

マルチレートサンプリングを用いた完全追従制御法による 磁気ディスク装置のシーク制御

学生員 藤本 博志 (東京大学)
正員 堀 洋一 (東京大学)
正員 山口 高司 (日立製作所)
正員 中川 真介 (日立製作所)

Seeking Control of Hard Disk Drive by Perfect Tracking using Multirate Sampling Control

Hiroshi Fujimoto, Student Member, Yoichi Hori, Member (The University of Tokyo), Takashi Yamaguchi, Member, Shinsuke Nakagawa, Member (Hitachi Ltd.)

In this paper, novel multirate two-degree-of-freedom controllers are proposed for digital control systems, where it is restricted that the speed of the A/D converters are slower than that of the D/A converters. The proposed feedforward controller assures the perfect tracking at M inter-sampling points. Next, the proposed method is extended to systems with time delay. The proposed scheme is applied to the seeking control for hard disk drive, and advantages of this approach are demonstrated.

キーワード：マルチレートサンプリング制御, フィードフォワード制御, 2自由度制御, 磁気ディスク装置, シーク制御

1. はじめに

磁気ディスク装置のヘッドを目標データトラックに位置決めするためには、まず現在位置から目標トラックまでできるだけ短い時間で移動し、目標トラック中心に整定する動作(シーク;seek)を行なう。その後データの記録又は再生が行なわれるが、このときヘッドは目標トラックに高精度で位置決めされ続けている必要がある。回転しているディスクは種々の振動を生じ、またヘッドも振動するので、トラック中心に追従する動作(フォロイング;following)が必要である。このように位置決め動作は大きくシークとフォロイングの2つのモードからなる⁽¹⁾。比較的長い距離のシーク動作においては、最大加減速による速度制御系からセトリング制御系へのモード切り替え制御⁽²⁾により高速化を図ることが可能であるが、比較的短距離のシークでは、制御モードを切り替える必要のない2自由度制御系の方が、より高速化が可能とされている⁽³⁾⁻⁽⁷⁾。

一般に、2自由度制御系をデジタル制御系で実現する場合には、図1に示すように、参照値 $r(t)$ 及び出力 $y(t)$ の2つのサンプラと制御入力 $u(t)$ のホールドが存在し、それぞれの周期を T_r, T_y, T_u とすると、合計3つの時間周期が混在することになる。磁気ディスク装置では、図2に示すように、ヘッドの位置信号はデータトラックの間にある一定間隔で埋め込まれており、この信号を一定間隔で検出す

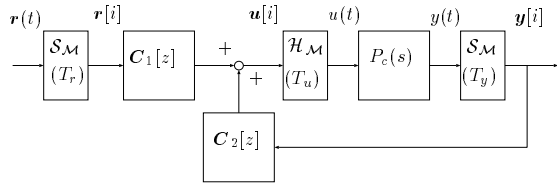


図1 2自由度フィードバック制御系
Fig. 1. Two-degree-of-freedom control system.

るので、出力のサンプリング周期 T_y は、この周期に固定される。一方、CPUを高速化すれば、制御入力の周期は高速化できるので、この系は $T_u < T_y$ なるマルチレートサンプリング系とみなすことができる。

本稿では、 $T_u < T_y$ なるハードウェアの制限を持つデジタル制御系に対して、 T_y のサンプル点間に複数回、誤差なく目標軌道に追従する完全追従制御系を提案し、制御対象が演算時間等のむだ時間を持つ場合への拡張を行なう。一般にD/A変換器がA/D変換器よりも高速であることを考えると、 $T_u < T_y$ となる制御系は非常に多いと想像できる。磁気ディスク装置においては、フィードバック特性に関しては文献(8)~(10)において、フィードフォワード特性に関しては文献(5)(6)において、マルチレートサン

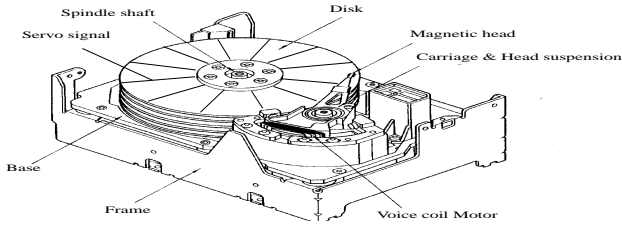


図2 磁気ディスク装置
Fig. 2. Hard disk drive.

リング制御が有効であることが明らかにされた。そこで、本論文では提案する完全追従制御器を磁気ディスク装置のシーク制御に適用し、その有効性をシミュレーション及び実機実験によって明らかにする。

2. 完全追従制御系の設計

制御対象を目標軌道に追従させる追従制御系を、零次ホールドを用いたデジタル制御により実現する場合には、離散化により生じる制御対象の不安定零点の存在⁽¹¹⁾により、その逆システムが不安定となるので、目標軌道に完全に追従する制御系を構成することは不可能であることが知られている⁽¹²⁾。

これに対して著者らは、目標値の周期 T_r の間に n 回制御入力を切り替える ($T_r = nT_u$) マルチレートフィードフォワードを導入すれば、完全追従制御が実現できることを明らかにした⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。ここに n は制御対象の次数である。さらに本稿では、 $T_u < T_y$ なるハードウェアの制限を持っている制御系に対して、 T_y のサンプル点間に M 回、完全追従を達成する手法を提案し、むだ時間をもつ制御対象にも適用できるよう拡張を行う。

