マグホイールによる VTR ドラム モーターの制御

NHK 総合技術研究所 岩 沢 嵩
柳 町 昭 夫

VTR のヘッドモーターの回転中のジッターを軽減するため、従来から使われてきた光電式ストロボ装置 (PEC) のほかにマグホイール (magnetic wheel) を取り付け、これに多数の目盛パルスを記録しておき、このパルスを再生してモーターの回転を制御する方法を考案した。これを 4 ヘッド VTR に適用した結果、従来からのモータージッターを約 1/10 に減少することができ、再生同期信号を使わずに直接に VDL と組合せてインターシンク化できる見通しを得た。

1. ま え が き

VTR のヘッドモーターの回転の安定化は、再生信号のタイミングエラーを除去するうえできわめて重要な要因である。このタイミングエラーの量が水平同期周期の 1 周期の間で $0.025 \mu\text{s}$ 以上になると、画面上では明らかに位置の誤差として認められ、また、カラー VTR では $1/1000 \mu\text{s}$ 以下にしなければ色誤差となって現われてくる。

もちろん、VTR のヘッドモーターの回転の安定化のみでは、これだけの精度を得ることは困難であり、このためにはいわゆる AMTEC, COLOTEC などの装置の併用がなければならないが、基本的にはモーター回転系のエラー (ジッター) を軽減することが最も中心的方法である。これには第一に、ジッターの原因となるモーターの負荷変動、電源変動、駆動信号の振幅・位相変動などの軽減化であって、これにはエアベアリングの使用、

回路の SN 比向上などの策がとられてきている。

第二には、これらの原因で発生したジッターをサーボ回路を用いて減少を計る方法であって、これには VTR が実用化した頃の PEC 信号制御から、再生時に再生信号同期によるジッターの追値制御へと、制御の高精度化が進められるに至っている。

ここでは、さらにサーボ系の高精度化を進める方法として、モーターの軸に磁性層を塗布した円筒 (マグホイール) を取り付け、この上に高精度のパルスを磁気的に記録しておき、これを基準に回転速度の安定化を行ない、録画時や再生信号の間欠再生時などでも充分安定な回転を行なうことができるようにした。この方法はスローモーション VTR などで実用化¹⁾、きわめて好結果をあげることができたので、ここにその内容を報告する。

2. ヘッドモーターサーボ系の問題点

2.1 従来のサーボ系²⁾

従来から用いられている、アンペックス形 4 ヘッド VTR のヘッドモーターサーボ系 (ドラムサーボ系) の動作系統図を図 1 に示す。ヘッドモーターはヒステリシス同期モーターで、モーターの回転位相を PEC 装置で検出し、積分系と微分系の 2 つのサーボループでヘッドの回転が基準垂直同期信号に対し 4 倍の周期で同期するように制御している。図 2 は同じアンペックス形 VTR のインターシンク再生装置の動作系統図で、この場合、再生信号の同期信号と基準同期信号とが一致するようにサーボループを構成している。

通常、VTR の運転は図 1 の系統でヘッドモーターを制御して録画を行っており、この方式では回転位相ジ

筆者紹介

いわさわ たかし

岩 沢 嵩 昭和 27 年、神奈川県立商工高工電気科卒業。同年、NHK 技術研究所に入所、テレビ研究部にてテレビ伝送、VTR などの研究に従事、昭和 38 年から記録技術特別研究室に移り、スローモーション VTR 方式の研究に従事。正会員。

やなぎまち あきお

柳町昭夫 昭和 34 年、神奈川県立神奈川工業高等学校電気通信科卒業。同年、NHK 技術研究所に入所、主として映像機器における制御技術の開発、研究に従事、現在、同所開発部所属。昭和 39 年、東京電機大学工学部電気工学科卒業。正会員。

"Improvement of VTR Head Drum Servo Control System using Magnetic Wheel" by Takashi Iwasawa and Akio Yanagimachi (NHK Technical Research Laboratories, Tokyo). VTR 研究委員会発表 (昭 39. 5).

図 1 ヘッドドラムモーターサーボ系系統図
Block diagram of head drum motor servo system.

図 2 インターシンク再生装置動作系統図
Block diagram of inter-sync play back servo system.

