

UDC 681.142.004

:5/6.001

航空宇宙技術研究所報告

TECHNICAL REPORT OF NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

TR-59

磁気テープデータ処理設備とその特性

田 畑 淨 治 ・ 中 正 夫
山 本 芳 樹 ・ 三 浦 雅 男

1964 年 1 月

航空宇宙技術研究所
NATIONAL AEROSPACE LABORATORY

既 刊 報 告

TR-26	吹出式超音速風洞のノズルの予備実験 Preliminary Tests of Supersonic Nozzles for the Supersonic Blow-down Wind Tunnel	1962 年 3 月	河 崎 俊 夫, 岡部祐二郎 尾 形 吉 和, 安 藤 尚
TR-27	非定常遷音速流の近似解析 An Approximate Analysis for Unsteady Transonic Flow	1962 年 7 月	細 川 巖, 三 好 甫
TR-9T	Studies on the Small Disturbance Theory of Transonic Flow (I) —Nonlinear Correction Theory—	July 1962	Iwao Hosokawa
TR-28	疲労亀裂について On Fatigue Cracks	1962 年 8 月	竹 中 幸 彦
TR-29	1 m×1 m 吹出式超音速風洞の計画と構造 On the Design and Construction of the 1 m×1 m Supersonic Blow-down Wind Tunnel	1962 年 10 月	空気力学第二部
TR-30	平板翼の振動について On the Natural Vibration of Plate-Like Wings	1962 年 11 月	川 井 忠 彦, 塙 武 敏 戸 川 隼 人, 高 橋 利 之 越 出 慎 一
TR-31	熱応力を受ける薄翼の安定とその 微小振り振動について On the Instability and Small Natural Torsional Vibration of a Thin Wing under a Thermal Stress	1962 年 11 月	川 井 忠 彦, 林 洋 一 戸 川 隼 人
TR-32	補強板の圧縮強度に関する一解析 A Method of Analysis on the Compressive Strength of Stiffened Plates	1962 年 11 月	川 井 忠 彦, 江 川 幸 一
TR-33	主翼繰返し荷重試験装置 Repeated Load Testing Rigs for Full Scale Aircraft Wing Structures	1962 年 12 月	竹 内 和 之, 飯田宗四郎 小 野 幸 一
TR-34	高速軸流圧縮機の研究 (I) —翼型と翼列の検討— An Investigation of High Speed Axial Flow Compressor (I) —The Selection of Compressor Cascade—	1963 年 1 月	松 木 正 勝, 大 山 耕 一 宮 地 敏 雄
TR-35	高速軸流圧縮機の研究 (II) —単段試験装置の設計と全体性能— An Investigation of High Speed Axial Flow Compressor (II) —Design and Over-all Performance of a Single Stage Axial Flow Compressor—	1963 年 1 月	松 木 正 勝, 宮 地 敏 雄 大 山 耕 一, 吉 田 晃 西 脇 英 夫, 岩 部 柱 相
TR-36	衝撃波風洞による表面熱伝達の実験 Studies of Surface Heat Transfer Using a Hypersonic Shock Tunnel	1963 年 1 月	和 田 勇, 松 崎 利 一
TR-37T	Studies of the Flow in a Low Pressure Hypersonic Shock Tunnel Using an Electron-Densitometer	January 1963	Isamu Wada
TR-38	鋳鉄のような脆性材料からなる円板の 回転強度 Strength of Rotating Discs of Brittle Material like Cast Iron	1963 年 2 月	佐 藤 和 郎, 永 井 文 雄
TR-39	高負荷燃焼器の研究 (第 1 報) —その性能におよぼす各種因子の 影響の定性的考察— A Study of High Intensity Combustor (I) —Its Qualitative Analysis—	1963 年 2 月	大 塚 貞 吉, 鈴 木 邦 男
TR-40	胴体内圧繰返し荷重試験装置について Repeated Load Testing Facility for Full- Scale Aircraft Fuselage Structures	1963 年 2 月	竹 内 和 之, 川 島 矩 郎 野 原 利 雄
TR-41	輻射熱量計の較正 Calibration of Radiometer	1963 年 2 月	竹 中 幸 彦, 江 川 幸 一 小 川 敏 一
TR-42	非定常境界層の相似解とその安定 A Similar Solution of Unsteady Laminar Boundary Layer and Its Stability Characteristics	1963 年 7 月	小 橋 安 次 郎, 恩 地 瑛
TR-43	超音速における操縦面の効きについて On the Effectiveness of Control Surfaces in Supersonic Flow	1963 年 2 月	河 崎 俊 夫
TR-44	高速翼列の実験について (流入角の大きい減速翼列の予備実験) Some Notes about the Effect of Tunnel Configuration and Testing Technique on Compressor Cascade Performance	1963 年 2 月	近 藤 博, 義 田 光 弘 坂 口 一, 山 崎 紀 雄

磁気テープデータ処理設備とその特性*

田 畑 淨 治**・中 正 夫**
山 本 芳 樹**・三 浦 雅 男**

The Magnetic Tape Data Reduction System and Its Performance

By Johji TABATA, Masao NAKA, Yoshiki YAMAMOTO
and Masao MIURA

The Magnetic Tape Data Reduction System was installed as a central facility in the NAL, which would be operated to reduce automatically and swiftly the enormous quantity of dynamic data acquired in wind tunnel tests and flight tests of aircraft.

