

フィードフォワード補償法による小型磁気ディスク装置の  
ヘッド位置決め制御系の検討\*山田 健仁\*<sup>1</sup>, 三池 秀敏\*<sup>2</sup>Head Positioning Control System Using a Feedforwarded Compensation  
Method for Small-Sized Magnetic Disk Drives

Takehito YAMADA and Hidetoshi MIIKE

From the head positioning control system design viewpoint, the development and the evaluation of the control technique to improve positioning precision are important problems and the positioning error analysis becomes a key guide for the control system design. In this paper, a control system that uses a feedforward compensation method based on the adaptive filter theory to suppress head positioning error repeatable-run-out components was designed. A time response characteristic of the control system was examined by the simulation. In the positioning error signal analysis, a spectrum was evaluated using Fourier transform and the maximum entropy methods. Positioning error signal characteristics are clarified by these spectrum analyses including investigation of the time evolution behavior of the spectrum.

**Key Words:** Digital Control, Adaptive Control, Positioning, Actuator, Measurement and Control, Magnetic Disk Drive, Feedforward, Spectrum Analysis

## 1. まえがき

コンピュータの高性能化に伴い、固定磁気ディスク装置(HDD)の大容量化が急速に進んでいる。なかでも3.5インチ以下の小型HDD分野に於いて、一層の大容量化の要望が高い。高トラック密度を実現する技術の一つとして、HDDのヘッド位置決め系の高精度化に対する要求も大きい。すなわち、ヘッド位置決め制御系設計の観点から、位置決め精度を上げるための制御手法の開発とその評価、及び設計指針となる位置決め誤差解析は重要な課題である。

筆者らは、これまでH<sub>∞</sub>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報告した<sup>1)</sup>。この手法はディスク回転の同期成分(以下RRO成分)の低周波数域成分の抑圧には非常に有効であるが、小型HDDで使用されるようなサンプル値制御系では、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がある。一方、このRRO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<sup>2)</sup>や適応フィルタによる補償方式<sup>3)</sup>が提案されている。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には触れていない。本論文では、RRO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)のスペクトルとその時間変動解析により、位置信号の性質を明らかにする。

## 2. 制御系の構成

**2-1 ヘッド位置決め制御系の概要** 図1に本研究で対象とする小型HDDのヘッド位置決め情報の構成図を示す。小型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1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サンプル値制御系となる。

図2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139トラック/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<sub>∞</sub>制御理論に基づき設計し<sup>1)</sup>、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, T

\* 原稿受付 1995年8月4日。

\*<sup>1</sup> 正員、徳山工業高等専門学校(☎745 徳山市久米高城3538)。\*<sup>2</sup> 山口大学工学部(☎755 宇部市常盤台2557)。

I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。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転送される。

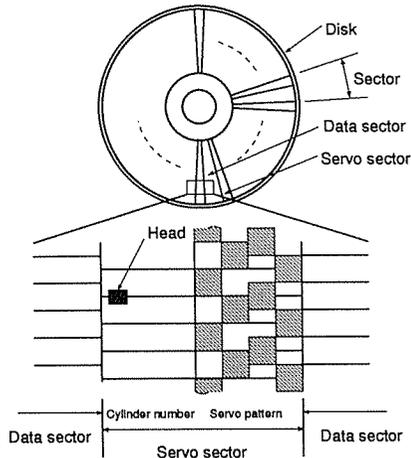


Fig. 1 Sector servo method

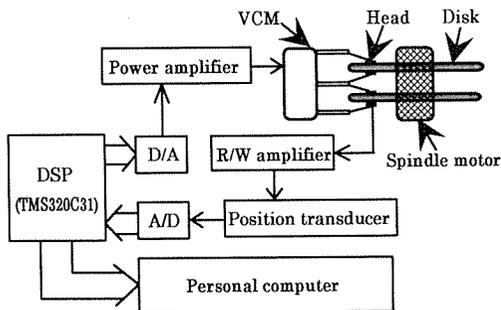


Fig. 2 Measurement system

図 3 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。図 4 に主ループに使用した制御器の周波数伝達特性を示す。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 380 Hz とした。また、図 4 に示すように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、感度関数は 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、後述のようにこの領域での RRO 成分の抑圧がポイントとなる。