ッターが $3\mu\text{s}$ 、ドリフトが $15\mu\text{s}$ 程度になる。このように録画されたテープを、同じサーボ系でヘッドモーターを制御して再生を行なう運転モードでは、当然再生信号にはヘッドモーターの録画時と再生時のジッターの不規則成分が二乗平均加算となって現われることになる。図2の方式によるインターシンク再生モードでは、初めに再生信号の垂直同期信号が基準垂直同期信号に対して一定誤差以内になるようにヘッドモーターを制御したのち、水平同期を一致させるように制御系をリレーKにて切り換える。この状態でヘッドモーターは、録画時のジッターおよびテープの走行中の上下動にもとづくジッターを追いかけて、その変動分を取り除くように追値動作をし、再生映像信号に含まれるジッターおよびドリフトを $0.3\mu\text{s}$ (p-p) 程度におさえている。

図1の系の場合は制御量が PEC で検出したヘッドドラムの回転位相で、図2のインターシンク系の場合の制御量は再生映像信号の同期の位相であるという差がある

表 1 サーボ系の比較
Comparison of head drum motor servo systems.

	ドラマサーボ系	インターシンクサーボ系
サーボ系の構成	ID 系	PID 系
サンプリング周波数	240 c/s	15750 c/s
回転位相検出方式	PEC	再生テープの同期信号

図 3 PID 系をもつヘッドモーターサーボ系統図
Block diagram of head drum motor servo system including P-I-D loops.

が、この2つのサーボ系を比較した場合、表1のようになり、結果的には制御精度で1桁以上の改善をみている。

2.2 ジッターおよび安定度の関係²⁾

図3はPID（比例，積分，微分）のループのあるヘッドモータサーボ系の系統図で $R(s)$ なるランプ入力の基準位相信号のほか $D(s)$ なる外乱が加わっていると仮定する。 $D(s)$ はこの回転系の摩擦トルク変動やフィードバック増幅回路のノイズなどの和で、 L 変換値である。ヒステリシス同期モータの駆動信号の位相から回転軸の回転位相への伝達関数 $G_m(s)$ は(1)式で表われ、基準位相信号と回転位相角との制御偏差の L 変換値 $E(s)$ は2式で与えられる。

$$G_m(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{1}{as^2 + bs + 1} \quad (1)$$

$$E(s) = \frac{as^2 + (b + k_d')s + 1}{as^3 + (b + k_d' + k_d'')s^2 + (1 + k_p)s + k_i} s \cdot R(s) + \frac{s}{as^3 + (b + k_d' + k_d'')s^2 + (1 + k_p)s + k_i} D(s) \quad (2)$$

ただし $a = 1/\omega_n^2$, $b = 2\zeta\omega_n$

ω_n : モータの固有振動角周波数

ζ : モータの振動減衰係数

基準位相信号 $R(s)$ がランプ入力として加わり、過渡期間が過ぎて定常状態になったときに残留する制御偏差 $J(s)$ 、すなわちジッターおよびドリフトは外乱 $D(s)$ によって生じ、これを(2)式の第2項から(3)式のように表わすことができる。

$$J(s) = \frac{S}{as^3 + (b + k_d)s^2 + (1 + k_p)s + k_i} D(s) = F(s) \cdot D(s) \quad (3)$$

ここで $F(s)$ は外乱からジッター、ドリフトへの伝達関数である。

ジッター、ドリフトを小さくするためには、外乱 $D(s)$ が少ないことはもちろんであるが、 $|F(s)|$ が小さいことが必要で、 $F(s) = 0$ であればジッター、ドリフトは現れなくなる。また、I ループが加わっているので $k_i > 0$ ならば $F(0) = 0$ となり $D(s)$ による超低周波成分（ドリフト）は伝送されなくなる。ここで $s = j\omega$ とし、 $F(s)$ を(4)式のように表わすことができる。

$$\left. \begin{aligned} |F(j\omega)| &= \frac{1}{\{a^2(\omega_r^2 - \omega^2)^2 + (b + k_d)^2(\omega_j^2 - \omega^2)^2/\omega^2\}^{1/2}} \\ \angle F(j\omega) &= \tan^{-1} \frac{\omega_j^2 - \omega^2}{\omega_j^2 - \omega^2} \cdot \frac{b + k_d}{a\omega} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{ただし } \omega_r^2 &= (1 + k_p)/a \\ \omega_j^2 &= k_i/(b + k_d) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$F(j\omega)$ の特性を明確にするため、 $\omega_n = 40$, $\zeta = 0.05$ なる代表的数値を与え k_d , k_p , k_i をおのおのの変化させた場合の $|F(j\omega)|$ を図4に示した。これらの図から明らか