本稿で仮定しているような $T_y > T_u$ の関係を持つ制御対象に対しては、フレーム周期⁽¹⁵⁾ を $T_f = T_y$ と定義して、制御系を T_f の周期で記述すれば、制御器の動作を明確にすることができる。さらに、1 サンプル点間で完全追従を保証する回数 M の決定法は、本論文では図3に示すようにサンプリング周期 T_y の間に制御入力を N 回切替えることができるとすると、 $M = N/n$ が整数となるように N, M を決定するものとする。また図3において、 $\mu_j (j = 1, \dots, N), \nu_k (k = 1, \dots, M)$ は入力切替え及び状態評価のタイミングを表すパラメータであり、式(1),(2)を満たすものとする。 T_f を等分割する場合には、 $\mu_j = j/N, \nu_k = k/M$ となる。

$$0 = \mu_0 < \mu_1 < \mu_2 < \dots < \mu_N = 1 \dots \dots \dots (1)$$

$$0 < \nu_1 < \nu_2 < \dots < \nu_M = 1 \dots \dots \dots (2)$$

なお、本稿では連続時間制御対象 $P_c(s)$ が単入出力系と仮定するが、多入出力系に関しては、文献(16)と同様な定式化を行えば、以下の手法と並行した議論により容易に拡張できる。

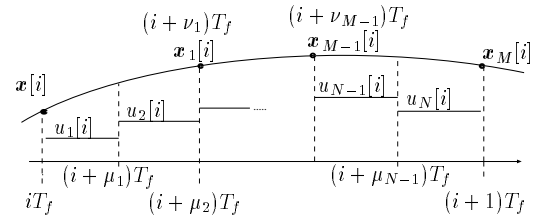


図3 マルチレートサンプリング制御
Fig. 3. Multirate sampling control.

2.1 マルチレートサンプリングによる制御対象の離散化 単入出力 n 次の連続時間制御対象

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) + b_c u(t), \quad y(t) = c_c x(t) \dots \dots (3)$$

に対して、図3に示すように出力のサンプリング周期 $T_y (= T_f)$ の間に入力を N 回切替えるマルチレートサンプリング制御を適用することを考える。離散化された制御対象の状態方程式は、 $x[i] = x(iT_f)$ と書くと、

$$x[i+1] = Ax[i] + Bu[i], \quad y[i] = Cx[i] \dots \dots (4)$$

$$\left[\begin{array}{c|c} A & B \\ \hline C & O \end{array} \right] \triangleq \left[\begin{array}{c|ccc} e^{A_c T_f} & b_1 & \dots & b_N \\ \hline c_c & 0 & \dots & 0 \end{array} \right] \dots \dots (5)$$

$$b_j \triangleq \int_{(1-\mu_j)T_f}^{(1-\mu_{j-1})T_f} e^{A_c \tau} b_c d\tau, \quad u \triangleq [u_1, \dots, u_N]^T$$

として定式化できる。また、 $t = (i + \nu_k)T_f$ におけるサンプル点間の状態 \tilde{x} の挙動は次式となる。

$$\tilde{x}[i] = \tilde{A}x[i] + \tilde{B}u[i] \dots \dots \dots (6)$$

$$\left[\tilde{A} \mid \tilde{B} \right] \triangleq \left[\begin{array}{c|ccc} \tilde{A}_1 & \tilde{b}_{11} & \dots & \tilde{b}_{1N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \tilde{A}_M & \tilde{b}_{M1} & \dots & \tilde{b}_{MN} \end{array} \right] \dots \dots (7)$$

$$\tilde{A}_k \triangleq e^{A_c \nu_k T_f}, \quad \tilde{x} \triangleq [x_1^T, \dots, x_M^T]^T \dots \dots \dots (8)$$

$$x_k[i] = x[i + \nu_k] = x((i + \nu_k)T_f) \dots \dots \dots (9)$$

$$\tilde{b}_{kj} \triangleq \begin{cases} \mu_j < \nu_k : & \int_{(\nu_k - \mu_j)T_f}^{(\nu_k - \mu_{j-1})T_f} e^{A_c \tau} b_c d\tau \\ \mu_{(j-1)} < \nu_k \leq \mu_j : & \int_0^{(\nu_k - \mu_{j-1})T_f} e^{A_c \tau} b_c d\tau \\ \nu_k \leq \mu_{(j-1)} : & 0 \end{cases}$$

2.2 完全追従制御器 $C_1[z]$ の設計 本節では、フィードバック制御器 $C_2[z]$ が、すでに設計されているものと仮定して、マルチレートフィードフォワード制御を導入し、 $T_r (= T_y/M)$ ごとに入力される目標軌道に対して誤差なく追従する完全追従制御器 $C_1[z]$ の設計法を提案する。ここで、フィードバック制御器 $C_2[z]$ は、感度関数

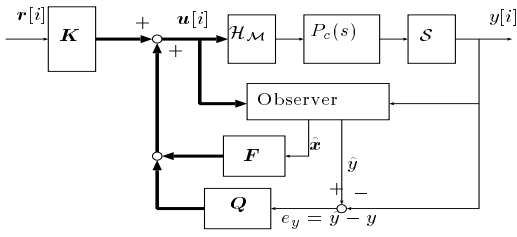


図4 2自由度制御系の基本構造
Fig. 4. Basic structure of TDOF control.

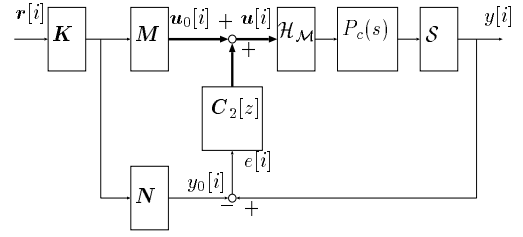


図5 制御器の実装
Fig. 5. Implementation of the proposed controller.

