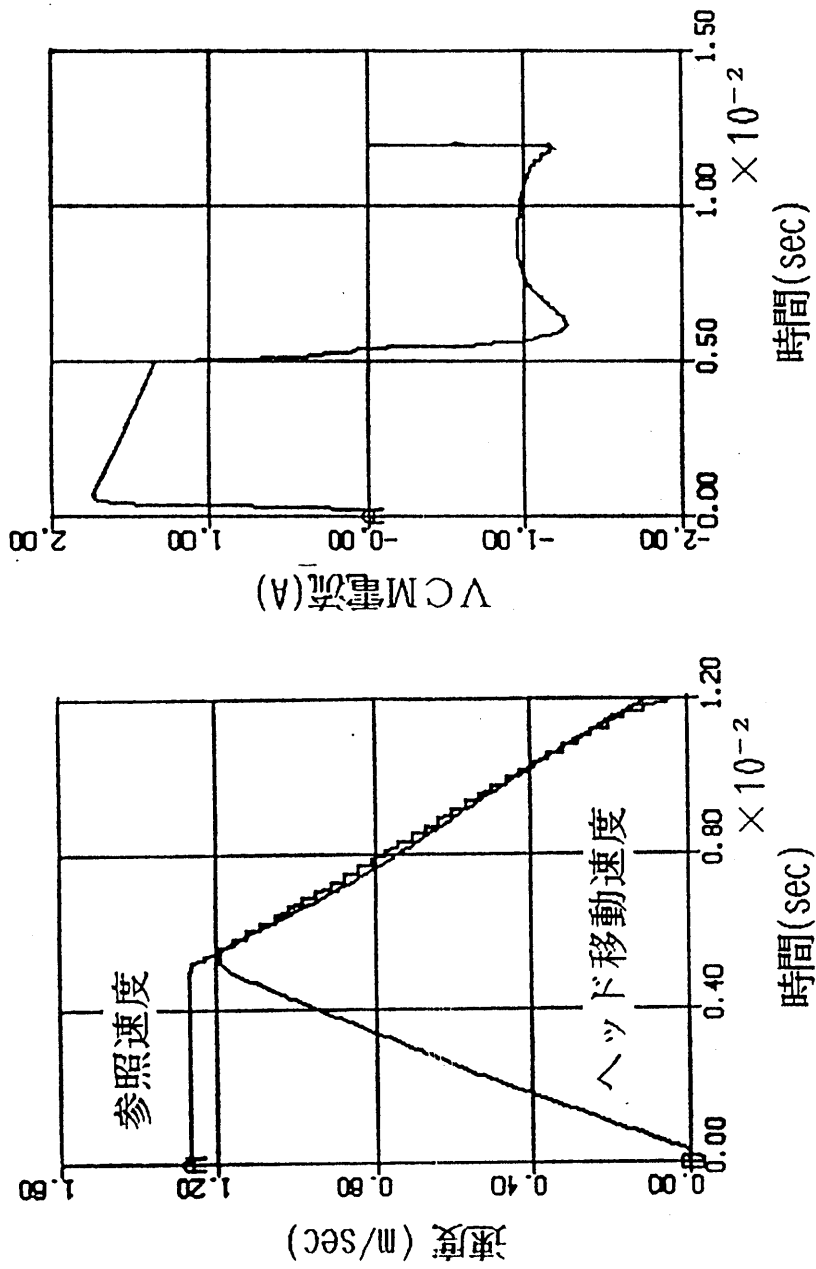
(a)



演算時間遅れのない場合

(b)

図B 2-7 制御ゲインを高くした時の速度波形 (シミュレーション)



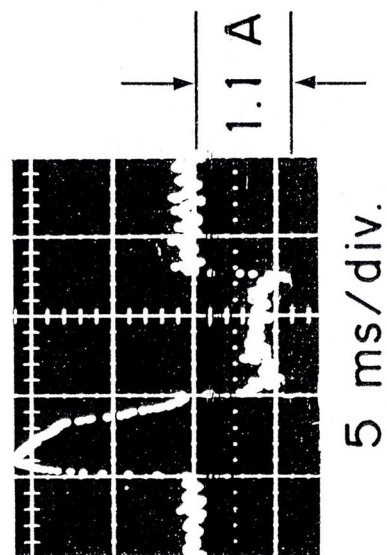
図B 2-8 速度波形とVCM電流 (シミュレーション)
 [フィードフォワード補償を使用した場合]

次に、実際に本制御系を実験機に搭載した場合のシーク性能を示す。
表 B2-1 に実験条件を示す。

表 B 2 - 1 実験条件

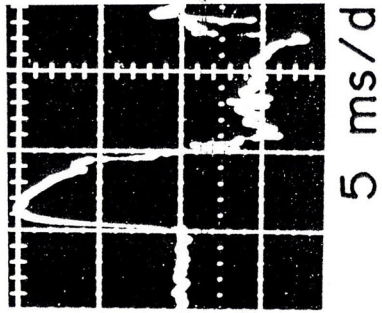
ディスクサイズ	5.25 インチ
トラック密度	59 tracks/mm (1500TPI)
L V C M のキャリッジ質量	33 g
L V C M の力定数	5.3 N/A
平均シーク距離	7.6 mm, 448 シリンダ
ディスク回転数	3600 rpm
セクタ数	80

図 B2-9 (a) にフィードフォワード補償を使用した場合の L V C M 電流波形と
図 B2-9 (b) に使用しない場合の L V C M 電流波形を示す。フィードフォワード補償
を使用しない場合、速度制御追従性能を確保するためにループゲインを約 6 dB
高くする必要があった。その結果、シミュレーション実験で求めたように、制御
系の安定度が劣化し、電流波形の変動が大きくなった。一方、フィードフォー
ワード補償を使用した場合は、ループゲインを上げずに追従性が高まり演算時間遅れ
を含むデジタル制御系でも安定なシーク動作が実現できた。図 B2-10 は、平均
シーク時の速度信号と参照速度信号波形である。これらの信号は、 μ C P U 内部
の演算で求めた速度及び、参照速度を D / A 変換器を通し出力したものである。
これらの信号より、参照速度にヘッド移動速度が良く追従していることが分かる。
ヘッド移動最高速度は 14.7 トラック / セクタ (1.2 m / s) で、平均シーク
時間は、12 ms を実現している。



With feedforward

(a)

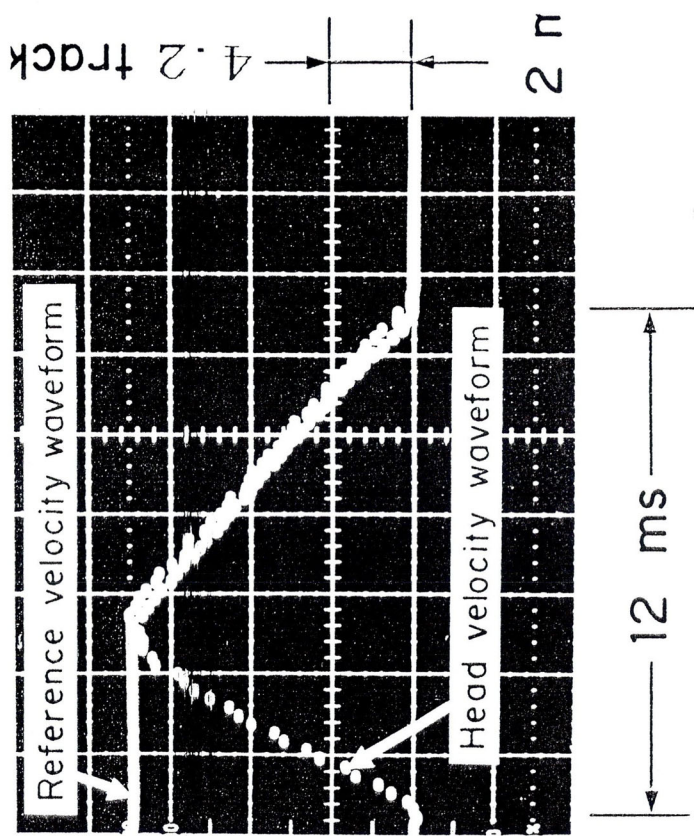


Without feedfo

(b)

