有限整定応答制御によるハードディスク装置のシーク時間の短縮

正員 陳 建 中 (横浜国大)

正員 塚 本 修 巳 (横浜国大)

非会員 花 里 敦 夫 (NHK長野局)

Reduction of Seek-Time of Hard Disk Drive by Dead-Beat Control

Jianzhong Chen, Member, Osami Tsukamoto, Member (Yokohama National University),
Atsuo Hanazato, Non-member (NHK Nagano Branch)

Reduction of seek-time (the time for the magnetic head to start to move and settle on the desired track) is an important R & D item for a hard disk drive together with increase of memory density. In an usual hard disk drive, position control of the head is divided in three modes, velocity control, transient control and track-following control modes. The reduction of the seek-time in the transient control mode depends directly on control method and it is most important to develop a control method to reduce the time for the head to settle on the track in this mode. A conventional hard disk drive uses analog control servo method but the reduction of the seek time by analog servo method is limited.

We digitize the head position control and apply dead-beat control method to reduce the settling time of the head. The dead-beat control is sensitive to the fluctuation of the system constants, therefore, we use the adaptive control scheme to the system. In the paper, characteristics of the proposed system are studied by a numerical simulation and an experiment. It is demonstrated that the settling time of the head on the track is reduced by a factor of more than two comparing with conventional analog servo method.

キーワード：ハードディスク装置，有限整定制御，ヘッド駆動，適応制御，シーク時間

1. ま え が き

ハードディスク装置において，シーク時間（移動命令が出てから目標とするトラック上にヘッドが整定するまでの時間）の短縮は，メモリー密度の向上と並んで重要な開発項目である。目的のメモリーアドレスがあるトラックに，磁気ヘッドを移動させ，そこに定位させるための駆動制御は，一般に速度制御モード，過渡制御モードおよび位置制御モードの三つのモードに分けられる。シーク開始の指令が出ると，まず駆動制御は速度制御モードになる。速度制御モードでは所定

のプログラムに沿ってヘッドの速度制御が行われ，ヘッドは目標のトラック付近まで移動する。その後，過渡制御モードに移り，ヘッドは目標とするトラックに整定するように制御される。整定が完了すると，位置制御モードに移り，ヘッドは目標とするトラックに追従するように制御され，データの書込み/読取りを行う。このように制御モードを分けるのは，それぞれのモードにおいてヘッドの駆動制御の定数が異なるためである。速度制御モードでは速度偏差を少なく，過渡制御モードでは整定時間を短く，位置制御モードではオフセットを少なくするように定数が定められる。シ

ーク時間の短縮は速度制御および過渡制御モードが関係する。速度制御モードにおけるヘッドの移動時間の短縮は、ヘッド系の慣性質量を小さくすること、駆動電源を大きくすることによって行われる。しかし、ヘッド系の慣性質量の減少は強度上の理由から制約があり、電源の増強は装置のコスト、重量の増大をまねき、やはり制約がある。過渡制御モードにおける時間の短縮は直接制御方法に依存し、上述の制約の範囲内でシーク時間を短縮するためには、このモードにおける時間短縮が最も重要である。

現在、ヘッドの駆動制御はアナログ方式が広く採用されているが、ヘッドの移動の高速化を図るためにループゲインを大きくするとヘッド機構の高域共振モードを励起し、系の安定度が低下するのみならず、系の定数変動に鋭敏になり、扱いにくいシステムになる⁽¹⁾。従って、この方式では過渡制御モードでの時間短縮には限界がある。そこで著者らは、過渡制御にデジタル/サンプル値制御方式を導入し、サンプル値制御特有の有限整定応答制御を適用し、過渡制御の時間短縮を試みた。一般に、有限整定応答制御は装置変数の変動、初期条件の変動など外乱の影響を受けやすい。特にハードディスク装置では、個々の装置の特性のばらつきや使用環境による特性の変動があり、有限整定応答制御を適用するためには、装置定数の変動への対策が重要である。そこで著者らは、装置定数の変動を同定し制御入力を修正する適応制御を行うことにした。