The authors worked out the basic design on the functions of this system to secure simultaneity of data obtained at multi-channels, to accomodate response of the elements of the system to dynamic phenomena and to make subsequent processing by the computer easy and efficient. The characteristics tests through the system clarified that the accuracies of the analog-to-digital converters were better than 0.25% and those of the magnetic tape unit were about 2 to 2.5%.

ま え が き

航空機の風洞試験，飛行試験等における多種類の，かつ動的な現象量の記録には磁気テープの使用が最も有効であるが，これを単にアナログ記録にとどめず，計数化して計算，製表等の数値的処理を行なうとき，扱うべきデータの数は，測定チャンネル数とサンプリング速度と実験時間の積で表わされ，膨大なものとなるであろうことは容易に想像できる。これを従来のように人手によって整理をするとすれば，多大の労力と時間を要し，不可能といえる場合も少なくないのであって，処理の自動化・高速化は必然の要求である。計算や製表については電子計算機の導入がこれを可能としたが，計測記録量を計算機で扱いうる形に変換し供給することがこれに相応して能率化されねば，その真価を発揮することはできない。しかしまた，このような設備を整備するには相当の費用を要し，各風洞等試験設備のそれぞれに具備させることは困難であるし，利用効率の点でも得策でないものであって，センタ的性格の施設による集中処理が好ましいということになる。われわれの磁気テープデータ処理設備は，このような観点から航空宇宙技術研究所における遷音速風洞，吹出式超音

* 昭和 38 年 11 月 10 日受付

** 計測工務部

速風洞，フラッタ試験設備による動的風洞試験，飛行実験等の具体化するのと平行して，これらのデータ処理を行なう共用的設備として計画された。これは諸計測量を，先に設置されたデータロン 205 型電子計算機の入力として与えるようにデジタル磁気テープの形に変換記録するもので，自動的な操作と高速なデータの流れに加えて，多種の編集機能を持ち，用途の融通性を増すようにしてある。

この設備は完成と同時に直ちに実用運転に入り，期待された能力を発揮しているが，われわれはその運用に当たるとともに，このような方式によるデータ処理装置において期待しうる精度を明らかにするために，設備の主要な部分の特性を測定し，誤差として現われる量を評価して処理データに与える影響を求めることにした。

本報告は，この設備の計画に際して行なった基本的な考察，構成機能，ならびに特性試験結果についてまとめたものである。特性の測定は，処理精度に影響を及ぼす構成単位として，アナログテープ再生装置とアナログ・デジタル変換部を取上げて行なった。

第1章 基本計画

ここにいうデータ処理は、各実験試験などで計測量をアナログ形式で磁気テープに記録したものを再生し、A-D（アナログ→デジタル）変換を行なって計算機用磁気テープに記録することであるが、これに対する基本的な要求項目として次の諸点があげられる。

- (1) アナログテープの形式が各実験施設を通して統一されたものであること。
- (2) 計測量各チャンネル相互の関係が容易に明確に認めうるように、また、計算機において相互の間の計算が行ないやすいように、諸データの同時的な値をまとめて扱うようにする。
- (3) A-D 変換器を始め各構成要素は、動的なデータに応答できるだけの高速動作を行ない、変換数値は十進で3桁は必要である。
- (4) 計測記録されたアナログ量のうち、特に必要な部分を選択して処理する編集能力を有する。
- (5) デジタルテープへの記録は、既設のデータロン計算機に磁気テープ入力として読み込める形式でなされなければならない。
- (6) アナログデータのみでなく、実験番号、日付等の多少の数値的データのそう入ができること。
- (7) 操作が自動化され、容易であること。

方式設計において、これらの要求が満たされるよう全体の構成と各部の機能が定められるのであるが、その際に加えられた検討について述べることにする。

(1) アナログ磁気テープの形式については、多チャンネルの計測用テープレコーダーが国産では得られなかったので、当所遷音速風洞で導入されつつあった米国 Ampex 社製 FR 114 A 型 (14トラック) レコーダーと同型に揃えることとした。データの記録方式は、比較的速い現象は FM (周波数変調) 方式で1トラック1チャンネル、風洞試験における圧力分布のように準静的で多量の計測点を要するものは PWM (パルス幅変調) 方式による多チャンネル1トラック記録をとり、再生出力は FM 方式では復調されたアナログ電圧、PWM 方式では変調パルス幅の形である。実験番号等の数値的データは、周波数偏移変調で表わしたビットを直接方式で記録する。

