

# マルチレートフィードフォワード制御によるモーションコントロール 磁気ディスク装置のシーク制御への応用

藤本 博志\*・堀 洋一\*・山口 高司\*\*

Motion Control Based on Multirate Feedforward Control  
Application to Seeking Control of Hard Disk Drive

Hiroshi FUJIMOTO\*, Yoichi HORI\* and Takashi YAMAGUCHI\*\*

**Key Words:** マルチレートサンプリング制御 (multirate sampling control), フィードフォワード制御 (feedforward control), 磁気ディスク装置 (hard disk drive), シーク制御 (seeking control)

---

\* 東京大学工学系研究科 文京区本郷 7-3-1, E-mail: fuji@hori.t.u-tokyo.ac.jp

\*\* 日立製作所 機械研究所 茨城県土浦市神立町 502

\* The University of Tokyo, 7-3-1, Hongo, Bunkyo, Tokyo, Japan

\*\* Hitachi Ltd. Mechanical Engineering Research Lab. 502  
Kandatsu, Tsuchiura, Ibaraki, JAPAN

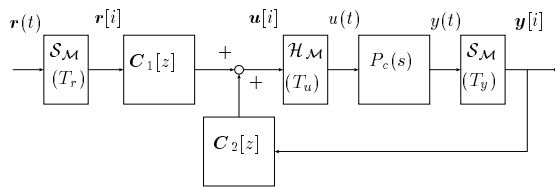


Fig. 1 2自由度フィードバック制御系

## 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。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<sup>1)</sup>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<sup>2)~4)</sup>。

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つのサンブラと制御入力  $u(t)$  のホールダが存在し、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、目標軌道に対する追従誤差を零とする完全追従制御系を提案し、磁気ディスク装置のシーク制御に適用した文献5)の結果を紹介する。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。例えば磁気ディスク装置や、ロボットの視覚サーボ系などは、この好例である。磁気ディスク装置においては、文献5)の他には、フィードバック特性に関しては文献6)~10)等において、フィードフォワード特性に関しては文献2), 3), 9)等において、マルチレートサンプリング制御の有効性が示されている。また、マルチレートサンプリング制御は、従来から磁気ディスク装置に限らず様々な研究がなされてきたが、それらに関しては解説論文11)~13)などを参照されたい。

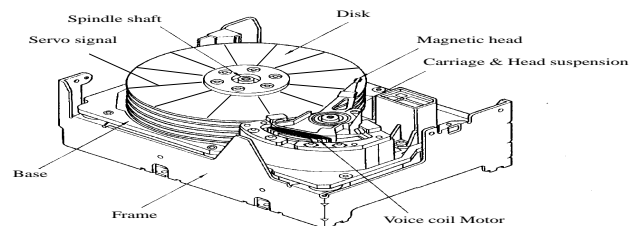


Fig. 2 磁気ディスク装置

また近年、サンプル点間応答の最適化を行なう設計理論が確立し<sup>14)</sup>、磁気ディスク装置への適用結果も報告されている<sup>8), 10), 15)</sup>。本稿で紹介する文献5)の手法は、サンプル点間の  $M$  点のみでの評価を行なっているに過ぎないが、最適化の計算が必要なく、設計が簡単で見通しでよいという実用的な長所があり、実機へ適用しても十分に高い性能を得ている。

## 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<sup>16)</sup>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<sup>17)</sup>。

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<sup>注1)</sup>が実現できることを明らかにした<sup>18), 19)</sup>。ここに  $n$  は制御対象の次数である。さらに文献5)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なっている。

本稿で仮定しているような  $T_y > T_u$  の関係を持つ制御系に対しては、フレーム周期<sup>11)</sup>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。

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

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

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20)と同様な定式化を行なえば、以下の手法と並行した議論により容易に拡張できる。

(注1) 本稿で述べる完全追従制御系とは、文献17)で定義された通り、目標軌道から出力の離散時間伝達関数を1とする制御系のことである。

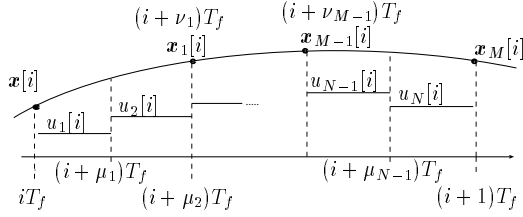


Fig. 3 マルチレートサンプリング制御

## 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

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

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  $N$  回切換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,

$$x[i+1] = A x[i] + B u[i], \quad y[i] = C x[i] \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & O \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} e^{A_c T_f} & b_1 & \cdots & b_N \\ c_c & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

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

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.