$S = (I - PC_2)^{-1}$ を十分小さくするロバスト制御器である必要がある。この理由は、図1において、 P の変動に対する目標値応答特性 G_{yr} の変動が、感度関数 S となるからである⁽¹⁷⁾。また、図1の $C_2[z]$ は、簡単のため $P_c(s)$ に対して、 H_∞ や外乱オブザーバといった、シングルレートのロバスト制御器 $C_{2s}[z]$ を設計して、サンプリング周期 T_y の間、同じ値を出力するものとしても、完全追従は達成される。その場合には、 $C_2[z]$ を次式のように定義する。

$$C_2[z] = [\overbrace{C_{2s}[z], \dots, C_{2s}[z]}^n]^T \dots\dots\dots (10)$$

さらに、 $C_2[z]$ をマルチレートフィードバック制御器とすれば、安定余裕を増大させることや⁽⁸⁾、サンプル点間における外乱抑圧特性を向上させることができる⁽¹⁸⁾。

さて、図1の制御系の制御則は、自由パラメータ $K, Q \in RH_\infty$ を用いて、

$$u = C_1 r + C_2 y \dots\dots\dots (11)$$

$$= F \hat{x} + Q e_y + K r \dots\dots\dots (12)$$

と表すことができるので、図1は図4の形に変換することができる⁽¹⁴⁾。図4において、 H_M はマルチレートホールド、 S はサンプラであり、太線はマルチレート信号であることを表す。

ここで、制御対象がノミナルであるとする、オブザーバの推定誤差は零 ($\hat{x} = x, e_y = 0$) であるので、式(6)の制御対象に、式(12)なる制御則を施したシステムは次式となる。

$$\hat{x}[i] = (\tilde{A} + \tilde{B}F)x[i] + \tilde{B}K r[i] \dots\dots\dots (13)$$

ここで、 $Mn = N$ 及び $T_r = nT_u$ なる関係から \tilde{B} は正則となるので⁽¹⁹⁾⁽²⁰⁾

$$\tilde{A} + \tilde{B}F = O, \quad \tilde{B}K = I \dots\dots\dots (14)$$

となるように、 F, K を次式のように選ぶことができる。

$$F = -\tilde{B}^{-1} \tilde{A}, \quad K = \tilde{B}^{-1} \dots\dots\dots (15)$$

このとき、式(13)は、

$$\hat{x}[i] = r[i] \dots\dots\dots (16)$$

となるので、サンプル点間の状態の目標値を $\hat{x}^*[i]$ とするとき、将来の目標値を使って、参照入力を $r[i] = \hat{x}^*[i]$ と与えれば、式(16)は $\hat{x}[i] = \hat{x}^*[i]$ となりサンプル点間の T_r ごとの完全追従制御が達成される。

ここで、式(11)は式(17)に変形することができるので⁽¹⁷⁾、制御系は図5で表される。制御器の実装は、式(15),(18)を式(17)に代入して、最小実現すればよい。

$$C_1[z] = (M - C_2 N)K \dots\dots\dots (17)$$

$$\begin{bmatrix} M \\ N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} O & B \\ F & I \\ C & O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I + z^{-1}FB \\ z^{-1}CB \end{bmatrix} \dots\dots\dots (18)$$

ここに、 M, N は式(4)の制御対象の右既約分解 $P[z] = NM^{-1}$ である。また、式(18)で表される制御器の状態変数の初期値は、制御対象の初期値 $x[0]$ と等しく選ぶものとする[†]。

2.3 完全追従制御器 $C_1[z]$ の構造 本節では、提案する完全追従制御器 $C_1[z]$ が非常に見通しのよい構造を持つことを示す。図5の2つのフィードフォワードパス MK, NK は、式(15)、式(18)より次式で表される。

$$MK = (I - z^{-1} \tilde{B}^{-1} \tilde{A} B) \tilde{B}^{-1} \dots\dots\dots (19)$$

$$NK = z^{-1} C B \tilde{B}^{-1} \dots\dots\dots (20)$$

一方、式(4)と式(6)より、制御入力 $u[i]$ からサンプル点間の状態 $\hat{x}[i]$ までの伝達関数は、次式となる。

$$\hat{x}[i] = \begin{bmatrix} A & B \\ \tilde{A} & \tilde{B} \end{bmatrix} u[i] \dots\dots\dots (21)$$

ここで、上式の逆伝達関数を求めると次式を得る。

$$u[i] = \begin{bmatrix} A - B \tilde{B}^{-1} \tilde{A} & B \tilde{B}^{-1} \\ -\tilde{B}^{-1} \tilde{A} & \tilde{B}^{-1} \end{bmatrix} \hat{x}[i] \dots\dots\dots (22)$$

式(7)の \tilde{A}, \tilde{B} の定義において、 $t = (i + \nu_M)T_f = (i + 1)T_f$ の点を考えると、 $A = \tilde{A}_M, B = [\tilde{b}_{M1}, \dots, \tilde{b}_{MN}]$ となることから、次式が得られる。

[†]追従制御系においては、初期速度が零である場合が一般的であるので、 $x[0]$ を既知とする仮定は成立する。初期状態が未知な場合は、その影響は、ロバストフィードバック制御器 C_2 により強力に抑圧される。

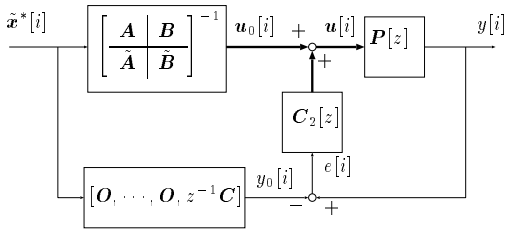


図6 制御器の構造

Fig. 6. Structure of the proposed controller.