LVCM control current wavefc

图B 2-9 L V C M 電流波形



Average seek (448 cylinders)

図B 2-10 速度信号波形 (平均シーク時)

B.2.5 まとめ

データ面上のサーボ情報だけを使うセクタサーボ方式では、サーボ情報のデータに占める割合を少なくすることと同時に、高速シークを可能とするためにヘッド位置検出能力を高めることが重要である。ここでは高速シークを行わせる際に問題となるヘッド位置検出方式に関して、少ないサンプリング数のサーボ情報から正確なヘッド位置検出ができるサーボパターンと検出アルゴリズムを提案した。このサーボパターン(サーボデータ)のディスク装置容量に占める割合は3%以下と、サーボ面サーボ方式で同容量を実現した場合(但し、ディスク枚数は10枚とする)のサーボデータ占有率5%より少なくできることを示した。

この方式を中形HDD(5.25インチHDD)に適用し、実験により高速シークが可能であることを確認した。また、デジタル制御時に問題となる演算遅れによる性能劣化をフィードフォワード補償により改善できることをシミュレーション及び実験で明らかにした。今回、フィードフォワード信号として、基本的に一定加速度を加える方式を試みたが、制御系のロバスト制御性能を考えた場合、シーク距離に応じた最適なフィードフォワード量が存在すると考えられる。また、機構の機械共振を励振しないフィードフォワード信号の検討も必要と考えられる。他の問題点としては、サーボデータが欠落した場合、サンプリング数が少ないことから影響が大きいということがある。これに関しては、速度オブザーバによる対策が考えられるが、この系のようにサンプリング数が少ない系ではオブザーバの極を速く設定することができないため、その効果は期待できない。このことからサーボデータに欠陥がある場合のヘッド移動速度推定及び位置の推定では、何らかの予測手段が必要と考えられ、今後の課題としたい。

B.3 二自由度制御系による短距離シーク時間応答特性の改善

一般のコンピュータシステムにおいてはファイルの空間的局所性から隣接トラックへのアクセス時間の短縮がコンピュータシステムのスループットの向上に大きく寄与すると考えられる。このことから、第6章で検討した最適化された制御器において、隣接トラックへのシーク速度の高速化の可能性を検討した。制御系としては、二自由度制御系とその H_2 最適化を採用し、これによる短距離シーク特性の改善を検討した。

図5-1から分かるように、一自由度制御系ではフィードバック特性（感度関数 S によって決まる外乱抑圧特性と相補感度関数 T によって決まるロバスト安定性）と目標値追従特性が制御器 C_1 だけで決まる。これに対し、図B3-1に示すような二自由度制御系では目標値追従特性とフィードバック特性が独立に設計出来るようになる。二自由度制御系では相補感度関数 T と感度関数 S は一自由度制御系と同様に制御器 C_1 により決定されるが、目標値追従特性、すなわち目標値 r から制御量 y までの伝達関数は、制御器 C_4 により独立に制御仕様を設定することができる。これによりフィードバック特性を厳しく設定した状態でも目標値追従特性を改善することができることになる。

次にこれらの各制御器を最適に設計する手法について考える。すなわち H_∞ 制御理論を用いてロバスト安定化フィードバック制御器である C_1 を設計し、目標値に素早く追従するように H_2 最適化により制御器 C_4 を設計する。なお、ここにおいても制御系を双一次逆 Z 変換により連続系近似し制御器を求め、求めた制御器を双一次 Z 変換により離散化する手法を採る。ここでは、図B3-2に示す拡大系に基づいて二自由度制御器 C_2 、 C_3 を設計する。すなわち、式(B3-1)に示す評価関数を満たす制御器 C_2 、 C_3 を計算することになる。