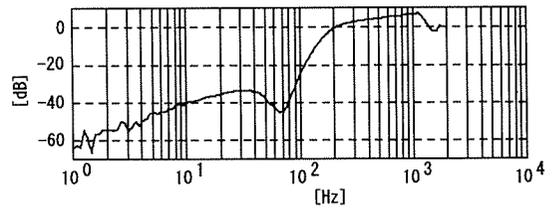


Fig. 3 Frequency characteristic of closed loop (Sensitivity function)

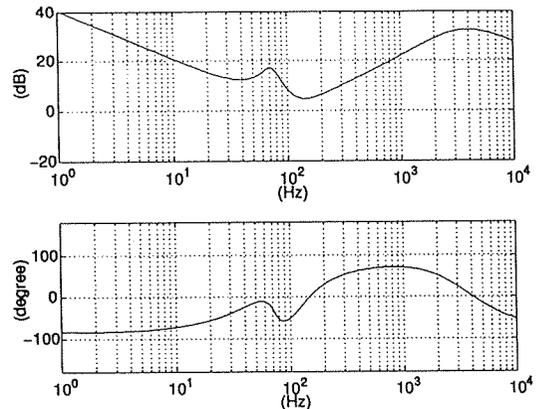


Fig. 4 Frequency characteristics of  $H_{\infty}$  Controller

2-2 位置信号のスペクトル解析 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 (FT法) 2-1 で述べたように本実験系では位置信号は離散的に得られる。特にこの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<sup>4)</sup>、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サンプル値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。  
FT法-1: トラック毎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  $\bar{e}(k)$  を式(1)により求める。この信号を基に、式(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。

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

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

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(3)により、複数の領域に分割して式(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。

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

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

ここで、 $r$ :周波数分解能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が必要とする。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(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(5)によりパワースペクトル  $S(f)$  を求める。

$$S(f) = \frac{P_l \cdot \Delta t}{\left| 1 + \sum_{i=1}^m a_{hi} \exp(-j2\pi f i \Delta t) \right|^2} \quad \dots(5)$$

ここで、 $l$ :自己回帰モデルの次数、 $a_{hi}$ :次数  $i$  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に従い<sup>5)</sup>、 $l=3\sqrt{r} \approx 67$ とした。

2.3 適応フィルタによるフィードフォワード補償器

の構成 図5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F T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位置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<sup>6)</sup>。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、3.3で示す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。フィードフォワード信号を適応的に変化させる方式は文献[3]で報告されているが、ここでは、適応フィルタ理論<sup>7)</sup>に基づいた適応法を試みる。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毎に修正し、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。

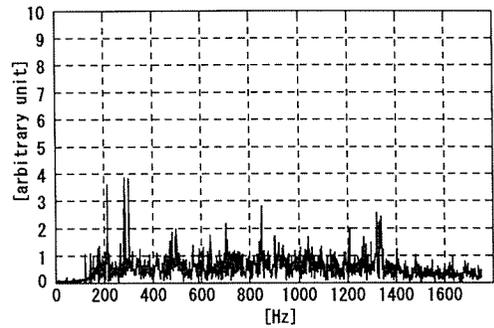
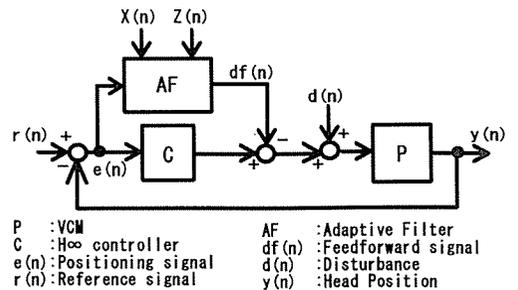


Fig. 5 Head positioning error signal spectrum (without Feedforward)

図6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)で表される。

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

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



P : VCM  
C :  $H_\infty$  controller  
e(n) : Positioning signal  
r(n) : Reference signal  
AF : Adaptive Filter  
df(n) : Feedforward signal  
d(n) : Disturbance  
y(n) : Head Position

Fig. 6 Construction of the control system with feedforward compensator

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)で与えられる信号とすれば良いことになるが、3・3 で示すように  $d_m$  及び  $\phi_m$  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<sup>7)</sup>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(7)で与えられる。