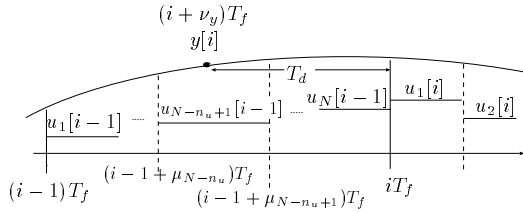


図7 むだ時間のタイムチャート

Fig. 7. Time chart of the time delay.

$$A = \begin{bmatrix} \overbrace{O, \dots, O}^{M-1} & I \end{bmatrix} \tilde{A} \dots \dots \dots (23)$$

$$B = [O, \dots, O, I] \tilde{B} \dots \dots \dots (24)$$

上式より、式(22)のA行列は

$$A - B\tilde{B}^{-1}\tilde{A} = A - [O, \dots, O, I]\tilde{A} = O \dots (25)$$

となるので、式(22)は次式となる。

$$u[i] = \begin{bmatrix} O & B\tilde{B}^{-1} \\ -\tilde{B}^{-1}\tilde{A} & \tilde{B}^{-1} \end{bmatrix} \tilde{x}[i] \dots \dots \dots (26)$$

式(19)及び式(26)から、MKは $\tilde{x}[i]$ から $u[i]$ までの伝達関数に等しく、安定な逆システムを表していることがわかる。また、図3において $x_M[i] = x[i+1]$ であることから、次式を得る。

$$y[i] = z^{-1}C\tilde{x}[i+1] = z^{-1}C[O, \dots, O, I]\tilde{x}[i] (27)$$

式(24)を式(20)に代入すると、式(27)に一致することから、NKは $\tilde{x}[i]$ から $y[i]$ までの伝達関数に等しいことがわかる。以上のことから、提案する完全追従制御器は図6に示す構造を持っていることがわかる。制御対象 $P[z]$ は安定な逆システムにより駆動され、外乱やモデル化誤差により追従誤差 e が生じたときのみ、ロバスタなフィードバック補償器が働き、誤差を強力に打ち消すという構成となっている。

2.4 むだ時間を持つ制御対象への拡張 本節では、むだ時間を持つ制御対象に対して、完全追従制御の拡張を行う。

むだ時間 T_d の遅れを持つ連続時間制御対象 $P_c(s)e^{-sT_d}$

を図7に示すように、遅れを出力端に持つものと考えて次式で表す。

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) + b_c u(t), \quad y(t) = c_c x(t - T_d) (28)$$

通常、むだ時間は制御対象の入力端に仮定し、

$$\dot{x}(t) = A_c x(t) + b_c u(t - T_d), \quad y(t) = c_c x(t) (29)$$

と定式化されることが多いが⁽²¹⁾、単入出力系の制御対象においては式(28)と式(29)は等価であるので、本稿では前節の理論への拡張を容易にするために、式(29)の記法を採用した。本稿では、簡単化のため、むだ時間として演算時間遅れを考え、 $T_d \leq T_f$ と仮定するが、この条件を満たさない制御対象に対しても、文献(21)と同様に考えることにより、容易に拡張できる。

式(29)の制御対象に対して、図7のマルチレートサンプリング制御を用いて離散化した制御対象は、

$$\bar{x}[i+1] = \bar{A}\bar{x}[i] + \bar{B}u[i] \dots \dots \dots (30)$$

$$y[i] = \bar{c}\bar{x}[i] \dots \dots \dots (31)$$

$$\bar{A} \triangleq \begin{bmatrix} A & O \\ O & O \end{bmatrix}, \quad \bar{B} \triangleq \begin{bmatrix} B \\ E \end{bmatrix}, \quad \bar{x} \triangleq \begin{bmatrix} x \\ x_u \end{bmatrix}$$

$$\bar{c} \triangleq [c|d] = [c_c e^{A_c \nu_y T_f} | d_{N-n_u+1}, \dots, d_N] \dots (32)$$

$$d_j \triangleq \begin{cases} \nu_y \leq -1 + \mu_{(j-1)} : \\ \quad -c_c e^{A_c \nu_y T_f} \int_{(1-\mu_j)T_f}^{(1-\mu_{(j-1)})T_f} e^{A_c \tau} b_c d\tau \\ -1 + \mu_{(j-1)} \leq \nu_y < -1 + \mu_j : \\ \quad -c_c e^{A_c \nu_y T_f} \int_{(1-\mu_j)T_f}^{-\nu_y T_f} e^{A_c \tau} b_c d\tau \\ -1 + \mu_j \leq \nu_y < 0 : 0 \end{cases}$$

$$E \triangleq [O, I_{n_u}], \quad \nu_y = -\frac{T_d}{T_f} \dots \dots \dots (33)$$

となる。ここに、 n_u は図7において T_d の間に入っている $u[i-1]$ の要素の数であり、 x_u はこれらの要素からなるベクトルである。

式(15)で求めた F, K を用いて、フィードフォワード制御器に含まれる制御対象のモデル $P[z] = NM^{-1}$ を式(30), (31)とすれば、第2.2節と同様の議論を行なうことができるので、完全追従が保証される。すなわち、 $C_1[z]$ は次式となる。

$$C_1[z] = (M - C_2 N)K \dots \dots \dots (34)$$

$$M = \begin{bmatrix} \bar{A} + \bar{B}\bar{F} & \bar{B} \\ \bar{F} & I \end{bmatrix}, \quad N = \begin{bmatrix} \bar{A} + \bar{B}\bar{F} & \bar{B} \\ \bar{c} & O \end{bmatrix}$$