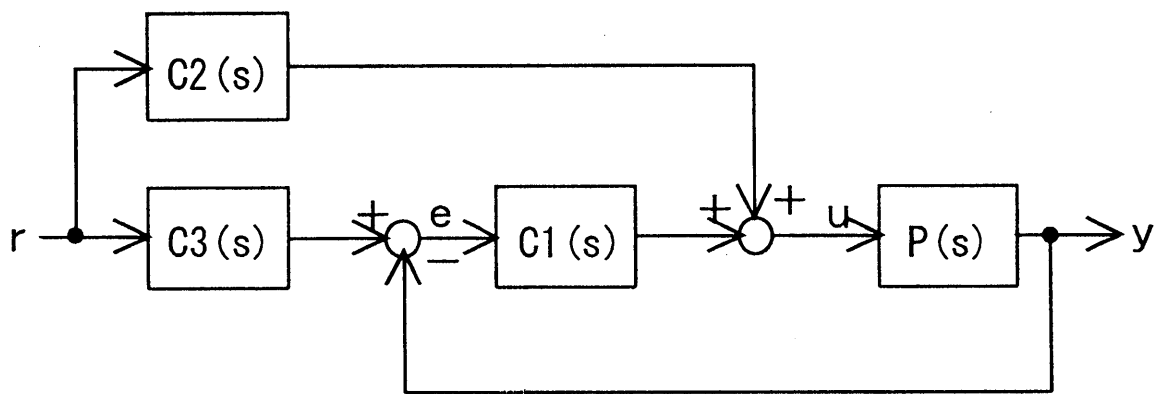


図 B 3-1 二自由度制御系の構成ブロック図

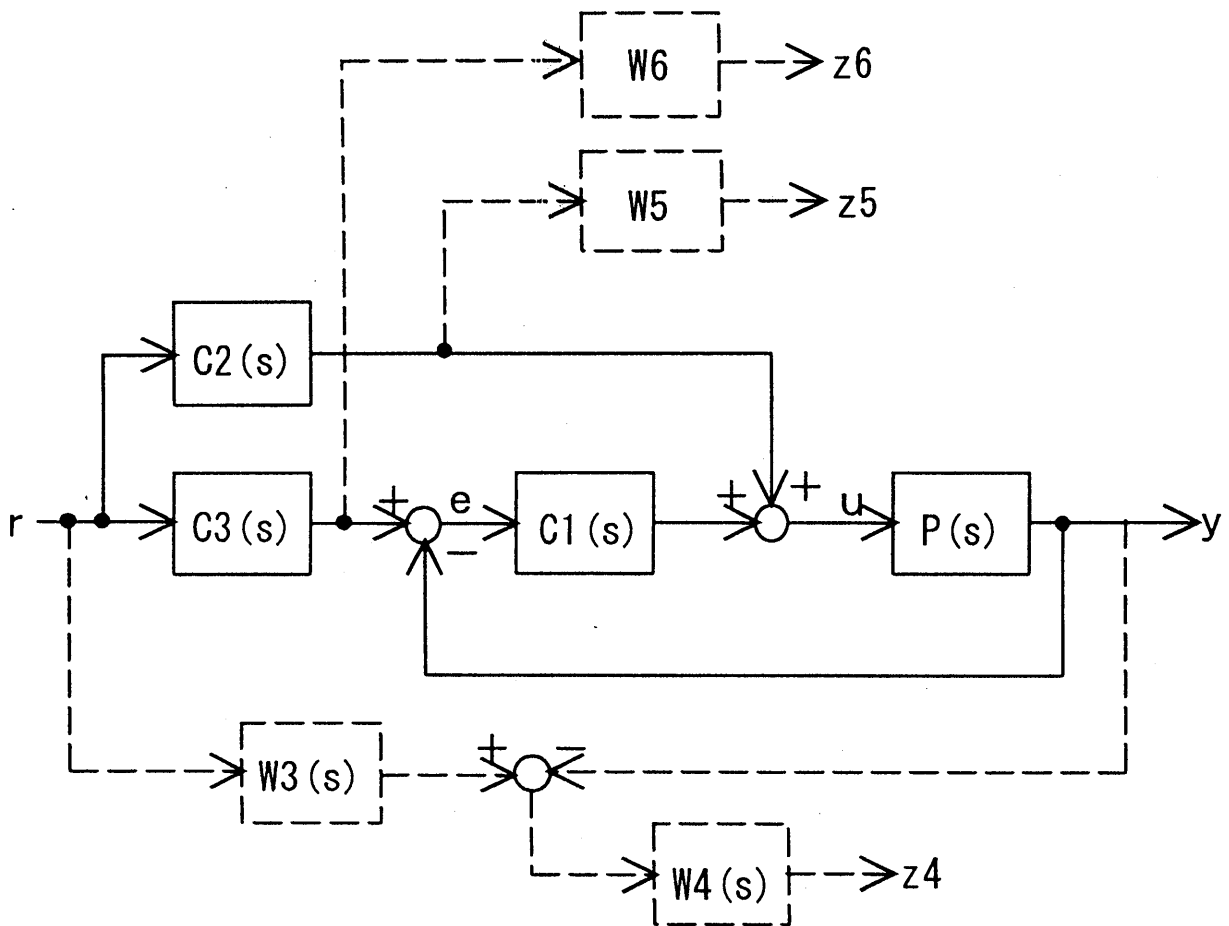


図 B 3-2 H_2 制御器設計用拡大系

$$\min \left\| \begin{array}{c} (W_3(s) - G_{ry})W_4(s) \\ C_3W_6 \\ C_2W_5 \end{array} \right\| \quad (\text{B3-1})$$

ここで、 $W_3(s)$ 、 $W_4(s)$ ：重み関数、 W_5 、 W_6 ：重み係数

$$G_{ry} = \frac{PC_4}{1+PC_1} \quad , \quad C_4 = C_1C_3 + C_2$$

である。

図 B3-2 において、制御対象 $P(s)$ 、制御器 $C_1(s)$ を状態方程式で表すとともに各信号間の関係を求めると式 (B3-2) に示すようになる。

$$\begin{aligned} P(s) : \quad & \dot{\mathbf{x}}_p = \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p + \mathbf{B}_p u_p \quad , \quad y_p = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p \\ C_1(s) : \quad & \dot{\mathbf{x}}_{c_1} = \mathbf{A}_{c_1} \mathbf{x}_{c_1} + \mathbf{B}_{c_1} v \quad , \quad u_1 = \mathbf{C}_{c_1} \mathbf{x}_{c_1} \\ W_3(s) : \quad & \dot{\mathbf{x}}_{w_3} = \mathbf{A}_{w_3} \mathbf{x}_{w_3} + \mathbf{B}_{w_3} r \quad , \quad y = \mathbf{C}_{w_3} \mathbf{x}_{w_3} \\ W_4(s) : \quad & \dot{\mathbf{x}}_{w_4} = \mathbf{A}_{w_4} \mathbf{x}_{w_4} + \mathbf{B}_{w_4} e \quad , \quad z_4 = \mathbf{C}_{w_4} \mathbf{x}_{w_4} \\ e = y - y_p \quad , \quad & v = u_3 - y_p \quad , \quad u_p = u_1 + u_2 \\ z_3 = W_5 u_2 \quad , \quad & z_6 = W_6 u_3 \end{aligned} \quad (\text{B3-2})$$

式 (B3-2) 及び図 B3-2 から一般化プラントの状態空間表現を求めると、式 (B3-3) 及び、式 (B3-4) となる。

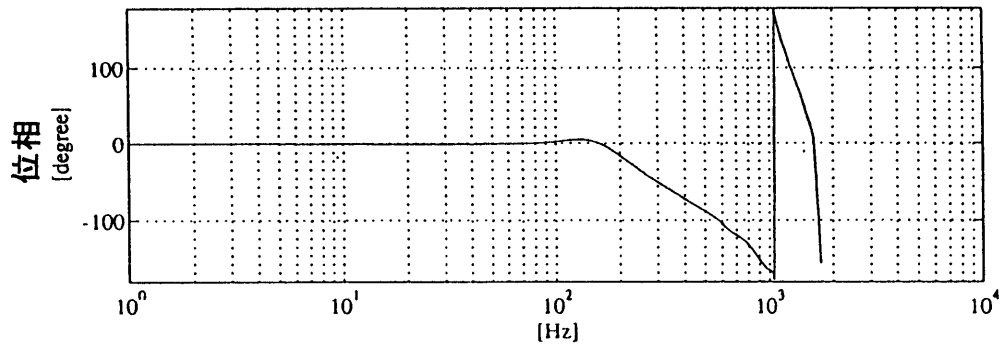
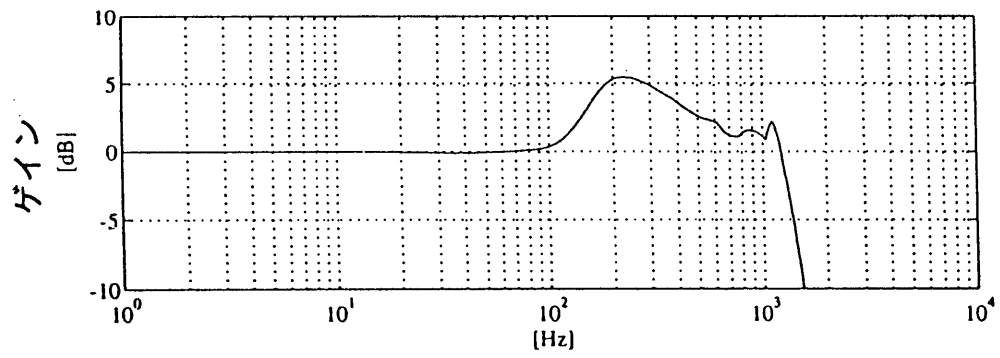
$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{x}_p \\ \dot{x}_{c_1} \\ \dot{x}_{W_3} \\ \dot{x}_{W_4} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_p & \mathbf{B}_p \mathbf{C}_{c_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{B}_{c_1} \mathbf{C}_p & \mathbf{A}_{c_1} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{A}_{W_3} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{B}_{W_4} \mathbf{C}_p & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{W_4} \mathbf{C}_{W_3} & \mathbf{A}_{W_4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_{c_1} \\ x_{W_3} \\ x_{W_4} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} \mathbf{B}_p & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_{c_1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_{W_3} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ u_3 \\ r \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{B3-3}$$