本論文は、(1)適応制御を用いたヘッドの有限整定応答制御系の特性の解析を行い、ヘッドが目標トラック上に整定するまでの時間を調べ、(2)更に、市販のハードディスク装置を用い、解析の妥当性を実験的に検証することにより、本制御方式の有効性を明らかにすることを目的としている。従来、 H^∞ 制御によるヘッド駆動の高速化を検討した論文はあるが⁽¹⁾、本論文のように有限整定応答制御の導入により、その有効性を解析的、実験的に検討した例はまだない。

一般に、ハードディスク装置のヘッド駆動系は駆動電源の1次遅れを考慮に入れると三次系になり、有限整定応答を得るには最低3サンプル時間が必要となる。更に、装置定数の変動の同定とそれに基づく修正制御に必要な時間、制御演算に要する時間まで考慮すると、厳密な意味で有限整定応答が終了するにはかなりのサンプル数が必要となる。サンプル時間を短くし、過渡応答が終了する時間の短縮を図ることも可能であるが、短くしすぎると制御入力のピーク値が大きくなりすぎ電源容量の制約が出てくる。このため、有

限整定応答が完全に終了するのを待つのでは時間がかかりすぎ、有限整定応答制御の利点はなくなる。一方、ヘッドとトラックの位置の偏差がトラック間の距離の数%以下ならばデータを読み取ることは可能である。従って、過渡制御モードにおいてヘッドの整定時の位置偏差が小さければ、位置制御モードに移ることができるので、有限整定応答が完全に終了するのを待つ必要はない。このような観点に立つと、有限整定応答制御を適用したデジタル/サンプル値制御方式により、従来のアナログ方式に比べ過渡制御モードに要する時間の大幅な短縮が可能となる。また、サンプル値制御方式の導入により、サンプル間隔をヘッド機構の高域共振モードの減衰時間より長くすれば、その影響を受けない制御系を構成できる。この点も、ヘッド駆動の高速化に大きく寄与するものと考えられることができる。

2. ハードディスク装置の構成と駆動系の状態方程式

〈2・1〉 装置の構成 ハードディスク装置の動作を後述する実験に用いた装置を例にとり説明する。装置の構成を図1に示す。

この装置では4枚の磁気ディスクがあり、そのうち1面がヘッドの位置決め用でトラック位置情報が書き込まれており、他の7面はデータ用である。それぞれの磁気ディスクにヘッドがある。8個のヘッドは一体化されておりボイスコイルモータで駆動される。ヘッドは微小な空隙を保ち回転ディスク面から浮上し移動する。データの書き込み/読取りの命令を計算機よりインタフェース回路が受け取ると、シーク開始命令および

図1 ハードディスク装置の構成図
Fig.1. Configuration of hard disk drive.

びトラック位置指定信号がヘッド駆動制御部へ送られる。ヘッド駆動制御部はボイスコイルモータに加える電流を制御し、ヘッドの位置決め制御を行う。ヘッド駆動制御部の構成図が図2に示されている。

シーク開始命令を受け取ると、制御モードは速度制御モードに設定される。それと同時に、ヘッドの現在の位置と、トラック位置の指定値を比較し、ヘッドを一定加速で加速し、あらかじめ決められた最大速度に達した後はその速度を維持し、その後、一定の減速を行い目標のトラック付近ヘッドが達するようにヘッド速度のプログラムが設定され、それに沿ってヘッド速度の指令値 $x_2(t)$ が出力される。サーボヘッドはディスク上のトラックを一つ越えるごとに位相が90°ずれる正弦波状の電圧信号 TSS (Track Servo Signal, 後出の図11を参照) を発生する。ヘッド駆動制御演算部で、TSSに基づいてヘッドの位置 $x_1(t)$ およびヘッドの移動速度 $x_2(t)$ ($=\dot{x}_1(t)$) が算出される。これらの信号に基づき、駆動制御系で各速度モードに応じ演算されたボイスコイル電流指令値 $i_r(t)$ が駆動電源に送られる。ヘッドが目標とするトラックより1本手前のトラック上にくると過渡制御モードに移り、目標とするトラック上にヘッドが整定するように制御され、整定後は位置制御モードに移る。