$$\bar{F} = [F, O] \dots \dots \dots (35)$$

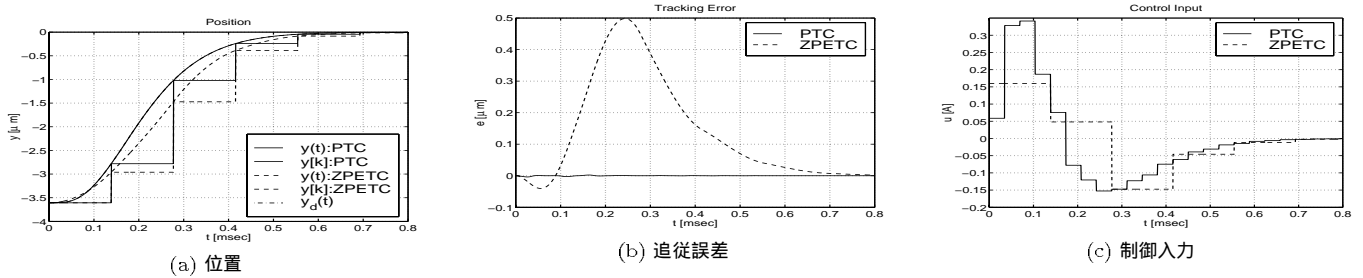


図 8 条件 A におけるシミュレーション結果 (移動距離 1[trk])

Fig.8. Simulation results A (1trk).

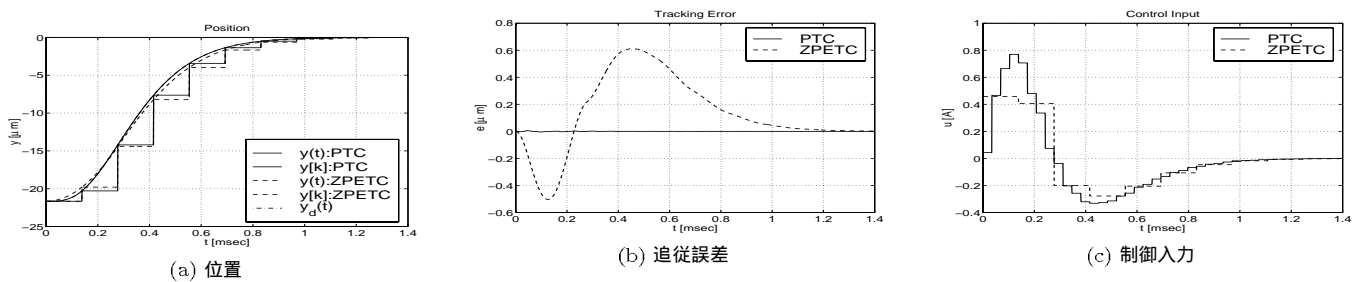


図 9 条件 B におけるシミュレーション結果 (移動距離 6[trk])

Fig.9. Simulation results B (6trk).

表 1 制御対象のパラメータ

Table 1. Plant's parameters.

アンプ定数	K_a	1.996	A/V
力定数	K_f	2.95	N/A
等価質量	M_p	6.983	g
トラックピッチ	T_p	3.608	$\mu\text{m}/\text{trk}$
サンプリング周期	T_s	138.54	μsec
演算時間遅れ	T_{calc}	38	μsec
等価時間遅れ	T_{equiv}	38.7	μsec
入力多重度	N	4	

3. 磁気ディスク装置のシーク制御への適用

3.1 制御対象のモデリング 制御対象は 3.5 インチの磁気ディスク装置とし、ノミナルモデルとして、むだ時間 T_d の遅れをもつ 2 重積分系を採用した。

$$P_c(s) = \frac{K_f K_a}{M_p s^2} e^{-sT_d} \dots\dots\dots (36)$$

そのパラメータを表 1 に示す。但し、むだ時間 T_d は演算時間遅れ T_{calc} と電流制御系及びノッチフィルタの等価時間遅れ T_{equiv} の和とした。

この装置は、ナイキスト周波数 3.6 [kHz] に対して、機構共振が 2.7[kHz] に存在し、また本研究では 1 トラックシークの目標値を 3 サンプルタイム (2.4[kHz]) と設定したので、非常に制御が困難な系であるといえる。

3.2 シミュレーション及び実験 本節では、第 2.2 節で提案したマルチレートフィードフォワード制御を用いた完全追従制御系を、シークモードに適用する。

式 (36) の制御対象に対して、入力多重度 $N = 4$ で完全追従制御器を設計した。制御対象の次数が $n = 2$ であるので、1 サンプル点間に $N/n = 2$ 回の完全追従を保証することができる。図 3 のマルチレートのパラメータは T_f を等分割し、 $\mu_j = j/4, \nu_k = k/2$ と選んだ。なお文献 (5) では、フィードフォワード制御入力制御対象の高周波共振モードをできるだけ励振しないように μ_j を決定している。以下のシミュレーション及び実験では、文献 (12) で提案されている ZPETC (零位相誤差追従制御法) と提案する手法との比較を行なう。ZPETC 法は、従来からモーションコントロールで広く使われてきた高性能なフィードフォワード制御法で、磁気ディスク装置に対しても適用されており、良好な結果が得られたと報告されている (6) (7)。

シミュレーション及び実験では、サンプリング周期を等しくして比較を行なうので、シングルレート制御である ZPETC 法の制御周期は、提案手法の 4 倍である。また、フィードバック補償器はシングルレートの PI-Lead フィルタとし、目標軌道は制御対象の高周波共振モードを刺激しないよう、加速度の変化率が滑らかなる 4 次遅れ系のステップ応答を採用した。

$$y^*(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{A_r}{s(\tau_r s + 1)^4} e^{-sT_d} \right] \dots\dots\dots (37)$$

$$v^*(t) = \mathcal{L}^{-1} \left[\frac{A_r}{(\tau_r s + 1)^4} e^{-sT_d} \right] \dots\dots\dots (38)$$

移動距離 A_r 及び時定数 τ_r は、表 2 に示す 2 通りを選び、シミュレーション及び実験を行なった。但し、 $f_r = \frac{1}{2\pi\tau_r}$ である。実験に用いた制御用計算機は、演算時間は不足し

表 2 目標軌道のパラメータ

Table 2. Parameters of the trajectories.