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} z_4 \\ z_5 \\ z_6 \\ y \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{C}_{W_4} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{C}_{W_3} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_p \\ x_{c_1} \\ x_{W_3} \\ x_{W_4} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ W_5 & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & W_6 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_2 \\ u_3 \\ r \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{B3-4}$$

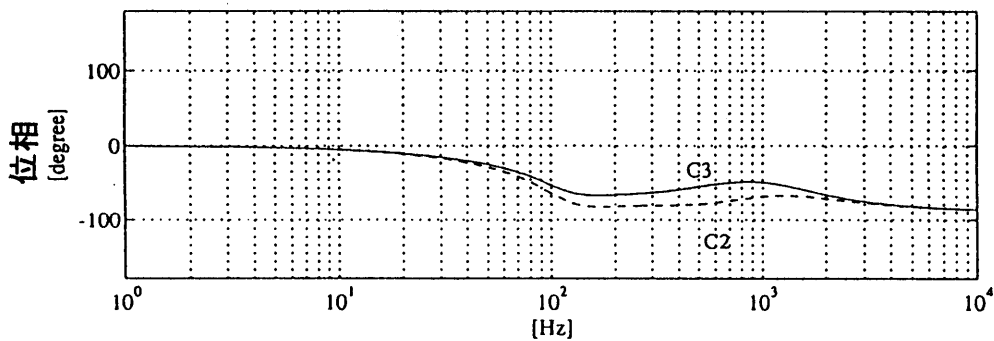
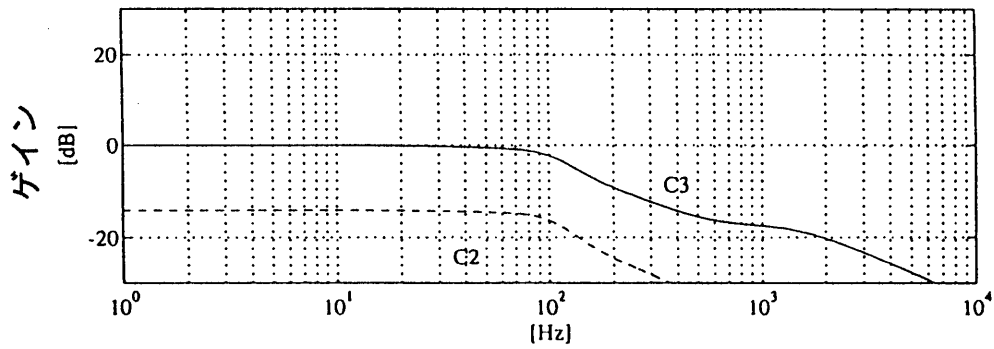
式 (B3-3), 式 (B3-4) を基に H_2 最適となるような制御器 C_2 , C_3 を MATLAB AB を用いて求める。

図 B3-3(a) は, 一自由度制御系での閉ループ伝達特性である。この図では共振値が見られ, この系ではステップ応答特性でオーバーシュートが大きくなることが予測できる。図 B3-3(b) は, この現象を抑制するために使用する二自由度制御系の制御器 C_2 及び C_3 の周波数伝達特性である。制御器 C_3 は前置フィルタとして, 制御器 C_2 はフィードフォワード補償器として系に入ってくるが, 制御系全体を H_2 最適化することにより, 制御器 C_2 , C_3 は一自由度制御系の閉ループ伝達特性の共振値を抑圧するような形状となることがこの図より分かる。

実際にシークをした場合の特性の違いを 1トラックシークの実験で比較する。図 B3-4(a) に H_∞ 制御器だけの一自由度制御系のシーク波形を図 B3-4(b) に制御器

