高密度デジタル記録のためのダイナミック トラッキング制御システム

正会員 長 沢 雅 人[†], 横 山 英 二[†]
井 戸 喜 平[†], 石 田 禎 宣[†]

Dynamic Tracking Servo System for High Density Digital Recording

Masato Nagasawa[†], Eiji Yokoyama[†], Kihei Ido[†] and Yoshinobu Ishida[†]

Abstract High-efficiency picture signal coding and high-density digital recording are important technical subjects for the next generation of digital VTR.

This paper proposes a new tracking control system for narrow-track digital recording.

We have developed a wideband dynamic tracking system using a voice-coil-type magnetic actuator to move the magnetic head and an observer based on modern control theory to suppress the mechanical resonance.

We have improved the stability of the tracking servo system so that it can fully track a recorded pattern with a 6 μm track pitch from the initial cross track condition.

We have also developed a method for generating the tracking error signal by using 12-15 modulation code with a built-in pilot signal.

When combined with a phase-sensing, this method accurately detects track linearity for digital recording.

We also confirmed the improvement of the tracking stability and accuracy when repetitive control is applied to the developed tracking system.

1. ま え が き

次世代の家庭用 VTR においては、さらなる高画質、高音質、多機能が要求されており、これをデジタル記録により達成する試みが行われている。そのため増大する一方である画像情報を、可搬性の良いカセットにより多く記録する必要がある、画像の圧縮技術

と共に高密度な磁気記録技術がデジタル VTR における大きな技術課題となっている。

そこで今回我々は、現代制御理論の状態観測器と電磁駆動アクチュエータを用いて、デジタル磁気記録対応のトラッキング信号生成法に基づき、広帯域な(制御帯域 300 Hz 以上)ダイナミックトラッキングシステムを構成した。その結果、トラックピッチ 6 μm

キーワード：トラッキング、デジタル記録、VTR、変調、制御

1990 年 8 月 23 日、テレビジョン学会技術報告、Vol. 14, No. 41 に発表

1991 年 2 月 21 日受付、1991 年 10 月 31 日最終受付

[†] 三菱電機株式会社 電子商品開発研究所(〒617 長岡京市馬場園所 1, TEL 075-956-9331)

[†] Consumer Electronics Development Laboratory, Mitsubishi Electric Corporation (1 Zusho Baba, Nagaokakyo-shi, Kyoto 617, Japan)

でのトラック曲がり追従による安定な信号再生を実現した。なお本報では、狭トラック化に対応したトラッキング制御システムについて報告すると共に、追従能力改善のための学習制御の適用についても考察する。

1.1 記録密度と記録時間

磁気テープ装置の高密度化は、近年狭トラック化の進展により大きく前進しており、再生信号の劣化を最小限に抑え高密度化するためにも、狭トラック化技術の重要性はますます大きくなっている^{1)~3)}。

図1は、NTSC信号のデジタル情報を、現行の8mmカセットに記録した場合の記録時間と記録密度との関係を試算したもので、4~8hの記録時間を達成するには、1~2 $\mu\text{m}^2/\text{bit}$ もの高面記録密度が必要となる。

1.2 本デジタルVTRの概要

表1は今回試作したデジタルVTRの仕様の概要

図1 記録密度と記録時間 (NTSC 信号, 8mm カセット)

Recording density and recording time (NTSC signal, 8mm cassette).

表1 試作したデジタルVTRの諸元
Specifications of experimental digital VCR.