	A_r [trk]	f_r [kHz]
条件 A	1	2.8
条件 B	6	1.7

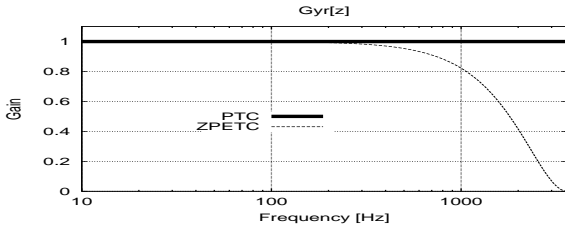


図 10 目標値応答特性の周波数応答

Fig. 10. Frequency responses ($y[z]/y^*[z]$)

ていたが、メモリは十分な容量を持っていたため、オフラインで計算したフィードフォワード入力を、テーブル化することにした。そのため、フィードフォワード制御器や目標軌道の次数は、本実験では問題とならない。

3.2.1 シミュレーション結果 図 10に、提案手法と ZPETC 法の目標値応答特性の周波数応答を示す。提案手法は、完全追従を保証しているため目標値応答特性が全周波数領域で 1 であるが、ZPETC 法では高周波領域において、そのゲインが 1 から低下していることが分かる。従って、目標軌道が数 kHz 程度の成分を持つショートスパンシークにおいては、提案手法により高速なシーク動作が可能となる。また、目標値応答特性が 1 という理想的なものであることから、目標軌道の設計・チューニングが容易になることも、提案手法の長所であるといえる。磁気ディスク装置のシーク制御においては、共振モードを励起しないような目標軌道の設計に、ある程度の試行錯誤は避けられないが、この特性によりその労力を軽減することが可能となる。

条件 A,B におけるシミュレーション結果を、それぞれ図 8,9 に示す。図 (a) より、提案手法 (PTC) は目標軌道 ($y_d(t)$) に誤差なく追従しているが、ZPETC 法は追従誤差を生じていることが分かる。さらに、図 8,9(b) により、提案手法は ZPETC 法に比べて、追従誤差が非常に小さいことが確認できる。また、提案手法は入力多重型マルチレート制御を用いているのにも関わらず、図 (c) から、制御入力が滑らかであることが分かる。

文献 (22) では、従来の入力多重型マルチレート制御では、制御入力が加速と減速を繰り返す振動的なものになることがあるという問題点を指摘しているが、提案手法では制御対象の全状態に対して滑らかな目標軌道を与えることにより、滑らかな制御入力を生成している。なお、一般的な制御対象に対して、滑らかな制御入力を生成する目標軌道の設計指針は文献 (14) で考察している。

以上のシミュレーションでは、むだ時間をゼロと仮定し

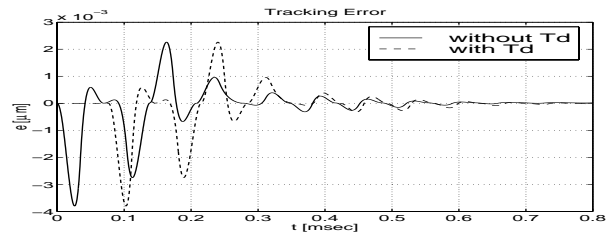


図 11 むだ時間の影響 (条件 A)

Fig. 11. Simulation results with time delay.

表 3 実験により達成された移動時間

Table 3. Achieved moving-time

	提案手法 [ms]	ZPETC [ms]	従来手法 [ms]
条件 A	0.4394	0.5226	0.5738
1trk	(3.17 T_s)	(3.77 T_s)	(4.14 T_s)
条件 B	1.200	1.325	1.933
6trk	(8.66 T_s)	(9.57 T_s)	(14.0 T_s)

たが ($T_d = 0$)、制御対象が $T_d = 76.7[\mu s]$ のむだ時間を持つ場合のシミュレーション結果を図 11に示す。図 11より、むだ時間を持つ場合の追従誤差は、持たない場合の応答を T_d だけ平行移動したのになっていることが分かり、第 2.4 節で提案した手法を用いれば、むだ時間が存在しても、追従特性が劣化しないことが分かる。また図 11から、提案手法が追従誤差をサンプル点間で 2 回、完全に零としていることが確認できる。

3.2.2 実験結果 次に条件 A,B における実験結果を、それぞれ図 12,13 に示す。図 (a) は、位置及び電流をデジタルオシロスコープで測定し、約 1000 回の試行結果を重ね合わせて表示したものであり、これらを平均化したものが図 (b) ~ (c) である。なお、オシロスコープで測定するために、計測用の D/A 変換器を使用したため、図 (a) では位置信号が 1 サンプル分遅れて表示されているが、実際にこの遅れは存在しないものであるため、図 (b) と (c) では、 $t = 2[\text{ms}]$ を同一の時間原点として表示している。

図 (b) より、目標軌道にほぼ完全に追従していることが確認できる。本稿で対象としている磁気ディスク装置は、2.7[kHz] 付近に機構共振が存在しているが、このモードのノッチフィルタでの抑圧は位相余裕の確保のため行っていない。それにも関わらず、1トラックシークにおいては、高速化を目指して $f_r = 2.8[\text{kHz}]$ まで大きなパワースペクトルを持つ目標軌道を採用しているため、図 12(a)(b) に示すように、最大で $0.4[\mu m]$ のオーバシュートを生じていることが分かる。しかしながら、本実験装置のトラックピッチは $3.6[\mu m]$ であるので、このオーバシュートは許容できるものである。

図 12,13では、提案手法 (PTC) と ZPETC 法との比較を行なっているが、実験により検出できるのはサンプル点ごとの位置であるので、シーク動作中での検出回数が少なく、比較結果が明確にならなかった。そこで、ここではシーク