(a) Dシステム
 $k_p=0$, $k_i=0$, k_d : パラメータ

(b) IDシステム
 $k_p=0$, $k_d=0.1$, k_i : パラメータ

(c) PIDシステム
 $k_d=0.1$, $k_i=100$, k_p : パラメータ

図4 $F(j\omega)$ の変化
Variations $|F(j\omega)|$ for parameter k_p , k_i and k_d .

のように、微分ループは高域、比例ループは中域、積分ループは低域周波数成分に対して有効で、それぞれ k_d , k_p , k_i を大きくすることが制御偏差を減少させる方向になる。

しかし、これらの値を大きくすることは、一方で系としての安定度に変化を与えることになるので、次に安定度の方を求めると、(2)式の特性方程式の根が s 平面の左半面にある絶対安定条件として(6)式を得る。

$$(b + k_d)(1 + k_p) - k_i a > 0 \quad (6)$$

また、(5)式の条件を入れると、これは $\omega_r > \omega_j$ に相当する。これらから明らかなことは、 k_i を必要以上に大き

(a) $k_p=50.0$, $k_i=100.0$, k_d : パラメーター

(b) $k_i=100.0$, $k_d=0.1$, k_p : パラメーター

(c) $k_p=50.0$, $k_d=0.1$, k_i : パラメーター

図 5 PID 系の根軌跡
Root-loci of P-I-D system.

くできないことを意味する。さらに安定状態を判断するため、各系についての根軌跡を描いてみると図 5 のようになる。微分ループ利得の増加は相対安定度を高め、比例ループの利得上昇は発振条件にはならないが、相対安定度を低下させ、積分ループ利得を上げると明らかに発振領域に根が移る。これらから見ると、超低周波数域のドリフトの改善に I ループを置くのはよいが、その利得はあまり大きくとらず、P ループの利得を向上して低・中域の改善、さらに I, P ループ利得上昇による安定度低下を改善することと、高域のジッター軽減とを D ループの利得向上によって行なうのがよいといえる。それゆえ、I, D 系のみの場合にくらべ PID 系の制御系のほうが中域周波数成分のジッター改善に有利である。

2.3 微分系の限界

実際の回路では理想系のとおりには行かず、位相検波回路のサンプリング、ホールディングの遅れ、回路各部の不十分な周波数特性による位相遅れで不安定になり、 k_p , k_d に上限を生ずる。これらの原因のうち、位相比較回路のサンプリング、ホールド回路を考慮して、図 3 の PID 系を図 6 のように書き改める。サンプラーと零次ホールド回路の連続接続は、サンプリング周期 T_s として $T_s/2$ のむだ時間要素として近似することができるが、さらにこれを図 7 の構成に単純化し、微分ループについての T_s と k_d の上限値の関係を求めてみる。 $R(s)$ なる入力信号の応答 $C(t)$ を z 変換値 $C^*(z)$ で表わせば (7) 式のようなになる。

$$C^*(z) = \frac{z \left\{ \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} R(s) \right\}}{1 + z \left\{ \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} k_d s \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \right\}} \quad (7)$$

この式から安定度を表わす特性方程式が次のように得

図 6 サンプリングを考慮した系統図
Block diagram of head drum motor servo system with sampled data control.

図 7 D 系をサンプリング動作した系統図
Block diagram of D loop by the sampled data control.