入力ビデオ信号ビットレート	216Mb/s(4.2.2コンポーネント)
記録ビットレート	27 Mb/s
テープ幅	8 mm
ドラム径	50 mm
ドラム回転数	3600 rpm
テープスピード	8.8 mm/s
テープ	メタル蒸着テープ
磁気ヘッド (記録/再生)	2 ch×1, 積層センダスト
トラックピッチ (トラック密度)	6 μm (4200 Tpi)
最短記録波長 (線記録密度)	0.53 μm (76 kb/i)
面記録密度	2 $\mu\text{m}^2/\text{b}$

で、8mmカセットを用いて、27 Mb/sに圧縮したデジタル画像情報を、50 ϕ のドラムに搭載した片側2chの可動磁気ヘッドにより記録再生する構成となっている。本デジタルVTRの記録密度は2 $\mu\text{m}^2/\text{b}$ (トラックピッチ6 μm , 記録波長0.53 μm), 記録時間3.3hである。また、狭トラック化による機械的トラック曲がりの影響やアジマス効果の減少を考慮して、記録トラックの曲がりに広帯域に追従できるダイナミックトラッキングシステムを搭載している。

2. トラッキング信号生成

2.1 トラッキング信号生成方式

今後登場する狭トラックな磁気記録再生システムでは、微細な記録領域に確実にアクセスし、S/N良く信号を検出する手段が必要となる。特にヘリカルスキャンタイプの磁気テープ装置においては、トラック曲がり等によって生じる、記録トラックとヘッド走査軌跡間の何本ものクロストラック状態から、確実に信号再生を可能としなければならない。このため、表2のさまざまなトラッキング方式のうち、精度良くトラックずれ量が検出可能な、パイロット信号多重方式を採用することとした。

しかし、パイロット信号多重方式はアナログ映像信号を記録する8mmVTRですでに実用化されているにもかかわらず、デジタル音声信号を記録するDATではエリア分割方式が採用されている。その一因として、デジタル信号のRF信号処理帯域が比較

表2 VTRのトラッキング手段
Traking methods of VCR.

手 法	長 所	短 所
C T L 法	高速検索が容易 (ex VISS/VASS)	機械的誤差が生じる トラック曲りの情報がない
ウ オ プ リ ン グ 法	トラッキング用信号 が不必要	ヘッドを微小振動させる オフトラックによるエンベ ロップ変化が必要
山 昇 り 法	トラッキング用信号 が不必要 CTL法の自動調整	瞬時に追従できない オフトラックによるエンベ ロップ変化が必要
エリア分割 パイロット	デジタルデータに 影響しない	トラック曲りの情報がない
パイロット 信号 多 重	トラック曲りの情報 が精度良く得られ る	パイロット信号のS/Nと データのS/Nで、互いに 確保する必要がある
ノ ン ト ラ ッ キ ン グ	トラッキング手段が 不要 機構系が簡素化	アジマス効果が必要、クロ ストークの発生 大容量メモリーが必要

的低域まで必要であり、パイロット信号を多重する方式はデータ誤りを増加させると判断されたことが挙げられる。

2.2 変調回路におけるパイロット信号の多重

今回我々は、データに対するパイロット信号の影響をなくすため、ディジタル変調を行う際 DSV (Digital Sum Variation) をコントロールすることにより、ディジタルデータに同期したパイロット信号が生成できる⁴⁾12-15 変調方式を開発した。図 2 に変調回路のブロック図を示す。

今回開発した新変調方式は、12 ビットのディジタルデータを CDS (Codeword Digital Sum) が ± 1 となる 15 ビットの符号語に変換する DC フリーな固定長ブロック符号で、奇数ビットに変換されるため、CDS 値の増減を確実に制御できる。符号化方法は、MSB コントローラにて、符号の反転回数を示す Q 信号により決定される、NRZI 変調後の符号語終端レベ

図 2 変調回路ブロック図
Block diagram of modulation circuits.

表 3 12-15 変調方式の特性
Characteristic of 12-15 modulation code.