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

$$\begin{bmatrix} \tilde{A} & \tilde{B} \end{bmatrix} \triangleq \begin{bmatrix} \tilde{A}_1 & \tilde{b}_{11} & \cdots & \tilde{b}_{1N} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \tilde{A}_M & \tilde{b}_{M1} & \cdots & \tilde{b}_{MN} \end{bmatrix} \quad (7)$$

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

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

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

## 2.2 完全追従制御器 $C_1[z]$ の設計

本節では, ロバストな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. 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,

$$u = F\hat{x} + Qe_y + Kr \quad (10)$$

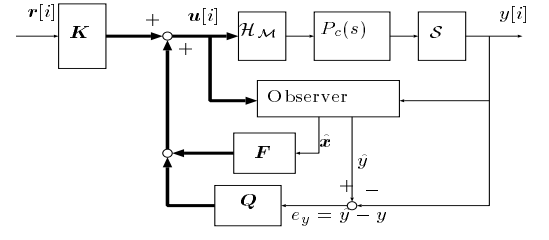


Fig. 4 2自由度制御系の基本構造

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<sup>19)</sup>. 図 4 において,  $\mathcal{H}_M$  はマルチレートホールド,  $S$  はサンプリングであり, 太線はマルチレート信号であることを表す. また,  $Q$  は設計されたフィードバック制御器  $C_2[z]$  によって決定されるパラメータである.

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 (10) なる制御則を施したシステムは次式となる.

$$\tilde{x}[i] = (\tilde{A} + \tilde{B}F)x[i] + \tilde{B}K r[i] \quad (11)$$

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<sup>5), 21)</sup>

$$\tilde{A} + \tilde{B}F = O, \quad \tilde{B}K = I \quad (12)$$

となるように,  $F, K$  を次式のように選ぶことができる.

$$F = -\tilde{B}^{-1}\tilde{A}, \quad K = \tilde{B}^{-1} \quad (13)$$

このとき, 式 (11) は,  $\tilde{x}[i] = r[i]$  となるので, サンプル点間の状態の目標値を  $\tilde{x}^*[i]$  とするとき, 将来の目標値を使って (予見して), 参照入力を  $r[i] = \tilde{x}^*[i]$  と与えれば,  $\tilde{x}[i] = \tilde{x}^*[i]$  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.  $C_1[z]$  の実現法や構造に関しては文献 5) を参照されたい.

## 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, 2 重積分系を採用した.

$$P_c(s) = \frac{K}{Ms^2} \quad (14)$$

サンプリング周期は  $T_s = 138.54[\mu s]$  である. 実際の装置は, CPU の演算時間や電流制御系において,  $76.6[\mu s]$  のむだ時間を持っている. 文献 5) では, むだ時間を考慮に入れた完全追従制御法の設計を行っているが, 本稿では簡単化のため省略する. また, この制御対象は, ナイキスト周波数  $3.6[\text{kHz}]$  に対して, 機構共振が  $2.7[\text{kHz}]$  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 サンプリングタイム ( $2.4[\text{kHz}]$ ) 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

式 (14) 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  $N/n = 2$  回の完全追従を保證することができる. 以下のシミュレーション及び実験では, 文献 17) 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

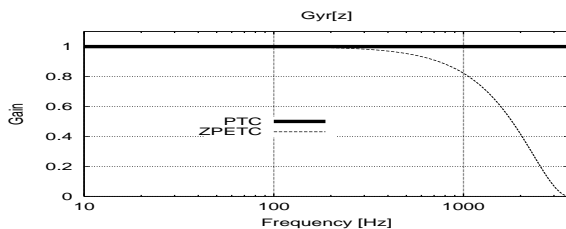


Fig. 5 目標値応答特性の周波数応答 (Simulation)

Table 1 実験により達成された移動時間

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

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<sup>3), 4)</sup>。

図 5 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化が可能となる。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。

図 6 に 1トラックシークのシミュレーション結果を示す。図 6(a),(b) 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 法は大きく追従誤差を生じ、その結果シーク時間 (残り距離が  $0.4[\mu\text{m}]$  を切るまでの時間と定義した) が増大していることが分かる。また、図 6(c) から、提案手法の制御入力は滑らかであることが分かる。

図 7 に、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た実験結果を示す。目標軌道の設計通り、提案手法は 3 サンプル周期でシーク動作を達成していることが分かる。表 1 に、2000 回のシーク動作を実験により測定した、平均シーク時間の比較結果を示す。表中の「従来手法」とは、従来から広く用いられてきたセトリング法<sup>1)</sup>により得られた結果である。最も発生する頻度が高い短距離シーク (1[trk]) において、提案手法は、従来手法よりも 31%、ZPETC 法よりも 19% 高速化できていることが分かる。また中距離シーク (6[trk]) においても、従来手法よりも 5 サンプル以上高速化が達成されていることが確認できる。