〈2・2〉 ヘッド駆動系の状態方程式 ヘッドは浮上しているので移動に伴う摩擦は無視できる。ボイスコイルモータの駆動力は、ボイスコイル電流 $i(t)$ に比例すると考えられるので、

$$\ddot{x}_1(t) = \ddot{x}_2(t) = K i(t) \quad \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 K : 駆動係数と呼ばれる定数と表せる。ボイスコイルの抵抗変動による電流変動を防ぐため、一般に駆動電源には電流フィードバックが施されているが、 $i_r(t)$ の変化に対し $i(t)$ の変化は若干の時間遅れを伴う。駆動電源を時定数 τ の一次遅れ系と仮定すると、 $i(t)$ は次のように表せる。

$$\tau \dot{i}_1(t) + i_1(t) = i_r(t) \quad \dots\dots\dots (2)$$

図2 ヘッド駆動制御部の構成図
Fig. 2. Block diagram of head drive control.

ヘッド駆動系の状態方程式は、状態量を $x(t)=[x_1(t), x_2(t), i(t)]^T$ とすれば、

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) + B_c i_r(t) \quad \dots\dots\dots (3)$$

と表せる。ただし、

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & K \\ 0 & 0 & -1/\tau \end{bmatrix}$$

$$B_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1/\tau \end{bmatrix}$$

である。ヘッドの位置 $x_1(t)$ は TSS から直接得られるので、これを出力量とすれば、出力方程式は、

$$x_1(t) = y(t) = C_c x(t) \quad \dots\dots\dots (4)$$

で与えられる。ただし、

$$C_c = [1 \ 0 \ 0]$$

である。

3. ヘッドの有限整定応答制御

〈3・1〉 制御系の構成図 図3には有限整定応答制御系の構成図が示してある。本制御系では、制御の演算はディジタル演算装置によって行われる。サンプリング周期を T とし、 $t=nT$ (n =整数) における $x(t)$ の値を $x(n)=[x_1(n), x_2(n), i(n)]^T$ で表すことにする。有限整定応答を実現するためには $x(n)$ の値に基づき $i_r(t)$ を決める必要がある。 $[x_1(t), x_2(t), i(t)]$ の値はハードディスク装置から A/D 変換器を介し直接得ることは可能であるが、3チャンネルの A/D 変換器が必要となり、制御装置が高価になるばかりでなく、信号処理時間も長くなるなどの弊害がある。そこで著者らは、ハードディスク装置から得る信号としてはヘッド位置信号 $x_1(t)$ (すなわち TSS) のみとし、他の量はオブザーバにより推定することとした。図中において $\hat{x}(n)=[\hat{x}_1(n), \hat{x}_2(n), \hat{i}(n)]^T$ は $x(n)$ の推定値で、 $\hat{x}(n)$ の値に基づき次項で述べる方法により $\hat{i}(n)$ の値が算出される。 $\hat{i}(n)$ は D/A 変換器・零次ホ

図3 有限整定応答制御系の構成図
Fig. 3. Block diagram of dead-beat control system.

図 4 状態遷移図
Fig. 4. Diagram of state transition.

ールド回路を通して $i_r(t)$ となる。

また、演算装置には計算時間遅れ T' があり、デジタル制御系の特性に与える影響は無視できないので、本解析ではこれを考慮に入れる。

〈3・2〉 離散化された状態方程式と有限整定応答
制御 $t=nT$ において $x_1(n)$ を取り込み $i_r(t)$ を出力するまでの A/D, D/A 変換および演算に要する時間 T' を考慮した場合の状態遷移図を図 4 に示す。

図中において $T'' = T - T'$ である。 $\hat{x}(n)$ に基づき計算された制御入力 $i_r'(n)$ は $t = nT + T'$ において D/A 変換器・零次ホールド回路に加わり、駆動電源の入力となる。すなわち、 $t = nT + T' \sim (n+1)T + T'$ の間は $i_r(t) = i_r'(n)$ となる。ここで、 $t = nT + T'$ における $x(t)$ の値を $x'(n)$ とすれば(3)式に基づき得られる離散化された状態方程式は次式で与えられる。

$$\mathbf{x}'(n+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}'(n) + \mathbf{B}\mathbf{i}_r'(n) \quad \dots\dots\dots (5)$$