変調方式	12-15 変調方式	8-10 変調方式
最小磁化反転間隔 T_{min}	0.8 T	0.8 T
最大磁化反転間隔 T_{max}	4.0 T	3.2 T
データ検出窓幅 T_w	0.8 T	0.8 T
パイロット信号生成	あり	なし

ルと、DSV 制御信号に従って符号語の MSB のレベルを決定し、CDS を $+1$ または -1 にセットすることにより DSV の発散方向を制御している。その結果、パイロット信号となる DSV 変動周期および位相設定が DSV 制御信号により一意に決定できた。なお、本変調方式の特性と、代表的な変調方式である 8-10 変換と比較した場合を表 3 に示す。

図 3 は DSV の変動周期を 10 符号語 ($f_{ch}/150$) に設定した時のパワースペクトラムであり、DC フリーを実現しつつ $f_{ch}/150$ に強い周波数成分が得られている (ただし、 f_{ch} は記録データ転送周波数)。図 4 は、上記信号より Q が 10 程度のバンドパスフィルタを通してパイロット信号を抽出した時の信号波形である。

2.3 パイロット信号フォーマット

制御帯域 300 Hz 前後のトラッキングシステムを構成するためには、少なくとも 20 dB 以上のパイロット信号 S/N が必要である。今回パイロット信号周波

図 3 変調信号の周波数スペクトラム
Frequency spectrum of modulation signal.

数は、アジマスロスの影響を受けない程度に低く選び、デジタルデータの変調スペクトラムが急峻に減衰する $f_{ch}/60$ から、ロータリートランスの低域遮断が生じる $f_{ch}/210$ の間に選定した。なお、上述した変調方式によるパイロット信号生成法は、高感度にトラッキング信号が得られる半面、隣接トラックからのクロストークによるデータ誤りが増加する懸念があった。そこで、将来のマルチチャンネル化を考慮し、パイロット信号クロストークがゼロの時オントラックとなる、位相検出型パイロット信号フォーマットを考案した。本方式は、図5のようにマルチヘッドを用いたシステムにおいて、1トラックおきに位相が反転するパイロット信号を書込み、再生時、上記パイロット信

号とクロストーク信号とを同期検波することでトラックエラー信号を得るもので、以下の特徴を有する。

- (1) 再生時パイロット信号のクロストーク妨害が少ない。
- (2) トラッキング動作に関わる磁気ヘッドが、何どりのクロストークとして抽出するパイロット信号の周波数は単一で、電磁変換・検出系の周波数特性差の影響を受けにくい。
- (3) ドラムジッタやアジマスによるパイロット信号の位相ずれはゲイン変動となるが、3ペアー以上マルチトラック化することで、位相変動の影響は排除可能。

写真1は、上記変調信号の磁気記録再生によって得たパイロット信号で、約 20 dB 強の S/N が得られて

図4 変調信号から抽出されたパイロット信号
Generating pilot signal from modulation signal.

写真1 録再後のパイロット信号
Pilot signal after recording.

図5 位相検出型パイロット信号方式
Phase sensing pilot method.

写真 2 位相検出型パイロット信号の生成
Phase sensing pilot signal.

いる。写真 2 は、本トラッキングエラー生成法による検出結果である。なお、今回の実験ではハードウェアの都合上 2 ペアのヘッドを用いたが、1 回転毎のドラム回転変動が少なかったため良好なエラー信号が得られている。

3. アクチュエータの共振抑制制御

3.1 アクチュエータ

可動ヘッドによる高精度なトラッキングを行うためには、制御性の良いアクチュエータが必要である。アクチュエータに求められる条件としては、1 軸方向のみ可動で剛性が高く、ドラムに内蔵するため磁気ヘッドと可動部が分離されている等、多様な条件を満足する必要がある。VTR 用アクチュエータとしては従来からバイモルフ型がよく知られているが、表 4 のように高速特殊再生⁸⁾ にも有利な電磁駆動型アクチュエータを用いた。本アクチュエータは、可動範囲を大きく取ってもヘッドの平行移動が可能で、バイモルフ型に比べてヒステリシスが少なく、後述するオブザーバによる等価回路が実現しやすい。また、ホール素子等のポジションセンサを搭載することで、電気的に機械特性を変えたり、記録時の位置決め制御が可能となった。なお、写真 3 に本アクチュエータの外観を、表 5 に本アクチュエータの仕様を示す。

表 4 電磁駆動アクチュエータとバイモルフアクチュエータの特性比較

Comparison between electro-magnetic driving and Piezo-electric driving.