(2) 各チャンネル計測量の同時的なデータを一括して扱うために、FM 記録によるデータでは、記録トラックが並列していて同時に再生されるのを、定まった順序で走査し、サンプリングしなければならない。何チャンネルまでとるかということは、測定データの周波数から要求される1チャンネルについてのサンプリング速度と、A-D 変換器の処理速度とによって定められる。すなわち、データの周波数を f (c/s), データの1サイクル当りのサンプル数を n , チャンネル数を N , テープ記録速度と再生速度の比を r , A-D 変換器の最大処理速度 (変換出力を出しうる速度) を S

(サンプル/s) とすれば、次のような関係がなければならない。

$$\frac{Nnf}{r} \leq S \quad (1.1)$$

S の値は、後述のようにほぼ 1,000 サンプル/s 位であると考えられ、また、風洞試験において f の最大値は 70 c/s 程度と推定され、記録速度は PWM 方式を併用しうる可能な最低速度である 15 ips, 再生速度はテープ速度の最小である $1\frac{7}{8}$ ips を使用するならば、 $r=8$ となり、1 サイクル当たり 10 点のサンプル ($n=10$) を要するものとすれば、(1.1) によって

$$N \leq 11$$

を得る。そこで、 $N=10$ とするとデジタルテープ上のデータの配列を考える上に好都合であり、また、風洞等の要求を満たしうることに判断されたので、A-D 変換器は 10 チャンネルの入力を扱うものと定めた。

ところで、 N チャンネルの入力に対する走査速度を S' (処理速度 S とは必ずしも等しくない) とするならば、1 回の走査において第 N 番目のチャンネルのサンプルされたデータは、第 1 番目のチャンネルのデータに対して次式の τ だけおくれた時点のものとなる。

$$\tau = \frac{N-1}{S'} \quad (1.2)$$

もし、チャンネル走査速度 S' が変換速度 S に等しい場合、(1.1) 式を考慮して N が上述のようにできるだけ大きく定められるならば、

$$S \doteq \frac{Nnf}{r}$$

したがって (1.2) 式より

$$\tau \doteq (N-1) \frac{r}{Nnf} = \frac{r}{nf} \left(1 - \frac{1}{N}\right) \quad (1.3)$$

r/nf は 1 チャンネル内において必要とされるサンプリング周期である。 N は 1 に対して大きい値と考えるならば、第 1 チャンネルと第 N チャンネルのデータの時間差 τ は、1 つのチャンネルのデータに対して要求されているサンプリング周期にほぼ等しい値を持つことになる。今の場合 $r=8$, $n=10$, $f=70$ c/s であるから、 $r/nf=11.4$ ms で、これに対し $S'=S=1,000$ サンプル/s, $N=10$ 故、 $\tau=9$ ms となる。すなわち、ある回の走査で得られた第 10 チャンネルのデータの時点は、第 1 チャンネルのその回のデータの時点より次回にサンプルさるべきデータの時点にずっと近いところであり、同一走査では同一時点のデータをうるという意味が薄くなる。 r/nf に対して τ を十分小さくし、この同一時性を保つために、 S' はできるだけ大きくすべきであるが、変換回路の安定な動作と必要な精度を維持するために限度があり、その可能な値として、2,000 サンプル/s とすることにした。この時 $\tau=4.5$ ms で、 $r/nf=11.4$ ms に対して $1/2$ 以下、すなわち第 10 チャン

ネルのサンプリング時点は、その回の第1チャンネルのサンプリング時点の方に近くなり、その間の時間差は許容してよいと考えられる。

一方、A-D変換器の処理速度（出力速度） S は次のようにして定めた。変換出力を記録するデータロン計算機テープは、20語を以て1ブロックを形成しアドレスが付けられ、1ブロックのテープ上の長さは約2.78"である。1語は符号と十進数10桁からなっており、1データは正負の符号と十進数3桁であるので、1語に入れるデータは2個であって、余分の桁には実験番号と時刻信号を入れることとした。したがって1ブロックには40データが入る。テープ速度を V (ips)とすれば、1秒間に記録するデータ量は $40V/2.78$ である。A-D変換器からテープに送り出される速度、すなわち処理速度 S はこの量によっておさえられ、テープ速度を速くするほど、処理速度を上げることができるわけで、 $V=75$ ipsの時この量は1,079データ/s、 $V=90$ ipsの時、1,295データ/sとなる。データロンで用いられているテープ速度は60ipsであるが、同型式で90ipsで駆動できるものを使用し、起動停止時間等のためにマージンをみて変換器出力速度 S を1,000サンプル/sとすることとした。したがって、走査速度2,000サンプル/sとこの処理速度1,000サンプル/sの調節をとるために、A-D変換器は1チャンネル当り0.5msの速度で走査変換を行ない、全チャンネルを1回処理しおわる毎に同量の休止時間をおいて次のサイクルに入り、平均出力速度が1,000サンプル/sとなるよう動作することとした。