ただし、

$$\begin{aligned} A &= \exp[A_c T] \\ &= \begin{bmatrix} 1 & T & K\tau(t - \tau + \tau e^{-T/\tau}) \\ 0 & 1 & K\tau(1 - e^{-T/\tau}) \\ 0 & 0 & e^{-T/\tau} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & T & a_{13} \\ 0 & 1 & a_{23} \\ 0 & 0 & a_{33} \end{bmatrix} \\ B &= \int_0^T \exp[A_c t] dt B_c \\ &= \begin{bmatrix} K(0.5 T^2 - \tau T + \tau^2 - \tau^2 e^{-T/\tau}) \\ K(T - \tau F \tau e^{-T/\tau}) \\ (1 - e^{-T/\tau}) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ B_3 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

である。また $x'(n)$ の値は $x(n)$ を用いて次のように表せる。

$$\mathbf{x}'(n) = \mathbf{A}' \mathbf{x}(n) + \mathbf{B}' i_r'(n-1) \dots\dots\dots (6)$$

ただし、

$$\begin{aligned} \mathbf{A}' &= \exp[\mathbf{A}_c T'] = \begin{bmatrix} 1 & T' & K\tau(T' - \tau + \tau e^{-T'/\tau}) \\ 0 & 1 & K\tau(1 - e^{-T'/\tau}) \\ 0 & 0 & e^{-T'/\tau} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}' &= \int_0^{T'} \exp[\mathbf{A}_c t'] dt' \mathbf{B}_c \\ &= \begin{bmatrix} K(0.5 T'^2 - \tau T' + \tau^2 - \tau^2 e^{-T'/\tau}) \\ K(T' - \tau + \tau e^{-T'/\tau}) \\ (1 - e^{-T'/\tau}) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

である。有限整定応答を得るためには、次式に示すように状態フィードバックを施し、

$$\left. \begin{aligned} i_r'(n) &= -\mathbf{f}\mathbf{x}'(n) \\ \mathbf{f} &= [f_1, f_2, f_3] \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

となる。 f の値を制御系の特性根がすべて原点にあるように定めればよい⁽²⁾。すなわち、(7)式を(5)式に代入して得られる状態方程式の特性方程式、

$$|zI - A + Bf| = 0 \quad (I: 3 \times 3 \text{ の単位行列})$$

$$\dots\dots\dots (8)$$

の根がすべて原点にあるように f を定めればよい⁽²⁾。
 $x'(n)$ の値は直接求められないため、実際には $t=nT$ における $x(n)$ の推定値 $\hat{x}(n)$ を用いて $ir'(n)$ を決めることにする。すなわち、(6)式において $x(n)$ を $\hat{x}(n)$ に置き代えることにより $x'(n)$ を算定することにして、(7)式より、 $ir'(n)$ は

$$\dot{i}_r'(n) = -fA' \hat{x}(n) - fB' i_r'(n-1) \dots\dots (9)$$

で与えられる。

〈3・3〉 状態推定オブザーバ $x_1(n)$ の測定値より $\hat{x}(n)$ を得るオブザーバを求める。 $t=nT+T'$ で電流の目標値が $i_r'(n-1)$ から $i_r'(n)$ に変化することを考慮すると $x(n+1)$ は次式で与えられる。

$$\mathbf{x}(n+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(n) + \mathbf{B}_1 \dot{i}_r'(n) + \mathbf{B}_2 \ddot{i}_r''(n-1) \dots\dots\dots (10)$$

$$x_1(n)=y(n)=\mathbf{C}\mathbf{x}(n) \quad \dots\dots\dots (11)$$

ただし、

$$\begin{aligned} C &= C_c \\ B_1 &= \left[\int_0^{T''} \exp(A_c t') dt' \right] B_c \\ &= \begin{bmatrix} K(0.57 T''^2 - \tau T'' + \tau^2 - \tau^2 e^{-T''/\tau}) \\ K(T'' - \tau + \tau e^{-T''/\tau}) \\ (1 - e^{-T''/\tau}) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} B'_1 \\ B'_2 \\ B'_3 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$B = \left[\int_{T'}^T \exp[A_c t'] dt' \right] B_c$$

$$= \begin{bmatrix} K(0.5(T^2 - T'^2) - \tau(T - T')) \\ + (\tau^2 - \tau'^2)(e^{-T'/\tau} - e^{-T'/\tau'}) \\ K(T - T' - \tau + \tau(e^{-T'/\tau} - e^{-T'/\tau'})) \\ (1 - e^{-T'/\tau} - e^{-T'/\tau'}) \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} B_1'' \\ B_2'' \\ B_3'' \end{bmatrix}$$