項 目	電磁駆動型 アクチュエータ	バイモルフ型 アクチュエータ
機械共振周波数	低 い	高 い
可動範囲	大きい	小さい
駆動電圧 (同じ動作振幅に対し)	低 い	高 い
ヒステリシス (可動ヘッド高さにおける)	ほとんどない	少しある
ヘッドの姿勢	変化しない	変化する
構 造	やや複雑	単 純
もれ磁束の影響	考慮する必要がある	な い

3.2 オブザーバによる共振抑制制御

アクチュエータの構造は上述の理由で、板バネ形状の片持ち部材で構成されており、従来のシステムにおいては大きな機械共振が発生し、制御帯域を妨げる要因となっていた。そこで、システムをレギュレータの構成とすることにより、共振の抑圧と制御帯域の向上を図った。レギュレータを構成するには、パイロット信号検出による位置ループ以外に、何らかの手段で速

写真 3 電磁駆動アクチュエータの外観
Outview of voice coil actuator.

表 5 本アクチュエータの仕様
Proposal specifications of DTF actuator.

寸 法	φ 15×13 mm
電流感度	0.49 μm/mA
機械共振周波数 (1 次)	640 Hz
リニアリティ	3 μm/±100 μm
ヒステリシス	1.2 μm/±100 μm
共振ピークゲイン (Q)	21 dB
バネ定数	4.0×10 ³ N/m
可動部質量	2.4×10 ⁻⁴ kg

度フィードバックを行う必要がある。速度状態の推定は、微分器を用いると位置センサに含まれる観測ノイズを大幅に増幅し、実用上問題があった。そこで、位置センサからの磁気ヘッド測定変位量により現代制御理論の同次元オブザーバを構成し、速度状態を推定した⁶⁾。最小次元オブザーバ⁷⁾による速度推定も考えられるが、オブザーバ構成が制御対象と同じで、ハードウェア設計や評価が容易な同次元を用いた。ここにおいて、オブザーバ内部定数は次のように求められる。

アクチュエータの状態方程式は、力の釣合より、

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u, \quad y = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (1)$$

$\mathbf{A}$: アクチュエータ状態行列, $\mathbf{B}$: 入力行列, $\mathbf{C}$: 出力行列, $\mathbf{x}$: アクチュエータの状態, y : 観測出力 (制御量), u : 入力 (駆動力)。

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k/M & -C/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/M \end{bmatrix} u \quad (2)$$

$$y = [1, 0] \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

M : アクチュエータ可動部質量, k : アクチュエータバネ定数, C : アクチュエータ粘性項, x_1 : アクチュエータ位置, x_2 : アクチュエータ速度。

オブザーバの状態方程式は、

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k/M & -C/M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1/M \end{bmatrix} u - \begin{bmatrix} F_2 \\ F_1 \end{bmatrix} C_e \quad (4)$$

$\hat{x}_1$: 推定位置, $\hat{x}_2$: 推定速度, C_e : 推定誤差

f_a, f_b : オブザーバフィードバックゲイン

オブザーバの指定極を $-\alpha_1, -\alpha_2$ とすると、オブザーバのフィードバックゲインは、

$$\begin{bmatrix} F_2 \\ F_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 + \alpha_2 - C/M \\ \alpha_1 \alpha_2 - k/M - (\alpha_1 + \alpha_2)C/M - C^2/M^2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