PWM方式に対しては、データがあらかじめ時分割多重されて1フレーム毎にまとまってserialに再生されるのでこれをそのまま変換すればよい。パルス速度はIRIGテレメータ規格を採用して900パルス/sと定めたので、A-D変換の速度もこれに順うことになる（PWMの場合、記録再生は同一速度である）。

(3) 再生データの編集のために時刻信号を使用することとした。風洞実験等に際して測定データとともに時刻信号を同一テープに記録しておき、再生する時これを参照して必要な範囲のみをデータとして得るよう再生装置やA-D変換器の動作を制御するのである。

(4) A-D変換されたデータは、計算機に読み込める形で、かつ計算のプログラミングのしやすい形式でデジタルテープに書かれる必要がある。このテープは計算機によってあらかじめdemagnetizeされ、ブロックアドレスとブロックマーカを書き込んでおき（この操作をcalibrationと呼んでいる）、これにA-D変換器の出力数値を1-2-4-8コードとパリティチェックを用いて書き入れる。前述のように1ブロックには40データを入れるが、多チャンネルのデータに対して計算機内での取り扱いがやりやすいように、チャンネル数 N が40の約数の場合（すなわち $N=1, 2, 4, 5, 8, 10$ ）にはチャンネル番号順に密に詰め、約数でない場合（ $N=3, 6, 7, 9$ ）には空のチャンネルを設けて約数の場合と同様に扱う（たとえば3チャンネルの場合は $3+\text{⊗}=4$ チャンネルとすることによって、ブロック内におかれた各データの位置が、チャンネル数に応じて定まるように

した。

(5) 押ボタンによるマニュアルな操作の他に、パンチテープによる全自動式プログラム操作を行なえるようにした。

以上のような検討を基礎にして、次章に述べる具体的な機能とこれに応ずる細部の構造と動作を定めて、製作に進むこととした。

第 2 章 構 成 と 機 能

2. 1 システムの構成 (第 2.1, 2.2 図参照)