である。これより演算時間を考慮した最小次元（二次元となる）オブザーバは次のように求められる⁽³⁾。

$$\hat{x}(n) = \hat{C}\hat{V}(n) + \hat{D}y(n) \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$\hat{V}(n+1) = \hat{A}\hat{V}(n) + \hat{B}y(n) \\ + \hat{J}_1 i(n) + \hat{J}_2 i(n-1) \quad \dots\dots\dots (13)$$

ただし $\hat{A}$, $\hat{B}$, $\hat{C}$, $\hat{D}$ はゴピナスの方法より求め、 $\hat{J}_1$, $\hat{J}_2$ も次式で求まる。

$$\hat{J}_1 = [-L, I_{n-1}]B_1 \Bigg\} \dots\dots\dots (14)$$

$$\hat{J}_2 = [-L, I_{n-1}]B_2 \Bigg\}$$

更に、

$$L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}$$

として

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} 1 - l_1 T & a_{23} - l_1 a_{13} \\ -l_2 T & a_{33} - l_2 a_{13} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (15)$$

$$\hat{B} = \begin{bmatrix} -l_1^2 T + l_2 a_{23} - l_1 l_2 a_{13} \\ -l_2 - l_1 l_2 T + l_2 a_{33} - l_2^2 a_{13} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (16)$$

$$\hat{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \hat{D} = \begin{bmatrix} 1 \\ l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (17)$$

$$\hat{J}_1 = \begin{bmatrix} B_2'' - l_1 B_1'' \\ B_3'' - l_2 B_1'' \end{bmatrix}, \quad \hat{J}_2 = \begin{bmatrix} B_2'' - l_1 B_1'' \\ B_3'' - l_2 B_1'' \end{bmatrix} \dots\dots\dots (18)$$

で与えられることになる。いま、有限整定オブザーバになるように l_1 , l_2 と定めるとして、 $\hat{A}$ の固有値が原点に位置するようにすればよいから、

$$l_1 = \frac{a_{23}a_{33}T + a_{23}T - a_{13}}{T(a_{23}T - a_{13} + a_{33}a_{13})}$$

$$l_2 = \frac{a_{33}^2}{a_{23}T - a_{13} + a_{33}a_{13}} \Bigg\} \dots\dots\dots (19)$$

となる。

4. ヘッド駆動特性の解析

第3章で述べた制御を採用したハードディスク装置

の駆動特性について、シミュレーション解析により検討を行う。シミュレーション解析を行うにあたっては、具体的な数値例をあげて検討したほうが系の特性の把握がしやすい。従ってここでは、ヘッド駆動系のパラメータ K および τ の値は、第6章で述べる実験で用いた市販のハードディスク装置を例にとって検討することにする。また、制御入力をディジタル演算するために要する計算時間遅れ T' は小さいほうがよいが、A/D, D/A を含む演算装置のコスト的制約を考えると T' を小さくすることにも限度がある。シミュレーション解析において、 T' に関しても実験装置の値を用いることにする。 K , τ および T' の値は第6章の表1に示してある。

〈4・1〉 ヘッド位置整定特性 オブザーバの初期条件 $\hat{x}(0)$ が系の初期条件 $x(0)$ と一致しているとして、過渡制御モードに入ってからヘッドの位置をシミュレーションにより計算した例が図5である。この例では $T=0.35$ ms とし、ヘッドが目標とするトラック上にあるとき $x_1(t)=0$ として $x_1(0)=1.0$ d, $x_2(0)=0.8$ d/m, $i(0)=0$ A としてある。ただし、 d は隣接するトラック間の距離である。この初期条件は後述の実験で用いたハードディスクの初期条件の実測値に合わせてある。また f は表1の定数に基づき〈3・2〉節で述べた方法で求めた値 $f=[-0.221, 0.209, 0.721]$ とした。駆動系の次数は3であることから $(3T+T')=1.27$ ms 後に過渡応答が整定していることが同図からわかる。