となり、図 6 のシステムが実現できる。

ただし、オブザーバ内のフィードバックループの収束性は、上述の指定極 $-\alpha_1, -\alpha_2$ によって定まるが、レギュレータシステムの収束より速い必要があるため、図 7 のようにオブザーバの極を制御システム全体の極より充分左半面に設定する必要がある⁵⁾。図 8 はオブザーバの有無によるアクチュエータの周波数実験結果で、推定速度をハイゲインでフィードバックさせることにより、20 dB もの機械共振を完全に除去した。なお、オブザーバを用いることで以下の効果も期待できる。

(1) 高次機械共振の影響の排除

上述の制御システムの構成において、トラッキング制御帯域を f_1 、オブザーバ内のループの帯域を f_2 、アクチュエータ高次機械共振を f_3 とした時、 $f_1 < f_2 < f_3$ の関係に設定すると、推定速度に含まれる高次機械共振は、次のように抑圧されて出力する。アクチュエータ伝達特性および推定速度-入力特性、速度-入力特性はそれぞれ (6) (7) (8) 式ようになる。

$$G_m / (M_s^2 + C_s + k) = G_m B(s) \quad (6)$$

G_m : アクチュエータ高次機械共振, $B(s)$: アクチュエータのバネ-マス特性。

$$\hat{x}_2 = B(s)s \{ (1 + f_a B(s)G_m) / (1 + f_a B(s)) \} U(s) \quad (7)$$

$$x_2 = B(s)G_m U(s) \quad (8)$$

であることから、 $\hat{x}_2, x_2$ における G_m の係数比が

$$\|f_a B(f_3) / (1 + f_a B(f_3))\| < 1 \quad (9)$$

となり、(9) 式がオブザーバクロズド特性に等しいことで、高次機械共振帯域において (9) 式 < 1 とな

図 6 オブザーバによる速度推定
Estimated velocity by observer.

図 7 極配置
Arrangement of poles.

アクチュエータ単体の周波数特性

状態推定によるダンピング後のアクチュエータ周波数特性

図 8 オブザーバによるダンピング効果
Damping effects by using observer.

(a) 推定速度 (700Hz 正弦波駆動, 1.0V/div)

(b) オブザーバの観測ノイズ抑制効果
(700Hz 正弦波駆動, 0.2V/div)

写真 4 オブザーバの推定速度と、推定変位
Estimated velocity and position by observer.

る。そのため、高次機械共振に対する制御システムの安定余裕が向上する。

(2) 観測ノイズの除去

このようなオブザーバを用いたダンピングシステムにおいては、センサに含まれる観測ノイズを、ある程度除去することができる。これは、主に位置センサに

含まれる観測ノイズが、オブザーバ内の積分器を介して推定速度に重畳されるため、速度フィードバックゲインを大きく取ることが可能となる。

写真 4 に本オブザーバの動作および観測ノイズ抑圧結果を示す。上述のようなレギュレータシステムにおいては、機械共振もしくは高次機械共振周波数帯域において、速度推定を行えばよく、不要な低域成分 (オ

プザーバ回路、センサのオフセット等)を除去するフィルタを介してフィードバックされる。

3. ダイナミックトラッキング制御システム

磁気テープ装置のトラック曲がり量は、ドラムのテープ入口出口付近で大きく発生するが多いが、一般的にはドラム回転数の数次高調波をカバーできればよく、ドラム回転数が 3600 rpm のシステムにおいては、300 Hz 以上の制御帯域が要求される。また、現行 VTR のトラック曲がり量は $5\sim 7\ \mu\text{m}$ 程度であることから、トラックピッチ $5\ \mu\text{m}$ 前後のシステムにおいては、互換性を考えてクロストラック 2 本程度からの追従が必要となる。

そこで、上述のダンピング制御によりアクチュエータの制御性能を高め、図 9 のようなオープンループ特性を実現し、約 1/10 の制御偏差に抑圧した。ダンピングがかかっていない場合は制御帯域が約 1/10 に劣化し、トラック追従は不可能となる。図 10 は、開発

図 9 ダイナミックトラッキング制御系オープンループ特性
Openloop diagram of dynamic tracking servo system.