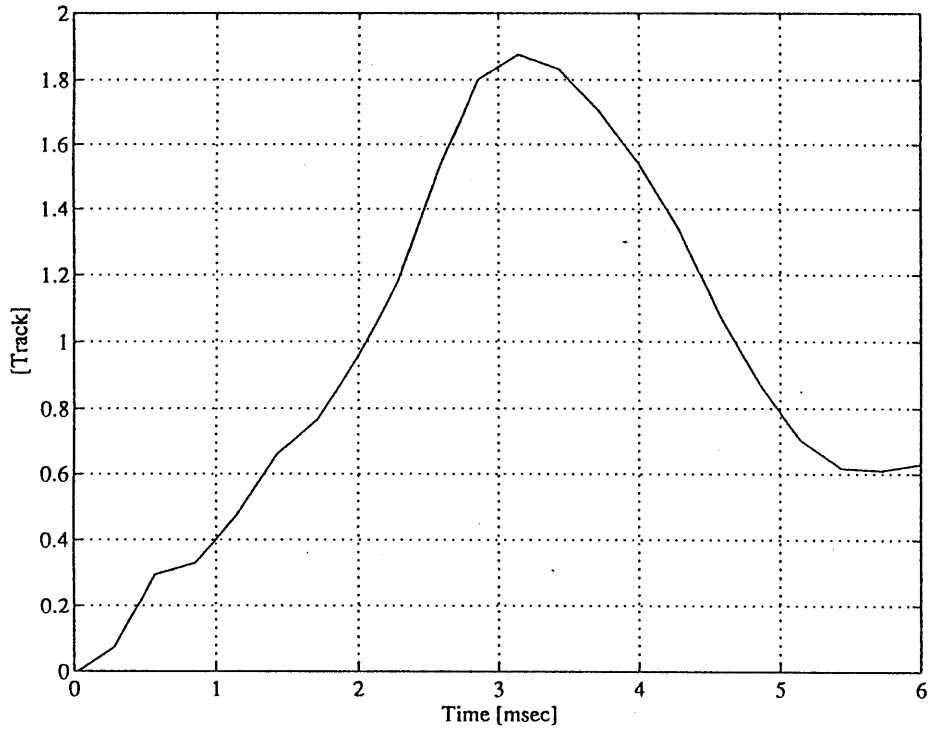


(a) H_∞ 制御器を使用した一自由度系の閉ループ伝達特性

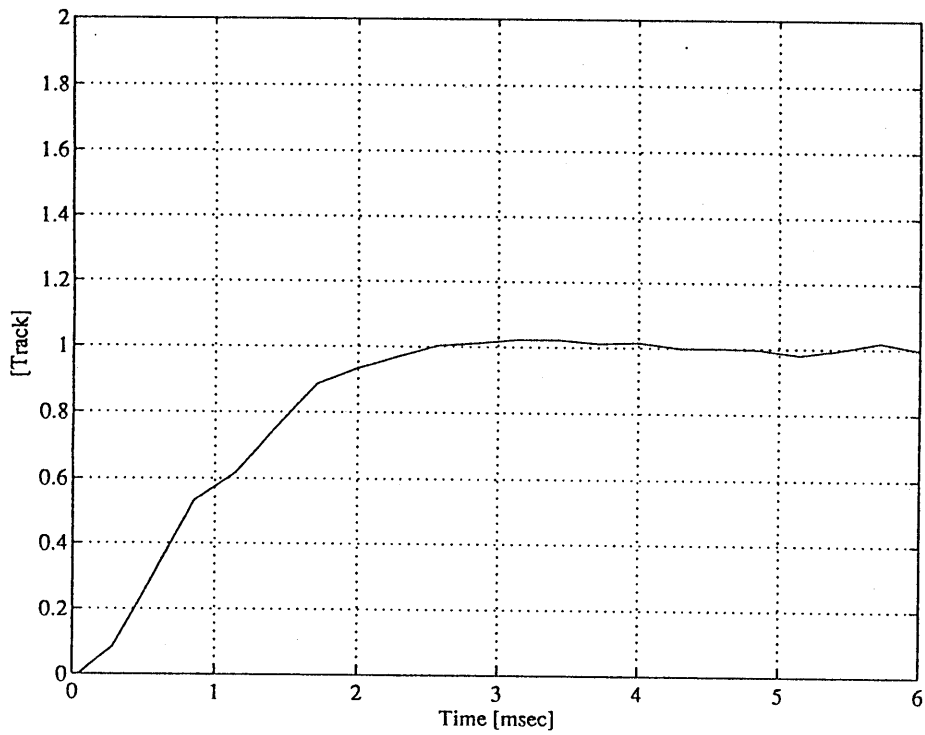


(b) H_2 最適化した制御器 C2, C3の周波数伝達特性

図 B 3-3 二自由度制御系の周波数伝達特性



(a) 一自由度制御系



(b) 二自由度制御系

図B 3-4 1トラックシーケ波形

C4を用いた二自由度制御系のシーク波形を示す。制御器C4によって、オーバーシュートのない高速な1トラックシークが実現されていることが分かる。この時のシーク時間は2.5msで、1トラックシークに必要なサンプル数を9サンプル以内に収めることができた。

ここでは、一般のコンピュータシステムにおいてはファイルの空間的局所性から隣接トラックへのアクセス時間の短縮がコンピュータシステムのスループットの向上に大きく寄与すると考えられることから、第5章で検討した最適化された制御器において、隣接トラックへのシーク速度の高速化の可能性を検討した。その結果、二自由度制御系とその H_2 最適化により高速なショートシークが達成できることを明らかにできた。これは、第一の制御器である H_∞ 制御器により、制御系のロバスト制御性能が確保され、第二の制御器を含めた H_2 最適化が有効に実現できたことによると考えられる。従って、さらに高速・安定なシークを実現するためには、第一の制御器によるロバスト制御性能の向上がポイントになるものと考えられる。このロバスト制御性能の観点からの制御器の最適化とその限界の見極めは、今後の課題とする。

参考文献

- (1) Y.Takahashi and A.Takahashi: "Evaluation of sub-micron track-pitch accuracy for high-density optical disc cutting machine", Measurement, Vol.6, No.1, pp.19-24 (1988)
- (2) 「磁気記録最新技術と装置・機器」, 総合技術出版 (1984)
- (3) M.K.Haynes: "Magnetic Recording Techniques for Buried Servos", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-17, No.6, pp.2730-2734 (1981)
- (4) N.H.Hansen: "A head-positioning system using buried servos", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-17, No.6, pp.2735-2738 (1981)
- (5) 水上誠:「ディスク型記録機器」, テレビジョン学会誌, Vol.44, No.9, pp.1178 - 1182 (1990)
- (6) 山田一郎:「情報機器の制御と制御理論」, 計測と制御, 第32巻, 第4号, pp.296 - 308 (1993)
- (7) 溝下義文:「HDDの高精度トラッキング技術」, 日本応用磁気学会誌, Vol.18, No.4, pp.863 - 868 (1994)
- (8) 小野京右:「情報機械工学とコンピュータメカニクス」, 日本機械学会論文集(C編), 60巻, 576号, pp.2539 - 2546 (1994)
- (9) J.M.Haker, D.W.Brede, R.E.Pattison, G.R.Santana and L.G.Taft: "A Quarter Century of Disk File Innovation", IBM J. Res, Develop., 25, 5, pp.677-690 (1981)
- (10) A.S.Hoagland: "A High Track-Density Servo-Access System for Magnetic Recording Disk Storage", IBM Journal, pp.287-296 (1961)
- (11) R.K.Oswald: "Design of a Disk File Head-Positioning Servo", IBM Journal of Research & Development, Vol.18, No.6, pp.506-512 (1974)

-
- (12) 富田賢一，三矢保永：「磁気ディスク用ヘッドポジショナ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, pp.183-185 (1976)
- (13) 三矢保永，永山昭，富田賢一，大谷幸司：「ヘッドポジショナの高速高精度化」，研究実用化報告，第26巻，第2号，pp.521-544 (1977)
- (14) R.K.Oswald: "Head Positioning Servo Design for The IBM 3344/3350 Disk Files", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-14, No.4, pp.176-177 (1978)
- (15) 高波修一，中西浩，新居亨一：「800メガバイト磁気ディスク装置用周辺回路」，研究実用化報告，第28巻，第10号，pp.2263-2292 (1979)
- (16) Y.Mizoshita and A.Futamata: "Head-Positioning Servo Design for Disk Drives", FUJITSU Sci. Tech. J., 18, 1, pp.101-115 (1982)
- (17) 水上誠，中西浩：「デジタル信号処理技術を用いた磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御」，信学技報，MR80-41, pp.1-8 (1980)
- (18) Bob McKnight: "A Track Locating Servo System Utilizing the Data Heads as Absolute Position Transducers", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-14, No.4, pp.182-184 (1978)
- (19) C.Maury: "High Track Density for Magnetic Disk Drives with an Embedded Servo Positioning System", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-17, No.4, pp.1396-1402 (1981)
- (20) H.Nakanishi and M.Mizukami: "High Track Density Head Positioning Using Sector Servos", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-19, No.5, pp.1698-1700 (1983)

-
- (21) Bob McKnight: "A Track Locating Servo System Utilizing the Data Heads as Absolute Position Transducers", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-14, No.4, pp.182-184 (1978)
- (22) H.Nakanishi and M.Mizukami: "High Track Density Head Positioning Using Sector Servos", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-19, No.5, pp.1698-1700 (1983)
- (23) 菅谷寿鴻, 山田健仁: 「埋込み形サーボ方式の位置追従特性」, 電子通信学会総合全国大会, 1608 (1983)
- (24) 酒井裕見, 菅谷寿鴻: 「高トラック密度FDD用セクタサーボ方式」, 電子通信学会総合全国大会, 1735 (1986)
- (25) 辻澤隆彦, 村山裕樹, 稲田博司: 「デジタルサーボ方式による高トラック密度FDDの検討」, 電子通信学会総合全国大会, S4-3 (1986)
- (26) A.Moraru, K.Cheng and L.Najjar: "Highly Adaptive Servo-System for a High Capacity Floppy Drive", Proceedings of MOTOR-CON, April, pp.283-294 (1987)
- (27) E.G.Grochowski, R.F.Hoyt and J.S.Heath: "Magnetic Hard Disk Drive Form Factor Evolution", Proceedings of the 1993 JSME International Conference on Advanced Mechatronics Tokyo, Aug, pp.521-526 (1993)
- (28) C.Yoger: "Trim head-positioning overhead with embedded disk servo", Electronic Design, August 25, pp.83-90 (1988)
- (29) D.Dunnion and M.Stropoli: "Design a Hard-Disk Controller with DSP Techniques", Electronic Design, September 22, pp.117-121 (1988)