この図からわかるように、1.27 ms 以前にもヘッドは目標トラックにかなり近づいている。図6(a)はヘッド位置偏差がトラック間隔の5%, 3%以下に整定するまでの時間 t_5 および t_3 の値とサンプル間隔 T との関係が示してある。同図からわかるように、 T が小さくなるほど整定時間が小さくなる。しかし(b)図からわかるように、制御入力のパーク値は T が小さくなると急速に大きくなる。従って、電源の容量によって T の値の下限が決まる。同図には破線で $(2T+T')$ および $(3T+T')$ の直線が合わせて示してある。この図からわかるように、実質的には $t=(2T+T')$ で過渡応答がかなり整定しており、 $T>0.25$ ms では偏差は5%以下になっている。これは電源の時定数 $\tau=0.1$ ms が T よりかなり小さくなるため、電源の時間遅れの影響が少なく、機械系の動特性（二次系）が過渡応答に主要な影響を与えているためであると考えられる。しかし、電源の時定数を無視し、ヘッド駆動系を二次系として有限整定応答制御系を構成すると、ヘッドの位置の過渡応答は好ましい過

 (a) ヘッド位置 $x_1(t)$ の過渡応答

 (b) ボイスコイル駆動電流の目標値 $i_1(t)$ の時間変化

 図 5 過渡制御モードにおける有限定応答の例
 Fig. 5. Dead-beat response of head drive in transient control mode ($T=0.35$ ms).

渡応答が得られないことがシミュレーション計算によりわかっており、制御入力計算には電源の時定数を考慮する必要がある。

〈4・2〉 オブザーバの初期条件に誤差がある場合の応答 オブザーバの初期条件が、実際とずれている場合についてその影響を検討する。速度制御モードから過渡制御モードに移るときボイスコイル電流は零になり、またそのときの $x_1(0)$ の値はわかるので、オブザーバの初期条件に誤差が出るとすればヘッドの移動速度の推定値 $\hat{x}_2(0)$ においてである。図 7 は $T=0.35$ ms の場合について、オブザーバの初期条件 $\hat{x}_2(0)$ と駆動系の初期条件 $x_2(0)$ のずれの大きさと過渡制御モード移行後 1.0, 1.1 および 1.2 ms に経たときのヘッド位置の偏差との関係を示したものである。 $\hat{x}_2(0)$ と $x_2(0)$ の誤差は後述する実験装置での実測では 0.08 d/ms 以内で、その場合ヘッドの位置偏差は過渡制御モード移行後 1.0 ms 経れば、3.5% 以内に収まり、1.2 ms 経れば 3% 以内に収まっており、実用上はオブザーバと駆動系の初期条件のずれはあまり大きな影響を与えないと考えられる。

〈4・3〉 定数変動があった場合の応答 実際の装置の実数が制御入力の演算にあたって想定した値よりずれた場合、有限定応答が得られなくなり、ヘッド位置の整定時間は長くなる可能性がある。ヘッドの駆

 (a) t_s と T の関係

 (b) $i_r(t)$ のピーク値と T との関係

 図 6 t_s および $i_r(t)$ のピーク値と T との関係

 Fig. 6. Dependence of t_s and peak value of $i_r(t)$ on T .

 図 7 $\hat{x}_2(0)$ の誤差がヘッドの位置偏差に与える影響

 Fig. 7. Influence of error in $\hat{x}_2(0)$ on head position offset.

動系の定数として K および駆動電源の時定数 τ がある。 τ はボイスコイルの抵抗の変動の影響を受けるが、駆動電源には電流フィードバックがかかっており、その影響は小さい。 K の値はボイスコイルモータに用いられている永久磁石の温度変化により磁束密度が変化するため変動し、 K の値の変動は無視できない。図 8 は制御入力に計算にあたって $K=K_0$ と想

図 10 実験装置の構成

Fig. 10. Block diagram of experimental arrangement.

表 1 実験装置の定数

Table 1. Constants of the hard disk drive used in the experiment.