られる。

$$1+G(z)=0 \quad (8)$$

ただし $G(z)$ はループパルス伝達関数で (9) 式になる。

$$G(z)=z \left\{ \frac{\omega_n^2 k_d}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2} (1-\varepsilon^{-sT_s}) \right\} \\ = \frac{\frac{\omega_n}{\sqrt{1-\zeta^2}} k_d \varepsilon^{-\zeta\omega_n T_s} (z-1) \sin \sqrt{1-\zeta^2} \omega_n T_s}{(z-\varepsilon^{-(\zeta-j\sqrt{1-\zeta^2})\omega_n T_s})(z-\varepsilon^{-(\zeta+j\sqrt{1-\zeta^2})\omega_n T_s})} \quad (9)$$

$G(z)$ は z 面に 2 つの複素極と $z=1$ および無限遠点に零をもつ。この系の根軌跡は T_s にかかわらず、極に始まり、中心を $(1, j0)$ とする円弧の葉をもち、実軸上 $(1, j0)$, $(-\infty, j0)$ に終わる。図 8 は $\zeta \ll 1$ の場合の z 根軌跡を示す。ヘッドモーターの固有振動数 $f_n = \omega_n/2\pi$ とサンプリング周波数 $f_s = 1/T_s$ との関係で軌跡が決定され、 $6f_n > f_s$ では k_d を大きくしてもこの系を過制動とすることができず、常に振動を生ずるので、微分ループの効果がほとんどない。軌跡の一端が原点に達するときの微分ループ利得が最大有効利得と考えられる。この利得を $k_{d\text{eff}}$ と表わすと、これは (10) 式の解として (11) 式で与えられる。

$$1+G(0)=0 \quad (10)$$

$$k_{d\text{eff}} = \frac{\sqrt{1-\zeta^2} \varepsilon^{-\zeta\omega_n T_s}}{\omega_n \sin \sqrt{1-\zeta^2} \omega_n T_s} \quad (11)$$

この関係を代表的 ω_n, ζ について求めると図 9 (a)

図 8 D系の z 根軌跡 ($\zeta \ll 1$)
Root-loci in z plane used D loop only.

のようになる。これから明らかなことは、 T_s を小さくすることにより $k_{d\text{eff}}$ が大きくなるので、振動を起こさずに k_d を大きく取れる範囲が広がる。また、軌跡が単位円内にあるための条件、すなわち系の絶対安定条件は、(12)式のように求まり、これによって発振限界がきまる。

$$k_d < \frac{\sqrt{1-\zeta^2} (\cosh \zeta \omega_n T_s + \cos \sqrt{1-\zeta^2} \omega_n T_s)}{\omega_n \sin \sqrt{1-\zeta^2} \omega_n T_s} \quad (12)$$

次に、図 3 の回路で系の過渡特性が 25% 減衰特性の制御特性を保った状態で、 T_s と比例ループ利得との関係を求めると図 9 (b) のようになり、微分ループ利得を固定しておいても、サンプル周波数を 240 c/s から、15.75 kc にあげることで、約 4 dB のループ利得の増加を計ることが可能になる。

2.4 PEC 信号の精度

アンペックス形 VTR のヘッドモーターの回転位相は、モーター軸に白黒半分ずつ塗り分けられたリングを取り付け、この光学反射面にランプ光を当てて反射光を PEC

図 9(a) サンプリング周期 T_s 対最大有効微分利得 $k_{d\text{eff}}$
Relation of sampling period vs maximum gain of D loop.

特性方程式

$$\left(1 + \frac{1}{2} B_2 T_s^2\right) s^2 + \left(4 + B_2 T_s - \frac{1}{2} B_1 T_s\right) s + \left(1600 + B_1 - \frac{1}{2} B_0 H\right) s + 1600 = 0 \quad 20^\circ < \tan^{-1} \frac{X}{Y} < 22^\circ \quad \text{ただし } s = X + jY$$

図 9 (b) サンプル周期と比例制御系ループ利得
Relation of sampling period vs optimum gain of P loop.

PEC から直接得た信号の立上り時間は約 $50\ \mu\text{s}$ なので、シュミット回路を通して立上り時間を $0.1\ \mu\text{s}$ 程度に成形する。このとき PEC 回路にある雑音電圧のため成形後の PEC 信号は、実際のヘッドモーターの回転に対して $0.2\sim 0.5\ \mu\text{s}$ 程度のジッターがある。また、PEC の感度と暗電流が温度によって変化するので、何んら対策をしない場合には、ヘッドモーターの温度上昇により PEC の回転位相信号が実際の回転に対して図 10 のよう

図 10 PEC 信号位相ドリフトの温度特性
(Ge フォトトランジスタ DS-13)
A temperatur stability of PEC signal phase.