-
- (30) T.Yamaguchi, K.Shishida, H.Hirai, K.Tsuneta and M.Sato: "Improvement of Servo Robustness for Digital Sector Servo System", IEEE Trans. Magn., Vol.28, No.5, pp.2910-2912 (1992)
- (31) J.M.Corliss and R.Neubert: "DSP helps keep disk drives on track", Computer Design, June 15, pp.60-65 (1988)
- (32) H.H.Ottesen: "Future Servo Technologies for Hard Disk Drive", Journal of the Magnetic Society of Japan, Vol.18, No.S1, pp.31-36 (1994)
- (33) 美多勉, 原辰次, 近藤良: 「基礎デジタル制御」, コロナ社 (1988)
- (34) 荒木光彦: 「デジタル制御理論入門」, 朝倉書店, (1991)
- (35) 中村政俊, 香田英之, 久良修郭: 「サーボ系による連続経路制御のサンプル値制御における適正サンプル周波数の決定法」, 計測自動制御学会論文集, Vol.28, No.5, pp.649-651 (1992)
- (36) 竹門茂: 「ボールベアリングの回転ばね特性」, 日本機械学会第70期通常総会講演会講演論文集, 2528, (1993)
- (37) 吉川紀夫, 竹門茂, 上松昌哉: 「小形HDDアクチュエータ用ボールベアリング挙動解析」, 日本機械学会第72期通常総会講演会講演論文集, 2110, (1995)
- (38) J.A.Wagner: "The Actuator in High Performance Disk Drives Design Rules for Minimum Access Time", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-19, No.5, pp.1686-1688 (1983)
- (39) S.Hasegawa, K.Takaishi and Y.Mizoshita: "Digital Servo Control for Head-Positioning of Disk Drives", FUJITSU Sci. Tech. J., 26, 4, pp.378-390 (1991)

-
- (40) J.T.Tou: "Digital & Sampled Data Control Systems", McGRAWHILL (1959)
- (41) 辻澤隆彦, 村山裕樹, 稲田博司: 「デジタルサーボ方式による高トラック密度FDDの検討」, 電子通信学会総合全国大会, S4-3 (1986)
- (42) 辻澤隆彦, 村山裕樹, 稲田博司, 福地弘道: 「3.5"大容量FDD用406TPIデジタルサーボ技術の開発」, 信学技報, MR86-19, pp.15-21 (1986)
- (43) T.Tsujisawa, H.Murayama and H.Inada: "Modern Control Theory Application in High Track Density FDD", NEC Res. & Develop., No.85, April (1987)
- (44) 酒井裕児, 菅谷寿鴻: 「高トラック密度FDD用セクタサーボ方式」, 電子通信学会総合全国大会, 1735 (1986)
- (45) A.Moraru, K.Cheng and L.Najjar: "Highly Adaptive Servo-System for a High Capacity Floppy Drive", Proceedings of MOTOR-CON, April, pp.283-294 (1987)
- (46) 山田健仁, 村岡隆雄, 菅谷寿鴻: 「スパイラルセクタサーボを用いたヘッド位置決め方式」, 電子通信学会総合全国大会, 1733 (1986)
- (47) J.Codwin: "An Introduction to the Insite 325 FLOPTICAL Disk Drive", SPIE Optical Data Storage Topical Meeting, Vol.1078, pp.71-79 (1989)
- (48) S.Yoshida, N.Wakabayashi, T.Inaji, T.Yoshiura, S.Matsukawa and H.Onodera: "3.5 Inch 16 Mbyte Floppy Disk Drive", IEEE Trans. Consumer Electronics., Vol.35, No.3, pp.672-680 (1989)
- (49) 吉浦司, 吉田修一, 若林則章: 「高密度FDDのトラッキングサーボ」, 心学技報, MR90-18, pp.9-15 (1990)

-
- (50) T.Fujiwara: "Barium Ferrite Media for Perpendicular Recording", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-21, No.5, pp.1480-1485 (1985)
- (51) T.Suzuki: "Perpendicular Magnetic Recording -Its Basics and Potential for The Future -", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-20, No.5, pp.675-680 (1984)
- (52) 今村誠, 伊藤武男, 藤木正夫, 久保田浩司: 「バリウムフェライト垂直磁気記録フロッピーディスク」, 東芝レビュー, Vol.40, No.13, pp.13-16 (1985)
- (53) 菅谷寿鴻, 山田健仁: 「埋込み形サーボ方式の位置追従特性」, 電子通信学会総合全国大会, 1608 (1983)
- (54) 酒井裕児, 菅谷寿鴻: 「高トラック密度FDD用セクタサーボ方式」, 電子通信学会総合全国大会, 1735 (1986)
- (55) 山田健仁, 村岡隆雄, 菅谷寿鴻: 「スパイラルセクタサーボを用いたヘッド位置決め方式」, 電子通信学会総合全国大会, 1733 (1986)
- (56) T.Yamada, Y.Sakai, T.Muraoka and T.Sugaya: "A 16MB 3.5 Inch Ba-Ferrite Flexible Disk Drive with Dual Track Following Servo Modes", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-23, No.5, pp.2680-2682 (1987)
- (57) Y.Sakai, Y.Takada, T.Yamada and T.Sugaya: "A Servo Method for a Large-Capacity Floppy Disk Drive with Downward Compatibility", IEEE Trans. Magn., Vol.25, No.5, pp.3375-3377 (1989)
- (58) 高田義直, 菅谷寿鴻, 山田健仁, 酒井裕児: 「フレキシブルディスクの高トラック密度化の検討」, 電子情報通信学会総合全国大会, 1705, (1987)
- (59) J.M.Corliss and R.Neubert: "DSP helps keep disk drives on track", Computer Design, June 15, pp.60-65 (1988)
- (60) 山田健仁, 菅谷寿鴻: 「セクタサーボ方式における高速ヘッド位置決め」, 電子情報通信学会春季全国大会, D-316 (1988)

-
- (61) T.Yamada, T.Inoue and T.Sugaya: "Sector Servo System for High Speed Seeking and High Track Density", IEEE Trans. Magn., Vol.24, No.6, pp.2955-2957 (1988)
- (62) 山田健仁, 井上徹夫, 菅谷寿鴻: 「磁気ディスク装置の高速・高トラック密度サーボシステム」, 信学技報, MR88-42, pp.9-16 (1988)
- (63) 田原保宏, 三浦義正, 池田義載: 「デジタル磁気記録におけるガウス雑音によるピークシフト」, 電子通信学会論文誌, Vol.J59-C, No.10, pp.607-614 (1976)
- (64) Y.Mizoshita and A.Futamata: "Head-Positioning Servo Design for Disk Drives", FUJITSU Sci. Tech. J., 18, 1, pp.101-115 (1982)
- (65) H.Hanselmann and W.Moritz: "High Bandwidth of the Head Positioning Mechanism in a Winchester Disc Drive", IECON'86, pp.864-869 (1986)
- (66) H.Hanselmann and A.Engelke: "LQG-Control of Highly Resonant Disk Drive Head Positioning Actuator", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.35, No.1, pp.100-104 (1988)
- (67) 高倉晋司, 山田健仁: 「小型磁気ディスク装置の高精度ヘッド位置決め」, 信学技報, MR93-11, pp.13-18 (1993)
- (68) S.Takakura and T.Yamada: "Head Positioning Control System for Hard Disk Drives", JSME Second International Conference on Motion and Vibration Control, pp.722-727 (1994)
- (69) 美多勉: 「 H_{∞} 制御」, 昭晃堂 (1994)
- (70) 平田光男, 劉康志, 美田勉, 山口高司: 「 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, Vol.29, No.1, pp.71-77 (1993)