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

タップ入力は式(8)で表される。

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

ここで、 $N$ :セクタ数、 $d_r$ :各周波数成分の振幅、 $\phi_r$ :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(9)で表す。

$$\mathbf{X}(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \dots \quad x(n-N+1)]^T$$

$$\mathbf{H}(n) = [h(1, n) \quad h(2, n) \quad \dots \quad h(N, n)]^T \quad \dots(9)$$

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

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

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

$$\mathbf{Z}(n) = [z(n) \quad z(n-1) \quad \dots \quad z(n-N+1)]^T$$

$$z(n) = \sum_{i=0}^{\infty} x(n)P'(n-i) \quad \dots(11)$$

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(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(12)で与えられる。

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

$P(n)$ : 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(13)のように定義する。

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

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

$$\nabla(n) = \left[ \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial h(1, n)} \quad \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial h(2, n)} \quad \dots \quad \frac{\partial \varepsilon(n)}{\partial h(N, n)} \right] \quad \dots(14)$$

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

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

$$\mathbf{u}(n) = \begin{bmatrix} \sum_{i=0}^{\infty} x(n)P(n-i) \\ \sum_{i=0}^{\infty} x(n-1)P(n-i-1) \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{\infty} x(n-N+1)P(n-i-N+1) \end{bmatrix} \quad \dots(15)$$

また、LMSアルゴリズムよりフィルタ係数の更新値は式(16)で与えられる。

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

式(16)に式(15)を代入することにより、式(10)が求められる。但し、式(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。なお、実験及びシミュレーションでは、図7に示す制御対象  $P(s)$  の周波数伝達特性の測定結果を基に  $P'(n)$  を求めて使用した。また、ステップサイズパラメータ  $\mu$  は 0.01 に設定した。この値は式(10)、(11)から分かるように位置信号の特性に大きく影響されるため、ここでは実験的に求めた。最適なステップサイズパラメータを決定するためには、位置信号の性質に基づいた評価が必要と考えられる。

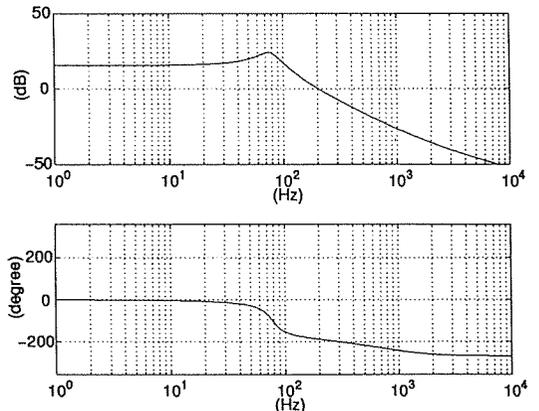


Fig. 7 Frequency characteristics of Plant

### 3. 実験結果

#### 3-1 RRO抑圧の時間応答特性 (シミュレーション)

図8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  $H_{\infty}$  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ィジタル信号処理で実行されるように構成している。

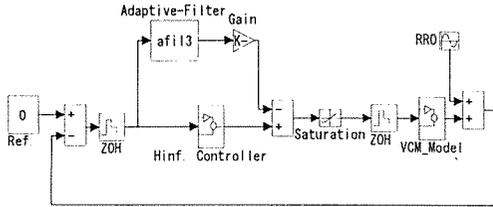


Fig.8 Control system block diagram for simulation

図9は外乱 $d(t)$ を式(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。

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

式(17)中の周波数は図5よりRRO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10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、3・3に示すように、隣接トラックに於いても、RRO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。3・3の図12より、外乱 $d(t)$ は式(18)のように変化した。

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

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

図10(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10(b)は、図10(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3・3で示すように外乱 $d(t)$ 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10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。