この設備は次の各ユニットから構成されている。

時刻信号発生器

アナログテープ再生装置

アナログデータ観測装置

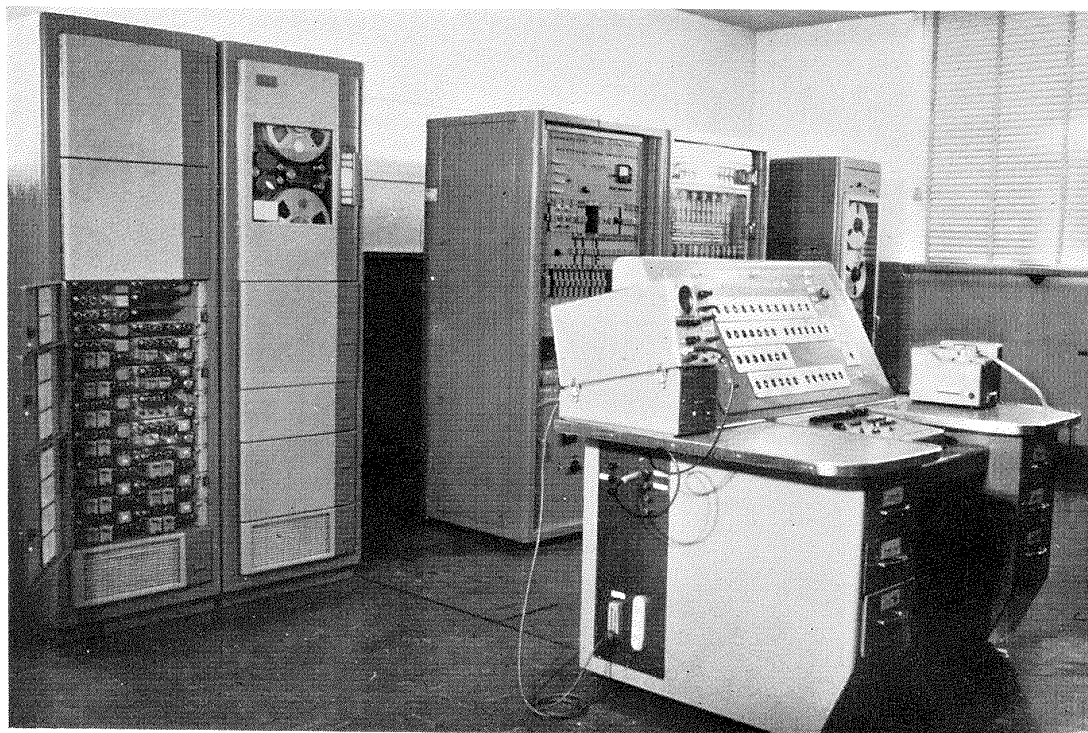
A-D 変換器および PWM-D 変換器

制御装置

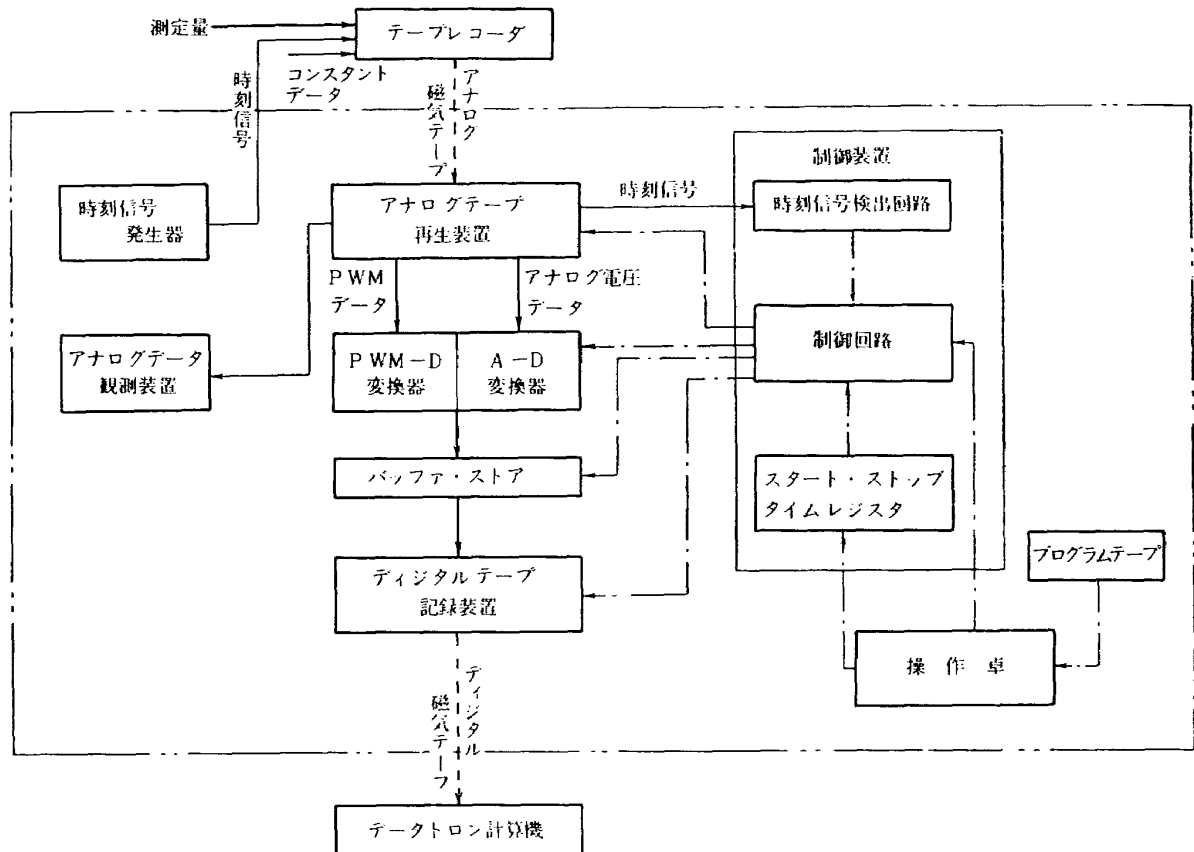
ディジタルテープ記録装置

操作卓および紙テープリーダー

これらは次のように動作する。風洞等の実験を行なう時に、測定データは FM または PWM で記録され、同時にコンスタントデータ (日付, 番号等) や時刻信号発生器から供給される時刻信号も記録される。アナログテープ再生装置はこのテープを再生し、A-D 変換器, PWM-D 変換器は再生アナログデータを数値化して、バッファ・ストアを介して計算機用テープに書き込ませる。こ