3.1 導入目標と構成

ヘッドモーターサーボ系の性能向上の条件として、サーボ系の構成、サンプリング周波数、回転位相検出装置の SN 比の問題について考察したが、マグホイールヘッドモーターサーボ系はこれらの点を考慮して、回転位相検出装置にマグホイール (magnetic wheel) を用いてサンプリング周波数を水平同期周波数にし、サーボ系の構成を PID 系としたドラムサーボ系である。

図 11 はマグホイールヘッドモーターサーボ系の動作系統図である。これを図 2 のアンパックス形 VTR のインターシンク装置の動作系統図とくらべてみると、再生水平周期信号の代わりにマグホイール制御信号、積分回路の検出信号に PEC 信号が入るほかは同じ構成である。240 rps の回転から 15.75 kc の制御パルスを引き続いて等間隔に取り出すには、ヘッドモーターの回転数と、15.75 kc の公倍数である周波数の制御パルスをマグホイールに記録しておき、再生時にこれを遅延する方法をとる。240 と 15750 の最小公倍数は 126000 になるの

図 11
マグホイール信号によるサーボ回路系統図
Block diagram of head drum motor servo system with magnetic wheel signal.

で、マグホイールの円周上に、あらかじめ 126 kc の制御パルスを記録しておき、これを再生して 1/8 に通降し 15.75 kc の回転位相信号を得る。

3.2 マグホイールの記録再生

写真 1 はマグホイールの一例である。このホイールの形状は、従来の PEC リングと同一で、リングの外周の半分に磁性層を塗布し、他の半分には白黒半周ずつに塗り分けて PEC 用に共用している。さらにこれを写真 2 のように組立てて、マグホイールの外周に近接して磁気ヘッドを取り付ける。ヘッドは 0.5 mm 厚のフェライトコアを用い、ギャップ幅 30 μ m、巻数 30 回のもので、マグホイールとのスペースが 5~10 μ m になるように取り付ける。

マグホイールの記録に際して重要なことは、制御パルスを規則正しく等間隔に記録し、記録時の誤差をできるだけ少なくすることである。この誤差を生ずる主な原因は次のようなものである。

- (1) マグホイール記録時の回転ジッター
- (2) マグホイール磁性層の不均一

写真 1 マグホイール取付状態
The structure of magnetic wheel and head drum motor.

写真 2 マグホイール用ヘッドと組合せたヘッドアセンブリー
The structure of magnetic wheel and magnetic head of which used recording and reproducing of timing pulse.

- (3) ヘッドとマグホイールのスペースの不均一
- (4) 記録信号のトランジェント

マグホイール信号を再生した場合、(1)、(3)は比較的低周波 (30~240 c/s) の規則性外乱信号となり、(2)、(4)は比較的高周波成分となる。写真 3 (a) はマグホイール再生信号の一例で、ヘッド、マグホイール間のスペース不均一によって信号が振幅変調を受けている。また、記録信号のトランジェント波形が見られ、この部分を拡大すると写真 4 のように 1 波おきに記録信号の過渡特性で振幅が大きくなっている。写真 3 (b)、(c) は (a) の信号をそれぞれ位相検波、周波数検波したもので、(b)には前記(1)、(3)、(4)による誤差が、また(c)には(2)、(4)による誤差が出ているのが認められ、これらを取り除かなければ十分にフィードバック利得を上げることができない。

写真 3 マグホイール信号波形

(1 フィールド記憶装置 60 rps に使用した一例)

Wave form of magnetic wheel signals.

- (a) The wave form of reproduced signal from magnetic wheel.
- (b) The wave form of phase comparator output signal compared magnetic wheel signal to reference sync. signal. (c) The wave form of discriminator output signal used magnetic wheel signal.

写真 4

マグホイール再生信号継ぎ目部分 (写真 3 (a) を拡大)
Expanded wave form of Photo 3 (a).