-
- (71) 斎藤耕治, 本多直樹, 大日方五郎, 大内一弘: 「 H_2/H_∞ 制御による磁気ヘッドサーボ系の検討」, 信学技報, MR94-19, pp.1-5 (1994)
- (72) K.Glover and J.C.Doyle: "State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an H_∞ norm bound and relations to risk sensitivity", Systems & Control Letters, Vol.11, pp.167-172 (1988)
- (73) 細江繁幸, 荒木光彦: 「制御系設計」, pp.46-68, 朝倉書店, (1994)
- (74) MATLAB ROBUST CONTROL TOOLBOX, Math Works.
- (75) J.Sefton and K.Glover: "Pole/zero cancellation in the general H_∞ problem with reference to a two block design", Systems & Control Letters, vol.14, pp.296-306 (1990)
- (76) 千田有一: 「柔軟構造衛星の姿勢制御 (2自由度 H_∞ サーボ系の設計)」, 電気学会産業計測制御研究会資料 II C-92-1, pp.1-10 (1992)
- (77) 吉川紀夫, 竹門茂, 上松昌哉: 「小形HDDアクチュエータ用ボールベアリング挙動解析」, 日本機械学会第72期通常総会講演会講演論文集, 2110, (1995)
- (78) J.C.Doyle, B.A.Francis and A.R.Tannenbaum, "Feedback Control Theory", Macmillan Publishing Company, USA(1992)
- (79) 山田健仁: 「小形磁気ディスク装置のヘッド位置決め誤差に関する検討」, 電子情報通信学会論文誌 C-II, Vol. J78-C-II, No. 12, pp. 592-594 (1995)
- (80) 山田健仁, 高倉晋司: 「小形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」, 電子情報通信学会論文誌 C-II, Vol. J78-C-II, No. 12, pp. 581-588 (1995)
- (81) Tomizuka, M., Tsao, T.C. and Chew, K.K., ASME Journal of

-
- Dynamics, Measurement and Control, Vol.111, pp.353-358, (1989)
- (82) Sidman, M.D, Digital Technical Journal, pp.61-73, (1989)
- (83) 中村政俊・他 2 名, 計測自動制御学会論文集, Vol.28, No.5, pp.649-651, (1992)
- (84) 日野幹雄, スペクトル解析, pp.222, 朝倉書店, (1977)
- (85) Tomizuka, M., Tsao, T.C. and Chew, K.K., ASME Journal of Dynamics, Measurement and Control, Vol.111, pp.353-358, (1989)
- (86) Sidman, M.D, Digital Technical Journal, pp.61-73, (1989)
- (87) 近江隆夫, 山田健仁, 「2.5" HDD 用玉軸受モータ NRRO 特性」, 日本機械学会第 7 2 期通常総会講演会講演論文集, 2109, pp.17-18, (1995)
- (88) ヘイキン, S.: 「適応フィルタ入門」, pp.108, 現代工学社, (1987)
- (89) 北川勝喜, 山田健仁: 「加速度センサを用いた小型 HDD の外乱抑圧制御に関する検討」, 日本機械学会第 7 2 期通常総会講演会講演論文集, 2125, pp.49-50, (1995)
- (90) 近江隆夫, 山田健仁, 「2.5" HDD 用玉軸受モータ NRRO 特性」, 日本機械学会第 7 2 期通常総会講演会講演論文集, 2109, pp.17-18, (1995)
- (91) C.H.Bajorek: "Storage Technology in the Year 2000", International Disk Forum of DISKCON-Japan, (1994)
- (92) M.H.Kryder: "Data Storage in 2000 - Trends in Data Storage Technologies", IEEE Trans. Magn., Vol.25, No.6, pp.4358-4363 (1989)

-
- (93) 三浦義正：「磁気ディスク技術の現状と展望」, 日本応用磁気学会誌, Vol.16, No.S1, pp.19-26 (1992)
- (94) 三浦義正：「磁気ディスク」, 電子情報通信学会誌, Vol.73, No.4, pp.398-406 (1990)
- (95) R.Kaneko, S.Yoshii and M.Tomita: "Compact, High Recording Density Magnetic Disk Storage", Japan Telecommunications Review, pp.163-169 (1982)
- (96) 金子礼三：「磁気ディスク」, 電子情報通信学会誌, Vol.67, No.11, pp.1184-1190 (1984)
- (97) Y.Mitsuya and S.Takanami: "Technologies for High Recording Density in Large-Capacity Fast-Access Magnetic Disk Storage", IEEE Trans. Magn., Vol.MAG-23, No.5, pp.2674-2679 (1987)
- (98) 府山盛明：「薄膜磁気ヘッド」, 電子情報通信学会誌, Vol.77, No.4, pp.1187-1193 (1994)
- (99) 山田健仁, 菅谷寿鴻, 酒井裕児：「埋込み形サーボによる高速ヘッド位置決め」, 電子情報通信学会総合全国大会, 1609, (1983)
- (100) 山田健仁, 菅谷寿鴻, 酒井裕児：「高トラック密度ヘッド位置決めサーボ方式」, 電子情報通信学会総合全国大会, 1762 (1984)

学位論文の要旨

セクタサーボ方式による磁気ディスク装置の
ヘッド位置決め制御システムに関する研究

(Head Positioning Control System for Magnetic
Disk Drives Using Sector Servo Method)

山田 健仁

磁気ディスク装置は、記録情報が不揮発である、記録密度が高い、ビットコストが低い、という大きな長所を有している。しかし、記録情報へのアクセスを機械的な動作に依存しているため、磁気記録媒体上の磁化状態（記録情報）に対する磁気ヘッドの位置決め精度が記録密度を制限する大きな要因となっている。また、同様の理由によりアクセス時間が遅いという欠点を持っている。このため磁気ディスク装置では、磁気ヘッドを高精度に位置決めすることと高速なアクセスを達成することが大きな研究課題となる。

高精度位置決め機構としては、10nm程度の位置決め精度を要求される半導体製造装置のX-Yステージや光ディスクのカッティング装置などがある。しかし、これらはアクチュエータ自体の位置を高分解能のレーザ測長器などを使って正確に求め、位置決め制御する構造となっている。これらの機構に対し、光ディスク装置や磁気ディスク装置では、記録媒体であるディスクと情報を記録再生するヘッドとの相対的な位置決め精度を要求される。特に磁気ディスク装置では、磁気記録固有の制約のため、すなわち記録媒体と記録再生デバイスが近接している必要があるため、アクチュエータの高剛性化が困難という問題点がある。また、位置決め対象が高速回転体であることから、高精度位置決め制御系を実現する上で厳しい条件下にある。