図 10 トラッキングサーボシステムのブロック図
Block diagram of tracking servo system.

したデジタル VTR の制御系ブロック図で、トラッキングエラーの低域成分をキャプスタンモータにフィードバックし、モータの位相を制御することで、可動ヘッドアクチュエータに直流成分が行かないようにしている。また、可動ヘッドアクチュエータの状態推定器は、センサ信号のインタフェースの関係で、回転ド

(a) DTF サーボ OFF

(b) DTF サーボ ON

写真 5 DTF サーボによるクロストラック状態からの追従 (トラックピッチ $= 6\ \mu\text{m}$)

Tracking of DTF servo at $6\ \mu\text{m}$ track pitch in cross track condition.

写真 6 アイパターン ($2\ \mu\text{m}^2/\text{b}$)
Eye pattern ($2\ \mu\text{m}^2/\text{b}$).

ラム内に構成した。

写真5は、本デジタルVTRの再生時において、トラックピッチが $6\mu\text{m}$ のきわめて狭トラックな磁気記録再生システムにおけるトラック追従動作を示したものである。結果として、可動ヘッドによるトラッキング動作で、トラック曲がりによるクロストラック2本からのトラック追従を実現しており、制御偏差量約 $24\mu\text{m}$ を約 $1\mu\text{m}$ 以下に抑えた。また、この時、面記録密度 $2\mu\text{m}^2/\text{b}$ において、写真6のようなアイパターンを再現し、 10^{-4} 以下のシンボルエラーレートを実現した。

記録時においては、ピッチのコントロールしかできないため、トラック曲がりの相関を強めておく必要がある。ドラムの片側に磁気ヘッドを並べたシングルアクチュエータの構成とした。また、記録時においても、上述のダンピング制御を行うことによって、装置振動に起因する可動ヘッドの不要な振動を除去した。

写真7は、本システムにより記録した磁気テープのトラックパターンを、現行VHS-VTRの狭トラックモードと比較したものである。

(a) 現行VHS-3倍モードのトラックパターン ($T_p=19\mu\text{m}$)

(b) 本D-VTRのトラックパターン ($T_p=6\mu\text{m}$)

写真7 トラックパターン
Track pattern.

4. ダイナミックトラッキングにおける学習制御応用

磁気テープ装置のトラック曲がりには、編集点等を除いて一般的に相関がある。再生時においては、このトラック相関を利用することにより、追従能力をさらに10倍程度向上させることも可能である。そのための補償器が図11の繰り返し補償器⁹⁾¹⁰⁾、図中メモリーによってトラック相関が学習され、フィルタ、アッテネータで安定性が補償される。繰り返し制御の安定条件はすでに証明されており、元の制御系が安定な場合、スモールゲイン定理により、メモリーを含む等価ループの安定条件が次のように安定不等式で表される。

$$\|q(s)[1+G(s)]^{-1}\| < 1 \quad (10)$$

$q(s)$: 繰り返し補償回路の伝達特性

(10)式は結果的に次のようになり、

$$\|q(s)\| < \|1+G(s)\| \quad (11)$$

$G(s)$ で表されるダイナミックトラッキング制御システムのナイキスト線図が、半径 $q(s)$ の学習不安定量

図11 繰り返し補償器
Repetitive compensator.

図12 学習制御の安定条件
Stability of repetitive control.