第 2.1 図 磁気テープデータ処理設備



第 2.2 図 磁気テープデータ処理設備系統図

の際、あらかじめアナログデータと時刻信号を観測装置で再現して必要な区域を時刻信号を用いて指定しておき、これによって A-D 変換動作を制御する。操作卓では、人手または紙テーププログラムによる全体の操作、表示がなされる。

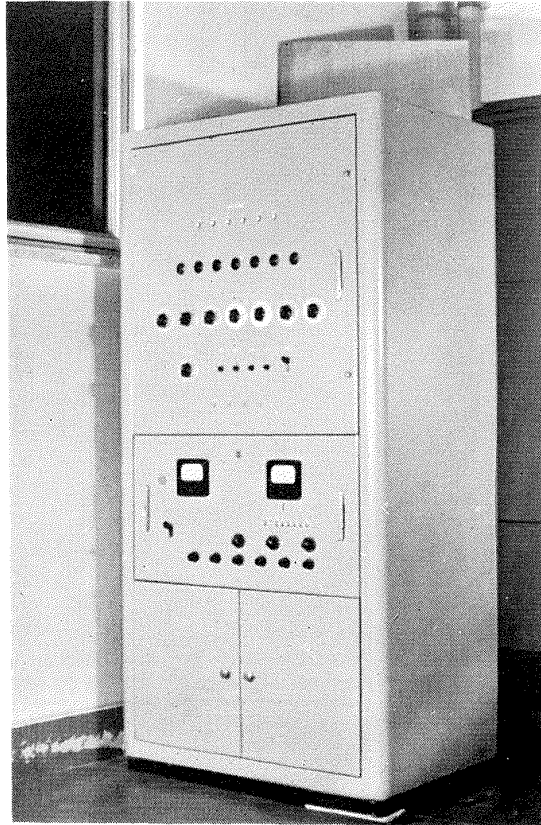
2.2 時刻信号発生器 (第 2.3 図)

本器は 00 時 00 分 00.0 秒から 23 時 59 分 59.9 秒までの時刻を 7 桁の数値として発生するもので、6.4 kc の水晶発振器 (精度 $\pm 2 \times 10^{-5}$) の出力を周波数通減し、計数回路で時刻コードを作り、出力ゲートを開閉して搬送波の送り出しを制御し信号を発し、数字管表示をも行なうようになっている。信号は、1 桁が 1-2-4-8 の 4 ビットからなり、0.1 秒の最低位ビットから時の十位の最高位ビットまで直列にならび、前後に 0, 0 と 1, 1 の 3 ビットのマーカを付して計 34 ビットからなるものであって、テープ上に次のような順序で記録される。

マーカ	2	3 (時)	4	6 (分)	5	7 (秒)	9	マーカ
$\overbrace{0 \ 1 \ 0}^1$	$\overbrace{0 \ 0 \ 1 \ 0}^2$	$\overbrace{0 \ 0 \ 1 \ 1}^3$	$\overbrace{0 \ 1 \ 0 \ 0}^4$	$\overbrace{0 \ 1 \ 1 \ 0}^5$	$\overbrace{0 \ 1 \ 0 \ 1}^6$	$\overbrace{0 \ 1 \ 1 \ 1}^7$	$\overbrace{1 \ 0 \ 0 \ 1}^8$	$\overbrace{1 \ 1 \ 0}^9$