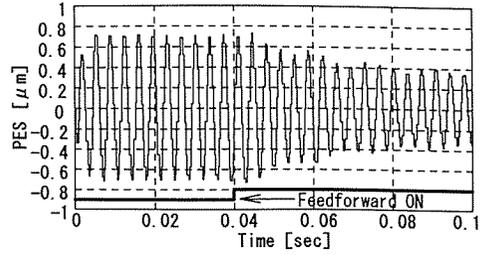
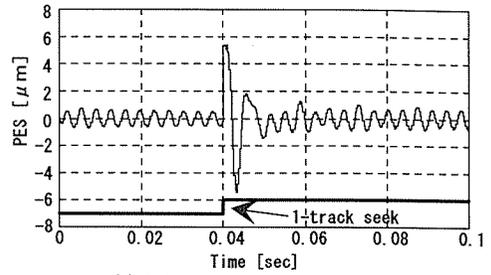
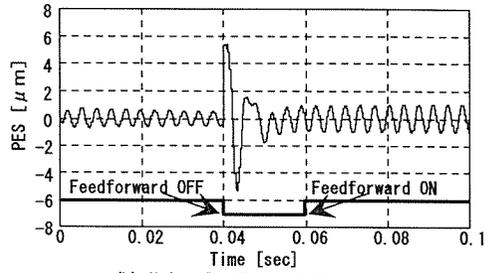


Fig.9 Head positioning error signal using feedforward control (Simulation)



(a) Using feedforward continuously



(b) Using feedforward discretely

Fig.10 Head positioning error signal at 1-track seek with feedforward control (Simulation)

3・2 RRO抑圧特性 2・1で述べた $H_\infty$ 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(10)及び式(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11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11と図5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3σ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11)から分かるように1300Hz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。原因としてはモータの回転力による筐体振動が考えられ、今後の検討課題として残った。

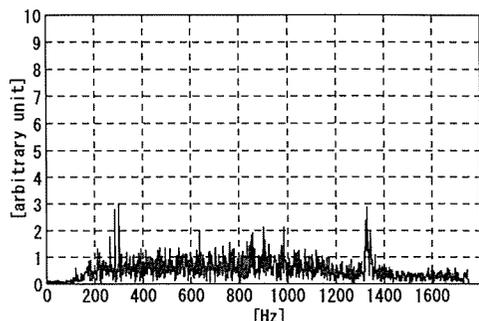


Fig. 11 Head positioning error signal spectrum (with Feedforward)

3.3 位置信号解析 図12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FT法-1によるトラック毎の位置信号のパワースペクトラムの相違を示したものである。この図より、位置信号にRRO成分  $K \times 70\text{Hz}$  ( $K=3, 4, 5, \dots$ ) 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RRO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RRO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、トラック毎のパワーの変動は、サーボパターンライト時のモータボールベアリングの回転体通過振動による一回転周期以下の低周波数(20~30Hz)成分の影響によるものと推測される。

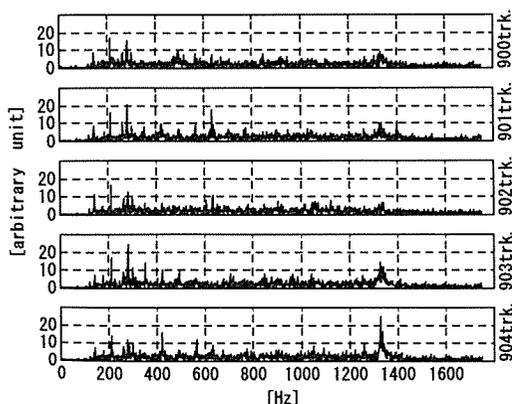


Fig. 12 Head positioning error signal spectrum at representative tracks

図13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)毎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14は、図13のデータを基にFT法-2でスペクトル解析を行った結果である。RRO成分は大凡観測されるものの、その周波数は明確に分離できていない。このためNRRO(回転非同期)成分かRRO成分かの同定が困難である。一方、図12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15は、図13のデータを基にMEMでスペクトル解析を行った結果である。この結果より、RRO成分のうち210, 280, 490Hzの成分が特に大きいこと、RROの各成分が時間変動していることが分かる。更に、若干のNRRO成分も観測できる。また、これらのRRO, NRRO成分ともその周波数は安定している。