K	$-2.4 \text{ d}/\text{\AA}\cdot\text{ms}^2$
τ	0.1 ms
T'	0.22 ms
TSS	4.0 V/d

装置による有限整定応答制御にした。シークを開始後、速度制御モードによりヘッドは制御され、目標とするトラックとその手前のトラックの中間に達すると、ハードディスク装置より速度制御終了信号がパソコンに送られると同時に、パソコンの出力が駆動電源につながるように切換えスイッチが動作する。また、これと同時に TSS の A/D 変換器によるサンプリングが開始される。サンプリングされた信号はパソコンを介し DSP (Digital Signal Processor) に送られ、そこで状態量の推定、駆動係数変動の同定、有限整定応答制御入力の演算が行われる。DSP で計算された制御入力 はパソコンを介し、D/A 変換器に送られ、駆動電源入力となる。

実験ではエクササイザ（ハードディスク装置にシーク動作を指令する装置）を介し、ヘッドの移動指令を与え、ヘッドの位置を示す TSS およびボイスコイルの電流を記録し系の応答特性を調べた。

〈6・2〉 制御系の定数の測定
表 1 に本実験装置

の定数の実測値が示してある。駆動係数 K はステップ状の入力を駆動電源に加えヘッ드의移動速度の変化率を調べることににより知った。ヘッ드의移動速度はハードディスク装置内蔵の演算部において TSS に基づき計算されるので（速度制御モードにおいて必要な

(a) ヘッド位置 (TSS) の過渡応答 (TSS が 0 V のとき
ヘッドは目標トラック上にある)

(b) 過渡制御モードにおける $i_r(t)$ の時間変化

図 11 有限整定応答制御の実験結果
(T mode: 過渡制御モード, V mode: 速度制御モード)

Fig. 11. Experimental result of dead-beat control (T mode : transient control mode, V mode : velocity control mode) .

め), それを利用した。駆動電源の時定数 τ はステップ入力を加えボイスコイル電流の過渡応答を調べることで求めた。サンプル信号を取込制御入力¹⁾が算出され D/A 変換器から出力されるまでの時間遅れ T' は A/D 変換器のタイミング信号と D/A 変換器の出力信号の時間差より求めた。TSS の電圧値とトラック間隔との関係は、ヘッドがトラック上にあるときの値であり、シーク中の TSS の変化を示すグラフを基に定めた。

〈6・3〉 実験結果 ハードディスク装置に用いられている電源の許容ピーク値からの制約でサンプリング間隔は $T=0.35\text{ ms}$ とした。図 11 はフィードバック定数 f を図 5 のシミュレーションと同じ値に設定したときのシーク動作中のヘッドの位置を示す TSS [(a)図] と過渡制御モードにおける制御入力 $i_r(t)$ [(b)図] を示したものである。過渡制御モードにおいて有限整定応答になっているのがわかる。ただし、 $i_r(t)$ の値は本来 3 ステップ後には零になるはずであるのに、そのようになっていないのは、トラック位置そのものがわずかに変動しており、ヘッドがトラックに追従して動いているためである。同図からわかるよ

図 12 組込みアナログ制御によるヘッド位置 TSS の応答

Fig.12. Transient response of head position (TSS) by built-in analog control procedure.

図 13 駆動係数の変動 ($\alpha=2\%$) があつた場合のヘッド位置 TSS の応答

Fig.13. Transient response of head position by dead-beat control for the case that K is fluctuated by $\alpha=2\%$.

うに、ヘッドの位置偏差が 3% 以下になるまでの t_s は 0.99ms であり、また $i_r(t)$ のピーク値は 1.63A である。図 5 のシミュレーション結果から得られたこれらの値はそれぞれ 0.95ms, 1.68A であり、実験結果とシミュレーション結果とはよく合っていると考えられ、シミュレーション解析が妥当であることが示される。

図 12 はハードディスク装置に組み込まれたアナログ制御方式による応答である。組込みのアナログ制御方式では、過渡制御モードに移行してからヘッドの位置偏差が 3% 以内に整定するのに、2.5ms を要している。これに対し、有限整定応答制御では整定に要する時間は $1/2$ 以下と大幅に短縮されている。

また、ハードディスク装置のシーク性能で重要な 1トラックシーク時間（ヘッドがシークを開始してから隣のトラック上に整定するまでの時間）についても実験を行った。組込みのアナログ制御方式ではヘッドのオフセットが 3% 以内になるまでシーク開始から 3.4ms かかったのに対し、有限整定応答では 1.6ms であつて、1トラックシーク時間が大幅に短縮されることがわかった。