テープ送り方向 →

各ビットは第 2.1 表に示すように「1」「0」をそれぞれ対応する周波数で表わし、一定の長さ



第 2.3 図 時刻信号発生器

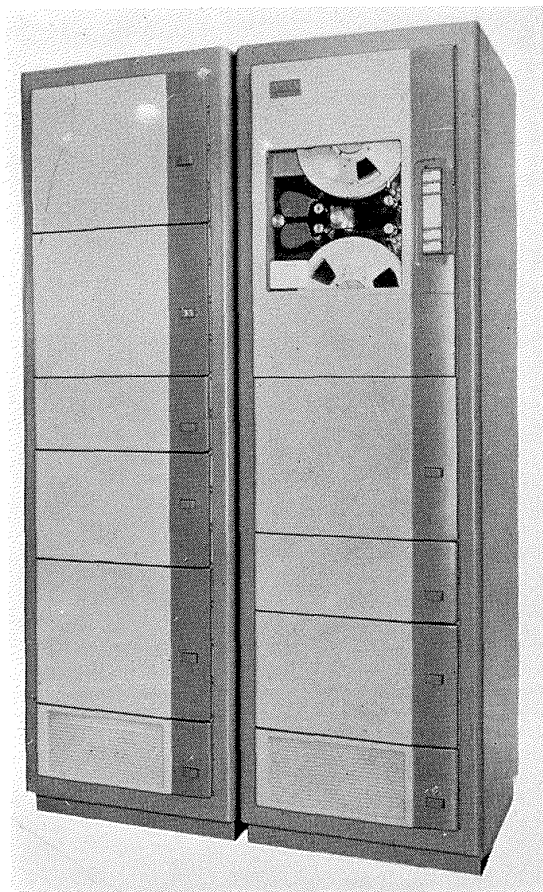
第 2.1 表 時刻信号の様式

テープ速度	周 波 数		ビットの長さ と 間 隔	信 号 間 隔
	“ 1 ”	“ 0 ”		
ips	kc	kc	ms	s
60	15	10	1.25	0.1
30	7.5	5	2.5	0.2
15	3.75	2.5	5	0.5
7½	1.875	1.25	10	1
3¾	0.937	0.625	20	2
1⅞	0.469	0.312	40	5

と間隔の断続正弦波として、各風洞計測室へ高周波ケーブルを通して送られる。時刻信号の合間に他のデジタルデータを記録しうるよう、これと等しいビットの長さで間隔を持った矩形波（スペースパルス）を取り出すこともできる。