本研究は、このような背景のもとに磁気ディスク装置の高密度化に大きく寄与すると考えられるヘッド位置決めシステムの構成及び設計手法の確立を目的とする。特に、ヘッド位置決め基準となるサーボ情報をディスクのデータ面と同一面上に離散的に形成するセ

クタサーボ方式を研究対象とする。セクタサーボ方式では制御系が本質的にデジタル閉ループ制御系として構成されるが、このヘッド位置決め制御系において、アクセス時間の短縮及び高精度位置決めを達成するための制御器の構成及びその設計法に関する提案を行い、その有効性を実験及びシミュレーションにより明らかにする。本論文は以下の7章から構成される。

第1章では、研究の背景として磁気ディスク装置のヘッド位置決めシステムの概要とその研究の推移に関して述べる。さらに、本研究の中心であるセクタサーボ方式の利点と必要性に関して述べる。

第2章では、本研究の核をなすセクタサーボ方式の概念とデジタル制御理論に基づくヘッド位置決め制御系の基本的な設計手順について述べる。このセクタサーボ方式の概念は、3, 4, 5, 6章に共通した概念である。また、ここで示したヘッド位置決め制御系の設計手法を第5章においてロバスト制御理論の観点から見直し、より簡便で最適制御を実現する設計手法として再構成する。

第3章では、セクタサーボ方式を改良した新しいヘッド位置決めシステムを提案する。これは、データアクセス時間の短縮を目的としたもので、従来の磁気ディスク装置とは異なり記録トラックを渦巻状に形成してトラック追従制御を行う。このスパイラルセクタサーボ方式の制御系の構成と設計法を示す。また、この方式を適用して画像情報等の大量データを高速に転送できるFDDを試作した実験結果を示す。

第4章では、セクタサーボ方式で高精度ヘッド位置決めを実現する上で問題となる位置信号雑音とヘッド位置決め精度の関係をサンプリング周波数に依存した閉ループパルス伝達関数の形状劣化の観点から、時間領域でのシミュレーションを通して検討する。また、ヘッド位置決め誤差に伴うデータ信号におけるウィンドウマージン減少の傾向をシミュレーションにより検討することで、セクタサーボ方式による高トラック密度化の可能性を明らかにする。

第5章では、ロバスト制御理論の観点からセクタサーボ方式によるヘッド位置決め制御システムの最適化を検討して、 H_{∞} 最適制御理論に基づいたヘッド位置決め制御系の最適化による、位置決め精度の改善を実現する制御系設計手法を提案する。また、この制御構成及び設計手法を小形HDD(2.5インチHDD)に適用してその有効性を実験により明らかにした結果を示す。

第6章では、位置信号のスペクトル解析において、FT法及びM

EMを使ってスペクトルを求めるとともにその時間変動特性を検討し、位置決め精度改善のための問題点を明らかにする。この検討結果に基づき、5章の線形制御理論の枠組みの中での制御系最適化では実現できなかった高周波数帯域に存在するスピンドルモータの回転に同期した位置決め誤差を低減する方式、すなわち適応フィルタ理論に基づいたフィードフォワード補償法を提案する。この制御構成及び設計手法を小形HDDに適用することにより、その効果と問題点をシミュレーション及び実験で明らかにする。

第7章では、3, 4, 5, 6章の研究成果をまとめるとともに、今後の展望と研究課題に関して述べる。特に、今後の高トラック密度化に対する研究課題を機構・制御の観点から述べる。

A summary of the thesis

Head Positioning Control System for Magnetic Disk Drives Using Sector Servo Method

Takehito YAMADA

Magnetic disk drives have a lot of merits such as the non-volatility of the record information, the high record density, the low bit cost and so on. However, because the access to the record information depends on the mechanical motion, record density is limited in the positioning precision of the magnetic head to the magnetization (record information) on the magnetic record medium. Therefore, to position a magnetic head in the high precision is important problem. In the high precision positioning mechanism, there are X-Y stage for the semiconductor manufacture apparatus and optical disk cutting machine to require about 10-nm positioning precision. However, these equipments have the mechanism which determines an actuator position correctly using the high resolution position detector (e.g. the laser measuring instrument). On the other hand, relative positioning precision between the record medium and the sensor head is required in the optical disk drive and the magnetic disk drive. Especially, the magnetic disk drive has a problem for which it is difficult to make an actuator high stiffness for the specification which is peculiar to the magnetic record system that recording medium and the reproducing device must be near. Moreover, when a high precision positioning control system is realized, it has the severe condition that recording medium turns at high speed.

In this thesis, establishing a structure and a design technique to the head positioning system using sector servo method is proposed. In the sector servo method, the

servo information is discretely formed on the disk surface which is the same as the disk data surface. Hence the control system is essentially constructed as the digital closed loop control system. To make access time short substantively and to achieve high precision positioning are proposed in the sector servo system. In the following, provides a summary of each chapter.

Chapter 1 describes the background of the magnetic disk drive head positioning control system and the advantage of the sector servo method.

Chapter 2 describes the basic head positioning control system design procedure using the sector servo method which is based on the digital control theory. The head positioning control system design technique shown in this chapter is reconsidered from the viewpoint of the robust control theory in chapter 5.

In chapter 3, new head positioning control system applied the sector servo method with spiral track is proposed. In case of the spiral track disk, the servo pattern is shifted at every consecutive sector. At the spiral track following system, it is possible to follow several tracks continuously, so this system can substantially reduce transfer time, compared with the conventional concentric track following servo system. The experimentally developed floppy disk drive could treat a great deal of the image data at high transfer speed as a result of applying the spiral sector servo system.

In chapter 4, it examines relation between the position error signal noise and the head positioning precision which becomes a problem when realizing high precision head positioning by the sector servo method. Positioning error characteristics is simulated in the time domain from the viewpoint of the shape degradation with the closed loop pulse transfer function which depended on the sampling frequency. Also, we simulated the data window-margin decrease caused by off-track to clarify the relation between the allowable head positioning error and the track density.

In chapter 5, optimal head positioning control system based on the robust control theory in the sector servo method is proposed. The positioning precision improvement is achieved by the optimizing of a head positioning control system based on the H-infinity optimal control theory. In applying the H-infinity theory, a state-space model of an augmented plant is constructed considering the input location of the disturbance.

In chapter 6, positioning error signal characteristics are analyzed to clear a problem for the positioning precision improvement. From the head positioning control system design viewpoint, the positioning error analysis becomes a key guide for the control system design. In the positioning error signal analysis, a spectrum was evaluated using Fourier transform method and maximum entropy method. Positioning error signal characteristics are clarified by these spectrum analysis including investigation of time evolution behavior of the spectrum. In the control system optimization described in chapter 5, the positioning error which synchronized with the turn of the spindle motor which exists in the high band could not be reduced. In this work, a control system that uses a feedforward compensation method based on the adaptive filter theory to suppress head positioning error repeatable-run-out components is designed. A time response characteristics of the control system is examined by the simulation. By applying these control system and a design technique to small HDD, it makes the effect and a problem clear in the experiment.

Chapter 7 lists the conclusion of this work and provides recommendations for future research and development.