〈6・4〉 適応制御 f の値を決定するにあたって設定した駆動係数が、実際の値から 2% だけずれたときのヘッド位置の過渡応答を示したものが図 13 で、有限整定応答がくずれていることがわかる。この次のシークで、第 5 章で述べた方法で適応制御を実行した場合、図 11 に示した応答が回復することが実験的に確かめられた。

7. 結 言

以上検討したように、ハードディスク装置のヘッド駆動制御をデジタル化し、過渡制御モードに有限整定応答制御を導入することにより、ヘッド機構や駆動電源に何の変更も加えずに、ヘッドの整定時間を大幅に縮小できることが示された。また、本ハードディスクの高域共振モードの特性は明確ではないが、かなりのヘッド駆動の高速化を図ったにもかかわらず、本実験の範囲では共振モードの影響は認められなかった。

有限整定応答制御によりヘッドの駆動の高速化を行うためには駆動電源のピーク電流容量を大きくすることが望まれる。シミュレーションおよび実験結果からわかるように、ピーク電流の必要なのは 1 回のシークにつき 1 サンプル時間だけでよく、ピーク電流のデューティファクタは極めて小さい。従って、ヘッドの整定時間縮小のためのピーク電流容量を増強しても電源の寸法・重量の増大は少なく抑えることができる。また、本実験ではデジタル制御部に DSP を用いているが、実用装置には専用の IC を作ることでコスト的な問題は解決することが可能である。従って、本制御方式では装置のコスト増をほとんど伴わず、大幅な整定時間の向上が期待できる。

本研究において、定数変動に対しても有限整定応答が維持されるように適応制御を行ったが、適応制御の導入により、従来のアナログ制御方式のハードディスク装置で大きな問題であつた熟練した人手による制御定数の調整工程を省略することが可能になり、これも制御のデジタル化の大きな利点となると考えられる。

本研究の実験に用いたハードディスク装置はヘッド位置決め専用のサーボディスクをもつ方式であつたが、現在普及しつつあるサーボ情報をデータディスク面内に入れ、ヘッドの位置決め制御を行うセクタサーボ方式にも、ここで述べた有限整定応答制御方式は容易に導入できることはいうまでもない。

以上のように、ヘッド駆動制御のデジタル化による有限整定応答制御方式は装置のコスト増など導入の制約が少なく、またセルフチューニングなどの機能の

追加が容易であるため、ハードディスク装置のヘッド駆動方式として非常に優れていると考えられる。

本研究においては、シーク時間の短縮にあたり制御方式の影響が最も大きいと考えられる過渡制御モードについて検討を行ったが、シーク時間のいっそう短縮を図るためには、速度制御モードでの高速化制御が必要となるが、これは今後の課題としたい。

本研究にあたり種々の便宜および励ましをいただいた(株)東芝開発第5部 高木信之氏をはじめ皆様に感謝いたします。
(平成5年3月29日受付)

文 献

- (1) 平田・劉・美多:「 H^∞ 制御によるハードディスクの位置決め制御」, 電気学会産業計測制御研究, IIC-91-20 (平3)
- (2) 美多: デジタル制御入門 (昭59) 昭晃堂

所定単位取得退学。同年4月同大学工学部寄付講座助手。機器制御の研究に従事。

塚 本 修 巳 (正員)

昭和16年9月20日生。45年東京大学大学院博士課程修了。同年横浜国立大学工学部電気工学科勤務。同講師, 助教授を経て, 現在, 同電子情報工学科教授。工学博士。超電導工学, 機器制御の研究に従事。低温工学協会, 日本非破壊協会会員。

陳 建 中 (正員)

1954年2月9日生。1982年8月上海工業大学電気自動化学科卒業。昭和62年3月埼玉大学大学院修士課程修了。平成3年3月横浜国立大学大学院博士課程

花 里 敦 夫 (非会員)

昭和41年1月3日生。平成3年3月横浜国立大学大学院修士課程修了。在学中, 機器制御の研究に従事。現在, NHK 長野放送局に勤務。