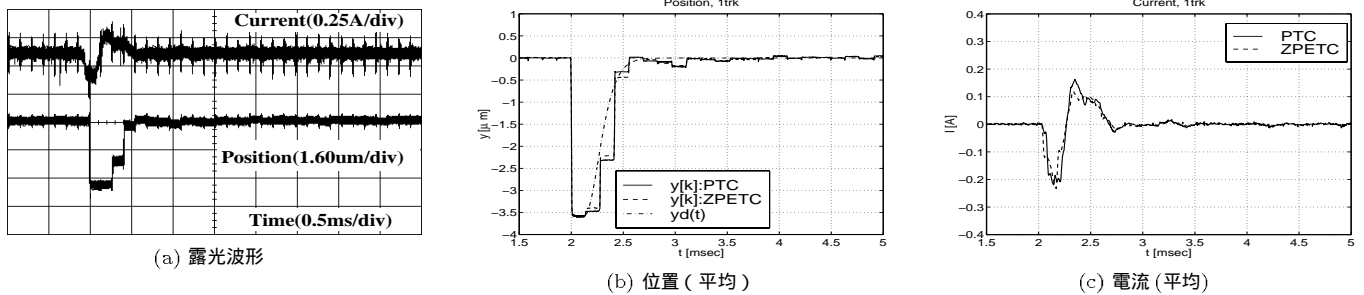


図 12 条件 A における実験結果 (移動距離 1[trk])

Fig. 12. Experimental results A (1trk).

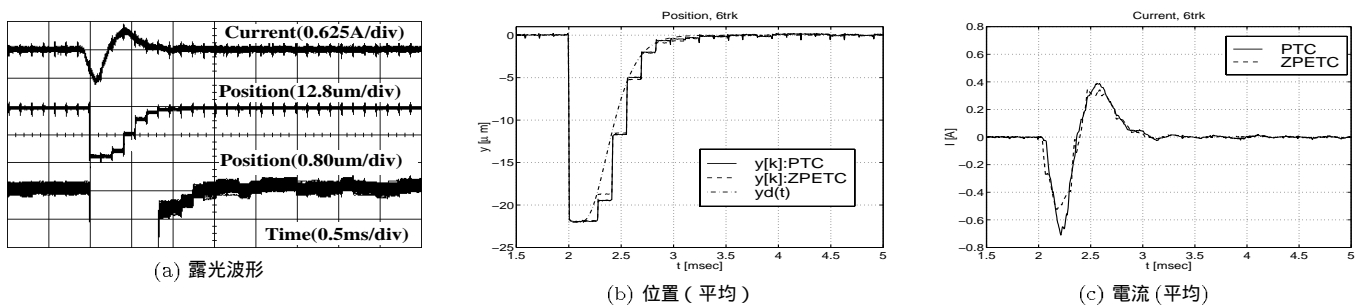


図 13 条件 B における実験結果 (移動距離 6[trk])

Fig. 13. Experimental results B (6trk).

コマンドが発生してから完了するまでのシーク時間を測定し、2000回のシーク動作を平均化することにより比較を行なう。但し、シーク終了の条件は、残り距離が $0.4[\mu\text{m}]$ 以内になり、その後 $0.4[\mu\text{m}]$ 以上のオーバーシュートを生じないことと定義した。このようにして測定したシーク時間から、各種シークパラメータを設定する等のオーバーヘッド時間を差し引いた移動時間を表3に示す。但し、表中の「従来手法」とは、従来から広く用いられてきたセtring法⁽²⁾により得られた結果である。提案手法は従来手法に比べて、1トラックシークでは1サンプリングタイム、6トラックシークでは5.4サンプリングタイム程度高速化できており、またZPETC法に比べても1サンプリングタイム程度高速化できていることが分かる。

さらに、1トラックシークの高速化を目指し、目標軌道の帯域 f_r を調整すると、 $3.2[\text{kHz}]$ まで広帯域化でき、このときの平均移動時間は $0.4298[\text{ms}]$ ($3.10T_s$)となった。これに対して、ZPETC法は f_r を広帯域化させても、これに匹敵する移動時間を得ることができなかった。また、文献(6)でも、本稿と同一の実験装置に対して、マルチレート化したZPETC法を適用し、台形型の目標軌道を与えると試みがなされているが、1トラックの移動時間は4サンプルまでしか高速化できなかったと報告されている。以上のことから、目標値応答特性が高周波領域まで1となる提案手法は、磁気ディスク装置の高速シークに対して、非常に有効であるといえる。

4. 結 論

本稿では、制御対象の出力検出のサンプリング周期より制御入力の周期を短くすることができるデジタル制御系に対して、1サンプル点間に複数回、追従誤差を零にすることができるマルチレートフィードフォワード制御法を提案し、むだ時間を持つ制御対象にも対応できるよう拡張を行なった。

さらに、提案手法を磁気ディスク装置のシークモードに適用して、シミュレーション及び実機実験により提案手法の有効性を明らかにした。特に、最も頻繁に起こる1トラックシークにおいては、機構共振が $2.7[\text{kHz}]$ に存在するのに関わらず、3サンプリング($2.4[\text{kHz}]$)で移動させることができた。今後、技術の発展により、サンプリング周波数や機構共振周波数は、飛躍的に向上すると考えられるので、提案手法によって、より一層の高速化が期待できる。

なお、本稿で示した結果は、ある与えられた目標値に対する応答であり、最適な目標軌道の検討は今後の予定である。最後に、本研究の一部は文部省科学研究費補助金によって行なわれたことを付記する。

(平成11年10月1日受付、同12年3月24日再受付)

文 献

(1) 山口: “情報機器における機構制御とモデリング”, 計測と制御, 37, 4, pp. 272-275 (1998).