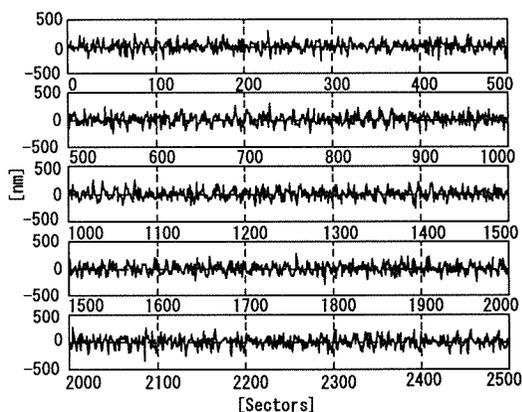


Fig. 13 A temporal development of the error signal

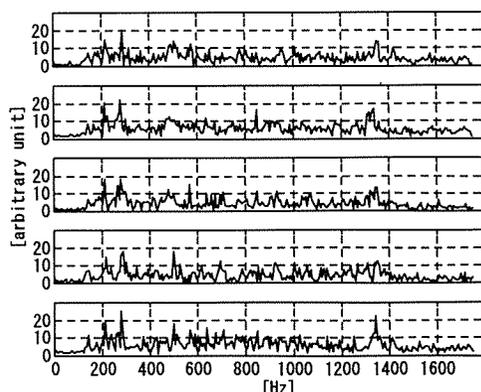


Fig. 14 A temporal development of the error signal spectrum (FT analysis)

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RRO成分の抑圧に関しては有効と

考えられる。しかし、装置稼働時の位置信号には既に述べたようにトラック毎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。

図16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、RR O成分が抑圧されている様子が明確に観測できる。

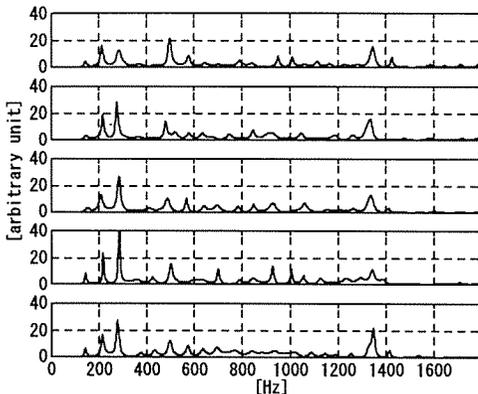


Fig. 15 A temporal development of the error signal spectrum (MEM analysis)

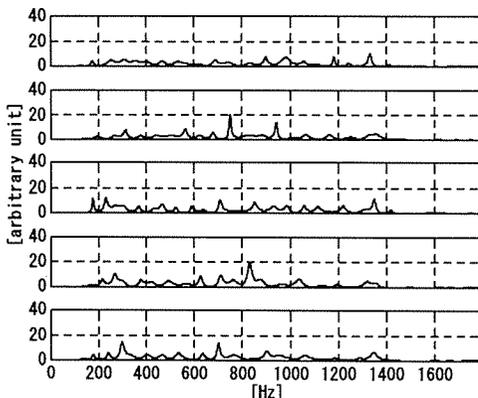


Fig. 16 A temporal development of the error signal spectrum using feedforward (MEM analysis)

なお、図15と図16を比較すると1300Hz近傍の成分も抑圧されているように見える。この成分は3・2で述べたように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、70Hz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15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11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、RR O成分的なNRRO成分の低減は今後の課題である。

#### 4. まとめ

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法を検討し、回転同期の特定スペクトルを平均的に抑圧できることを示した。また、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、適応フィルタの切換え条件によりその影響を小さく出来ることを明らかにした。

更に、位置信号スペクトルの時間解析により、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RR O成分の高調波成分が顕著に観測される。
  - (2)RR O成分のパワーはトラック毎に異なる。
  - (3)RR O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。
- 今後、これらの性質を基に適応法の更なる改善を試みる。

#### 文献

- (1) Takakura, S. and Yamada, T., 2nd-MOVIC, (1994), pp.722-727
- (2) Tomizuka, M., Tsao, T.C. and Chew, K.K., ASME Journal of Dynamics, Measurement and Control, Vol.111, (1989), pp.353-358
- (3) Sidman, M.D., Digital Technical Journal, (1989), pp.61-73
- (4) 中村政俊・ほか2名, 計測自動制御学会論文集, Vol.28, No.5, (1992), pp.649-651
- (5) 日野幹雄, スペクトル解析, (1977), pp.222, 朝倉書店
- (6) 近江隆夫, 山田健仁, 機講論, 第72期通常総会, (平7), pp.17-19
- (7) ヘイキン, S., 適応フィルタ入門, (1987), pp.108, 現代工学社