域に入らないことが不可欠となる。本制御システムに学習制御を適用した場合、図12のように安定条件が求められ、速度推定オブザーバを用いることによって、安定条件が満足されることがわかる。

5. む す び

次世代の家庭用VTRにおいては、デジタル化、高画質化、小型化、長時間化のため、記録情報量の増大が求められており、媒体の持つ磁気記録密度の限界に迫るためにも、きわめて高密度なシステムに対応できる記録再生系を実現する必要がある。そこで今回我々は、クロストークの影響が少なく、データに同期したパイロット信号が生成できる変調フォーマットを考案し、オブザーバを用いて従来困難であったダイナミックトラッキング制御の広帯域化を実現した。その結果、トラックピッチ $6\mu\text{m}$ でのクロストラック状態からの追従を可能にし、面記録密度 $2\mu\text{m}^2/\text{b}$ （トラック密度4200TPI）での十分なエラーレートを確保した。今後このような精密制御、記録再生技術の進展が、高密度・大容量デジタル磁気記録の実用化に貢献するものと期待している。最後に、本研究の遂行に当り有益な御指導を頂いた当所 大西所長、国井部長、ならびに実験に協力頂いたプロジェクト外の方々に感謝致します。

【参 考 文 献】

- 1) 中川ほか：“放送用デジタルVTRにおける線密度とトラック密度の最適配分”，信学論，J-64C，6（1981）
- 2) 大島ほか：“メタルテープを用いたデジタルVTRの高密度録実験”，信学技報，MR 82-16
- 3) 岩崎ほか：“狭トラック磁気記録における諸問題”，信学技報，MR-67-31
- 4) W. A. L. Heijnemans, et al.: “An Experimental Digital VCR with 40 mm Drum, Single Actuator...”, IEEE Trans. 34, 3 (1988)
- 5) 長沢，中島：“オブザーバを用いた光ディスクのトラッキング制御”，テレビ誌，43，5（1989）
- 6) 長沢，横山，井戸，石田ほか：“家庭用デジタルVTRにおけるサーボ方式の検討”，テレビ学技報，14，41（1990）
- 7) 長沢，横山，江口，佐野ほか：“外乱推定によるVTRキャプスタンモータのロバスト制御”，テレビ誌，44，11（1990）
- 8) 横山，長沢，石田，森ほか：“デジタルVTRにおける可動ピン制御方式の検討”，テレビ学技報，VIR 90-48（1990）
- 9) 長沢，中島：“連続時間繰り返し制御による低オフセット2段サーボ”，電学関西連大，2-76（1985）
- 10) 原：“繰り返し制御”，計測自動制御学会誌論文集，125
- 11) 伊藤：“画像記録機器のサーボと機構，民生用VTR，1/2インチVTR”，テレビ誌，44，9（1990）
- 12) 吉弘，永井：“画像記録機器のサーボと機構，業務用VTR”，テレビ誌，44，9（1990）
- 13) 荒井：“画像記録機器のサーボと機構，DAT”，テレビ誌，44，9（1990）
- 14) 弓手：“8ミリビデオ”，テレビ誌，39，4（1985）

ながさわ まさと
長沢 雅人 昭和58年，山梨大学工学部精密工学科卒業。同年，三菱電機(株)に入社。電子商品開発研究所に勤務し，現在に至る。AV機器の精密制御技術，特にVTR，ディスク関連のサーボシステムの研究に従事。正会員。

よこやま えいじ
横山 英二 昭和62年，愛媛大学大学院工学研究科機械工学専攻修了。同年，三菱電機(株)に入社。同社電子商品開発研究所に勤務し，現在に至る。VTR等の制御システムの研究に従事。

いど きへい
井戸 喜平 昭和45年，彦根工業高等学校電気科卒業。同年，三菱電機(株)に入社。北伊丹製作所を経て，55年より，電子商品開発研究所に勤務。オーディオ・ビデオ装置のデジタル磁気記録再生技術，記録符号化技術等の研究開発に従事。

いしだ よしのぶ
石田 禎宣 昭和47年，大阪大学大学院工学研究科修士課程修了。同年，三菱電機(株)に入社。中央研究所，応用機器研究所を経て，56年より，電子商品開発研究所に勤務。オーディオ・ビデオ装置のデジタル信号処理技術，誤り制御技術，記録再生技術等の研究開発に従事。