- (2) 山口, 宍田, 遠山, 平井: “モード切り替え型制御系の初期値補償設計と磁気ディスク装置ヘッド位置決めサーボ系への適用”, 計測自動制御学会論文集, **31**, 6, pp. 780-788 (1995).
- (3) 石川, 服部, 橋本: “二自由度制御に基づく磁気ディスク装置の高速位置決め制御”, 日本機械学会論文集 (C編), **62**, 597, pp. 1848-1856 (1996).
- (4) 平田, 劉, 美多, 山口: “ H_∞ 制御理論を用いたハードディスクのヘッド位置決め制御”, 計測自動制御学会論文集, **29**, 1, pp. 71-77 (1993).
- (5) 高倉: “N-Delay 2 自由度制御による目標値追従システムの構成と磁気ディスク装置への応用”, 電学論 D, **119**, 5, pp. 728-734 (1999).
- (6) 小林, 山口, 押味, 曾山, 秦, 平井: “磁気ディスク装置のマルチレート零位相差フィードフォワード制御”, IIP '98 情報・知能・精密機器部門講演会講演論文集, pp. 21-22 (1998).
- (7) L. Yi and M. Tomizuka: “Two-degree-of-freedom control with robust feedback control for hard disk servo systems”, IEEE/ASME Trans. Mechatronics, **4**, 1, pp. 17-24 (1999).
- (8) W.-W. Chiang: “Multirate state-space digital controller for sector servo systems”, Conf. Decision Contr., pp. 1902-1907 (1990).
- (9) A. M. Phillips and M. Tomizuka: “Multirate estimation and control under time-varying data sampling with application to information storage devices”, Amer. Control Conf., pp. 4151-4155 (1995).
- (10) T. Hara and M. Tomizuka: “Performance enhancement of multi-rate controller for hard disk drives”, IEEE Trans. Magnetics, **35**, 2, pp. 898-903 (1999).
- (11) K. J. Åström, P. Hangander and J. Sternby: “Zeros of sampled system”, Automatica, **20**, 1, pp. 31-38 (1984).
- (12) M. Tomizuka: “Zero phase error tracking algorithm for digital control”, ASME, J. Dynam. Syst., Measur., and Contr., **109**, pp. 65-68 (1987).
- (13) H. Fujimoto and A. Kawamura: “Perfect tracking digital motion control based on two-degree-of-freedom multirate feedforward control”, IEEE Int. Workshop Advanced Motion Control, pp. 322-327 (1998).
- (14) 藤本, 堀, 河村: “マルチレートフィードフォワード制御を用いた完全追従制御”, 計測自動制御学会論文集, **36**, 9 (2000). (掲載予定).
- (15) 萩原, 荒木: “時変型デジタル制御装置”, 計測と制御, **27**, 12, pp. 1071-1077 (1988).
- (16) 藤本, 河村: “N-delay 制御を用いた新しいデジタル再設計法”, 電学論 D, **117**, 5, pp. 645-654 (1997).
- (17) 前田, 杉江: “アドバンス制御のためのシステム制御理論”, 朝倉書店 (1990).
- (18) H. Fujimoto, Y. Hori, T. Yamaguchi and S. Nakagawa: “Proposal of perfect tracking and perfect disturbance rejection control by multirate sampling and applications to hard disk drive control”, Conf. Decision Contr., pp. 5277-5282 (1999).
- (19) M. Araki and T. Hagiwara: “Pole assignment by multirate-data output feedback”, Int. J. Control, **44**, 6, pp. 1661-1673 (1986).
- (20) H. Fujimoto, Y. Hori and A. Kawamura: “High performance perfect tracking control based on multirate feedforward / feedback controllers with generalized sampling periods”, 14th IFAC World Congress, Vol. C, pp. 61-66 (1999).
- (21) G. F. Franklin and J. D. Powell: “Digital Control of Dynamic Systems”, Addison-Wesley Publishing Company (1980).
- (22) K. L. Moore, S. P. Bhattacharyya and M. Dahleh: “Capabilities and limitations of multirate control schemes”, Automatica, **29**, 4, pp. 941-951 (1993).

藤本 博志 (学生員) 1974年2月3日生。1996年横浜国立大学工学部電子情報工学科卒業。1998年同大学大学院工学研究科電子情報工学専攻博士課程前期(修士課程)修了。同年東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士課程入学。日本学術振興会特別研究員。デジタル制御, メカトロニクス, モーションコントロールに関する研究に従事。計測自動制御学会, IEEEの学生員。

堀 洋一 (正員) 1955年7月14日生。1978年東京大学工学部電気工学科卒業。1983年同博士課程修了。助手, 講師, 助教授を経て2000年より同電気工学科教授。制御工学とその産業応用, とくに, モーションコントロールやメカトロニクス分野への応用研究, 電気自動車などの研究に従事。1993年IEEE/IES論文誌論文賞。計測自動制御学会, 日本機械学会, 自動車技術会, IEEEなどの会員。

山口 高司 (正員) 1956年9月8日生。1981年東京工業大学大学院精密機械システム専攻修士課程修了。同年(株)日立製作所機械研究所入社。1986年より1年間カリフォルニア大学バークレー校客員研究員。1993年ストレージシステム事業部主任技師。1996年より機械研究所主任研究員。博士(工学)。磁気ディスク装置位置決め制御系の研究開発に従事。計測自動制御学会, 日本機械学会, 精密工学会の会員。

中川 真介 (正員) 1966年4月27日生。1989年3月慶応義塾大学機械工学科卒業。1991年3月慶応義塾大学大学院理工学研究科機械工学専攻修了。同年(株)日立製作所機械研究所入社。磁気ディスク装置位置決めサーボ系の研究開発に従事。日本機械学会, 計測自動制御学会の会員。