(1)の対策としては、従来の PEC ドラムサーボ系でマグホイールの回転を同期回転させておき、くり返し幾回か消磁、記録、再生を行なって行く中で、最も記録時のジッターの少ないものが得られたときにくり返しを終了して、そのときの記録パルスをそれ以後再生して使用する方法をとることで解決できる。このくり返しを可能にしているところに、マグホイールを用いて目盛パルスを刻む方法の最大の特長がある。

このほか、記録の期間を短縮してジッターの積算量を減らすため、マグホイール1回転間のみで記録を終了する方法をとった。また、ここでは特に必要がなかったため採用しなかったが、モーターの回転速度を高速化すること、軸の慣性率を増すことなどもこの誤差を減らす方法として有効である。

(2)の解決策としては、マグホイールの真円度および塗布する磁性層の均一化を計ることが必要である。このためには、基になるリングの表面性をよくすること、塗布後の磁性層表面を研磨することにより改善を計ることができた。また、金属磁性材料をメッキする方法も試みたが、図 12 に示すように、記録再生感度特性の上では酸化鉄粉を塗布したものよりも高感度になり、写真 5 に見るように、包絡線の細かい雑音も見られずずれているが、写真 5 からわかるように、再生信号に振幅変調を受けている場合には零スライスして、位相検波しても包絡線波形と相関の大きい位相ジッター波形が残り、もち合せた数個の試料ではこの不規則量を $0.5 \mu\text{s}$ (p-p) 以下にすることはできなかった。

(3)については、リングの機械製作精度を上げること、軸とのはめ合いをよくすることによる以外ないが、モーターが強力な場合には、モーター軸と一体にしてからリング表面を旋削して精度を上げることでもできる。ここでは前者の方法だけで周辺精度 $\pm 2 \mu$ 以内の精度が得られ、充分使用することができた。

(4)の解決には、記録信号の非対称成分を小さくすること、直流分を含めぬようにする。図 13 は記録増幅器の動作系統図である。再生時にはヘッドのインダクタンスを利用して共振をとり、1回転の継ぎ目のトランジェントを少なくすると同時に、SN 比を向上させる。この場合、記録する周波数が高いため、 Q が 100 以上にならなければこの共振による位相遅れはほとんど問題にならない。写真 6 (a) は再生時のヘッド共振のない場合の継ぎ目、(b) はヘッド共振のある場合で、振幅の不連続性が大きく改善されている。

図 14 は再生増幅器の動作系統図で、マグホイール信号は増幅成形後 1/8 に通降する。通降した信号の位相が一定するように PEC 信号および基準フレームパルス信

写真 5 メッキマグホイールの再生信号
エンベロップと位相誤差

The reproduced signal envelope and phase error
used plating magnetic wheel.

記録信号: 126 kc, 再生増幅器利得: 23 dB
① メッキマグホイール (スペース 2~6 μ)
② 磁性コーティングマグホイール (スペース 6~9 μ)

図 12 マグホイールの記録・再生特性

The characteristics of magnetic wheel of record
current vs reproduced voltage.

号でカウンターをリセットする。写真 7 はマグホイール信号を位相検波したもので、位相の規則性ジッターが現われ、その振幅は約 $0.3 \mu\text{s}$ (p-p) (240 c/s 成分は $0.15 \mu\text{s}$) である。

マグホイール制御の場合、回転の検出精度に関連する不規則ノイズ (増幅器、ヘッドインピーダンスノイズなど) にくらべ再生信号レベルが大きく、SN 比 40 dB 以上が得られるので、これによる誤差は $0.01 \mu\text{s}$ 以下になり、ジッターの原因にはならなくなる。

マグホイールの規則性ジッターの最低周波数成分は、マグホイール記録周波数とサンプリング周波数の最大公約数の周波数となり、126 kc を 15.75 kc でサンプリングする場合 30 c/s である。このような 1/30 秒を周期とする周期的外乱のサーボ系に対する影響のひとつは、この外乱を逆補正するようにサーボ系が働いて、定常ジッターを生ずることである。また、サーボ系ループ内のダイナミックレンジは、ここで使用した各回路の中では位相変調器が最も狭いので、この飽和点以上の制御振幅に対しては非線形により等価利得が減少することが起こるから、規則性成分が大きい場合には比例ループ、微分ル

ープの利得を増加させても等価ループ利得は増加しないことが起こる。

3.3 性能

以上の磁気ホイールを用いて、図 11 の回路で 4 ヘッ

写真 6 マグホイール信号の継ぎ目の一例
An example of junction point in the recorded signal of magnetic wheel.