## 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も制御入力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紹介し、その適用事例として、磁気ディスク装置のシーク制御を取り上げた。

本手法は、ハードウェアの大きな改良をすることなく、制御技術によりシーク動作を高速化させる手法として、実際の製品にも適用されている。また磁気ディスク装置だけではなく、NC 工作機やロボットのサーボモータ<sup>19)</sup> など、追従誤差を問題とする制御系への適用が期待できる。

### 参 考 文 献

- 1) 山口, 穴田, 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).
- 2) 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).
- 3) 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).
- 4) 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).
- 5) 藤本, 堀, 山口, 中川: “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”, 電学論 D, **120**, 10 (2000). (掲載予定).
- 6) W.-W. Chiang: “Multirate state-space digital controller for sector servo systems”, Conf. Decision Contr., pp. 1902-1907 (1990).
- 7) T. Hara and M. Tomizuka: “Performance enhancement of multi-rate controller for hard disk drives”, IEEE Trans. Magnetics, **35**, 2, pp. 898-903 (1999).
- 8) 石川: “磁気ディスク装置のマルチレートサンプル値制御に関する一考察”, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-00-55,, pp. 31-38 (2000).
- 9) 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).
- 10) 藤本, 堀: “マルチレートサンプリング制御を用いたナイキスト周波数周辺の振動抑制制御法と高周波繰り返し外乱の抑圧制御法の提案 ~ サンプル点間における外乱抑圧特性の最適化 ~”, 電気学会産業計測制御研究会, IIC-00-56,, pp. 39-46 (2000).
- 11) 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).
- 12) 伊藤: “マルチレート有限時間整定サーボ系”, 計測と制御, **38**, 9, pp. 559-564 (1999).
- 13) 山本, 藤岡, 原: “サンプル値制御理論-VI, -デジタル信号処理への応用”, システム/情報/制御, **44**, 6, pp. 336-343 (2000).
- 14) 山本, 荒木, 原, 杉本, 早川, 太田: “特集解説: デジタル制御技術”, 電学論 C, **114**, 7/8, pp. 729-766 (1994).
- 15) 平田, 熱海, 村瀬, 野波: “サンプル値  $H_\infty$  制御を用いたハードディスクのフォロイング制御”, 計測自動制御学会論文集, **36**, 2, pp. 172-179 (2000).
- 16) K. J. Åström, P. Hangander and J. Sternby: “Zeros of sampled system”, Automatica, **20**, 1, pp. 31-38 (1984).
- 17) M. Tomizuka: “Zero phase error tracking algorithm for digital control”, ASME, J. Dynam. Syst., Measur., and Contr., **109**, pp. 65-68 (1987).

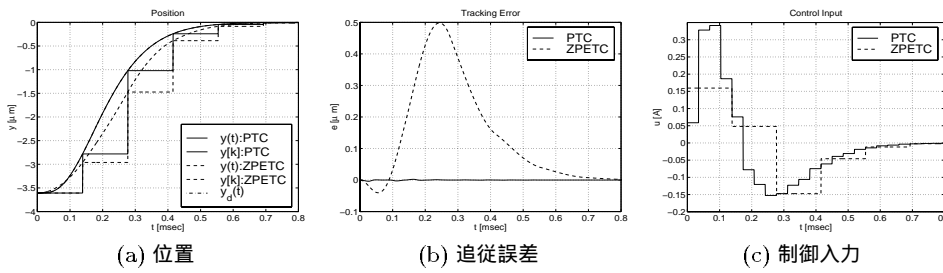


Fig. 6 シミュレーション結果(移動距離 1[trk])

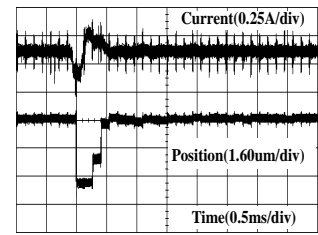


Fig. 7 実験結果  
(移動距離 1[trk])

- 18) 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).
- 19) 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).
- 20) 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).
- 21) M. Araki and T. Hagiwara: "Pole assignment by multirate-data output feedback", Int. J. Control, 44, 6, pp. 1661-1673 (1986).
- 22) 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).

.....

[ 著 者 紹 介 ]

藤 本 博 志 (学生会員)



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. 電気学会, IEEEの学生会員.

堀 洋 一 (正会員)



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. 電気学会, 日本機械学会, 自動車技術会, IEEEなどの会員.

山 口 高 司 (正会員)



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. 電気学会, 日本機械学会, 精密工学会の会員.

.....