(a) Without resonance circuit. (b) With resonance circuit (reproduced signal is resonated with head inductance and parallel capacity.)

図 13 マグホイール記録回路系統図
Block diagram of recording circuit generator of magnetic wheel.

ド VTR 用のヘッドモーターを制御した結果は、図 15 (b) のようになり、240 c/s PEC 制御した (a) に比べてジッター振幅は約 1/10 以下に減少して、10 分間の最大値で約 0.4 μ s (p-p) に軽減することができた。

写真 8 はヘッドアセンブリーのフィーメルガイドがヘッドドラムに圧着した瞬間の回転位相の偏差で、機械

図 14 マグホイール信号再生回路
Block diagram of reproduce circuits of magnetic wheel signal.

写真 7 マグホイール記録位相誤差
The phase error recorded in the magnetic wheel.

的衝撃トルク外乱に対する応答を見たものである。さらに写真 9 は位相誤差検出回路の電氣的ステップ状外乱に

に対するインデシアル応答特性であり、いずれも良好な応答特性といえる。

次に録画、再生時ともにこのマグホイールを用いた制御でヘッドドラムモーターを駆動する実験を実施した結果、10 分間で $0.85 \mu\text{s}$ (p-p) のジッターにおさえることができた。これはテープの上下動によるものなどが含まれるため、若干の増加分があると考えられるが、このままで $1 \mu\text{s}$ の補正範囲をもつ VDL を通し、外部同期信号に固定した映像信号が得られ、インターシンク化への見通しを得た。

このほか、スローモーション VTR の特殊ヘッドアセンブリーの間欠再生動作時に生ずるタイミングエラーも、この方法を用いて効果的に軽減することができ、また、1 フィールド映像信号蓄積装置³⁾のモーター駆動にも同様な制御系を用い、3,600 rpm で回転するモーターの軸を基準の回転角に対して ± 19 秒以内の角度誤差で常時回転させることができた。図 15(c) はそのジッターの測定結果である。

4. む す び

VTR ヘッドモーターの回転の高精度化の一方法として、マグホイールによる制御方法が有効であることを明らかにした。この方法を用いれば、録画時のヘッドジッターを減らすことができるので、テープ上の記録パターンの誤差が少なくなり、スプライスによる信号ゆれも極端に減らすことができる。また、前述のようにスローモーション VTR はこの制御方法を各部の制御系に取り入れることによって実用化したものであるが、この方法は単に VTR のみに限らず、高精度を必要とする回転系の制御の分野に広く応用することができるものである。

この研究の機会を与えられ、ご指導いただいた石橋開発部長、吉田記録技術研究部長、亀山、中村、坂田、稲津各主任研究員、また、メッキマグホイールの製作にご協力いただいた電々公社通研 川又晃調査役、および、機構部分の製作を担当していただいた開発部 益子、矢口職員の各位に深く謝意を表する次第である。

(昭和 41 年 7 月 18 日受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) 坂田、亀山、岩沢：4 ヘッド形 VTR を用いたスローモーション VTR 装置、テレビ誌、18, 10 (1964) 623
- 2) 岩沢：VTR ヘッドモーター・サーボ系の検討、テレビ誌、17, 2 (1963) 76
- 3) 諏訪 他：磁気テープを用いた 1 フィールド記憶装置、昭 39 年電気四学会連大予、1615

(a) 4 ヘッドアセンブリー 240 c/s PEC 制御

(b) 4 ヘッドアセンブリーマグホイール制御

(c) ディスクモーターマグホイール制御

図 15 モーター系ジッター実測結果

Actual measured results of motor jitter.

- (a) Four head assembly is controlled conventional 240 c/s PEC signal. (b) Four head assembly is controlled by magnetic wheel signal. (c) A memory disk is controlled by magnetic wheel signal.

写真 8 衝撃負荷変動に対する応答

The response characteristic by mechanical shock.

写真 9 マグホイールドラムモーターサーボ系のインデシアル応答 (HI 3-回路にステップ電圧を加えたもの)

The initial response of magnetic wheel servo system.