2. 3 アナログテープ再生装置（第 2.4 図）

前章に述べたように Ampex FR-114 A 型磁気テープ装置を使用している。その要目は次のとおりである。



第 2.4 図 アナログテープ再生装置

使用テープ: 1" 幅, $10\frac{1}{2}$ " リール用

トラック数: 14

テープ速度: 60, 30, 15, $7\frac{1}{2}$, $3\frac{3}{4}$, および $1\frac{7}{8}$ ips

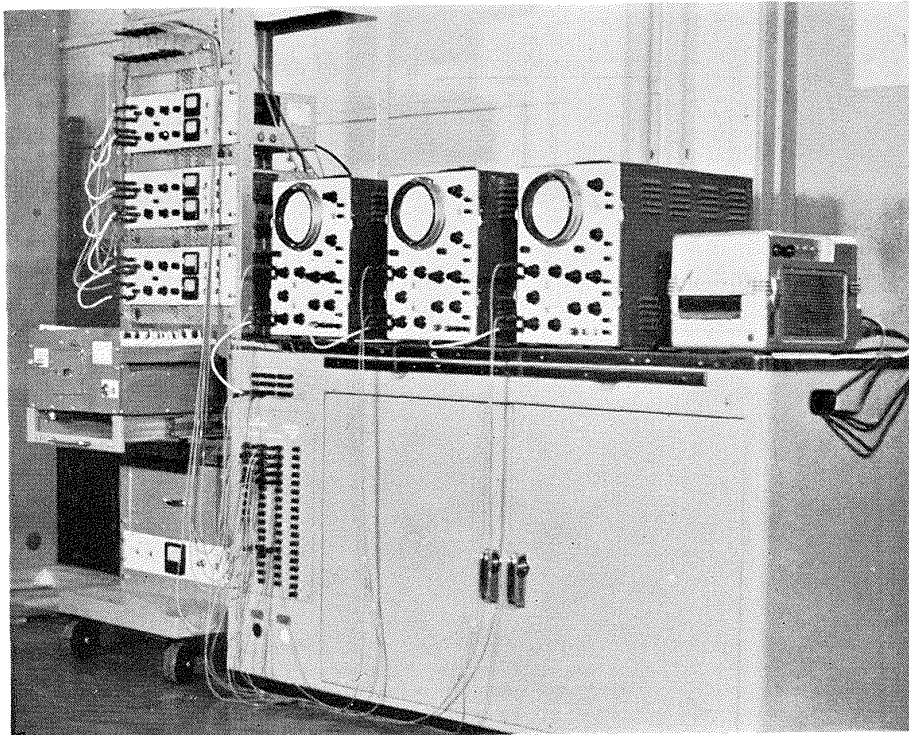
記録形式: FM 再生復調出力 $1 V_{rms}$

PWM 毎秒 900 サンプル, パルス幅 $90\sim 660 \mu s$

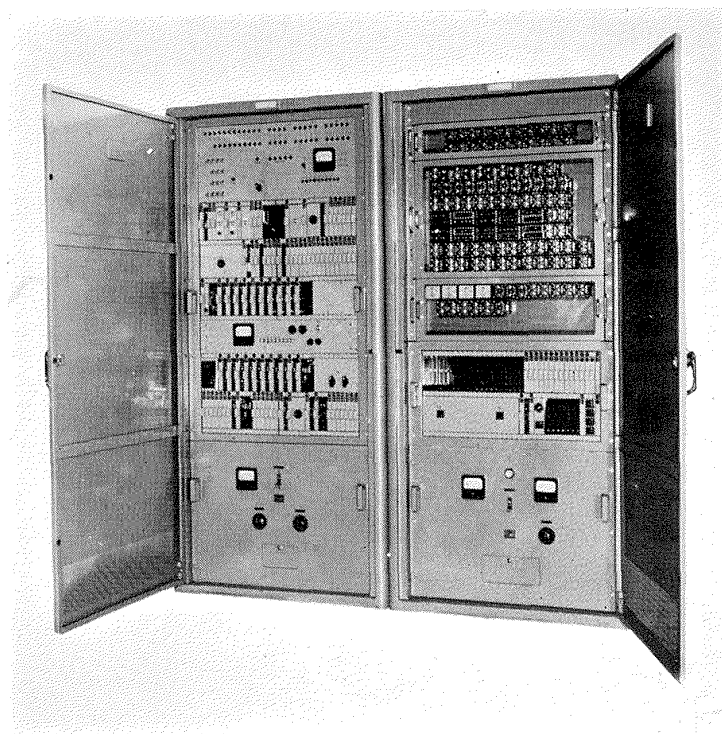
直接(無変調) 時刻信号, コンスタントデータの他にサーボスピードコントロール用信号, 音声等の記録に使用。

2. 4 アナログデータ観測装置 (第 2.5 図)

電磁オシログラフ「ビジコード」(12 チャンネル), 同用直流増幅器, ペン書オシログラフ (6 チャンネル), およびブラウン管オシロスコープ (2 チャンネル $\times 3$) からなり, アナログデータ波形と時刻信号整形波形を観測対照することができる。



第 2.5 図 アナログデータ観測装置



第 2.6 図 A-D, PWM-D 変換器および制御装置

2.5 A-D 変換器と PWM-D 変換器 (第 2.6 図)

アナログからデジタルへの変換には、テープ記録方式の FM と PWM に対応して、それぞれアナログ電圧用と PWM 用の二種を用い、おののおを表記のように呼んでいる。

2.5.1 A-D 変換器 (アナログ電圧用変換器)

入力チャンネル数: 1 ないし 10 (任意に選定可能)

チャンネル走査速度: 0.5 ms/ch

チャンネル数と走査繰返し周期:

チャンネル数	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
走査周期 (ms)	1	2	4		5	8			10	

変換出力速度: 1,000 サンプル/s

出力数値: +999 より -999 まで, 数値は 1-2-4-8 コード, (+) は 0, (-) は 1 で表わす。

入力電圧 $\pm 1.4 V_{DC}$ が ± 980 に相当。

出力記録様式: 次のように 1 語に 2 データあて書き込む。

1 語										
S	±	H	T	U	±	H	T	U	N ₁	N ₂
データ					データ					

S は語の符号位置でここでは使用しない。± はデータの正負, H, T, U はそれぞれデータの百位, 十位, 一位の数, N₁, N₂ は時刻信号, 入力チャンネル数またはコンスタントデータを示す。

1 ブロックの有効桁数は 200 桁であって, これに 40 個までのデータと時刻信号 (7 桁), チャンネル数 (1 桁), およびコンスタントデータ (32 桁) が埋められる。

変換方式: (第 4 章 4.1 参照)

電圧比較方式 (ステップバイステップに基準電圧と比較してビット出力を得る)

フルスケール電圧: $\pm 1.428 V_{DC}$

入力インピーダンス: 10 k Ω 以上

精度: フルスケールの $\pm 0.25\%$

2.5.2 PWM-D 変換器 (PWM 用変換器)

入力チャンネル数: 1

変換速度: 900 サンプル/s

入力パルス幅: 90 乃至 660 μs

出力数値: 000 (90 μs) より 990 (660 μs) まで, 数値は 1-2-4-8 コード, 符号は 9 とする。

出力記録形式： A-D 変換器と同じ。

変換方式： (第4章 4.2 参照)

計数方式 (PWM パルス幅の間, 1.737 Mc の水晶発振器出力を計数しデジタルデータとする)

入力パルス電圧： $10V_{p-p}$ 以上

精度： フルスケールの $\pm 0.25\%$

2.5.3 バッファ・ストア

変換器の出力側に, A-D 変換速度とデジタルテープ書込速度の不同およびデジタルテープのブロックの長さの不均一のあることを考慮して, 5 ブロック分の容量のバッファ・ストアを設けてある。これは1桁5ビット (1, 2, 4, 8 およびパリティ) として計 5,000 ビットの磁心マトリックスからなっており, 1 ブロック以上のデータが入るごとに, 1 ブロックを単位としてテープにデータを送り出す。

2.6 デジタルテープ記録装置 (第 2.7 図)

Burronghs 546 型を使用。

使用テープ： $3/4''$ 幅, 2,500' リール用。

トラック数： 12 (2レーン)

記録速度： 90 ips

巻戻し速度： 120 ips

スタート・ストップ時間： 各 5 ms

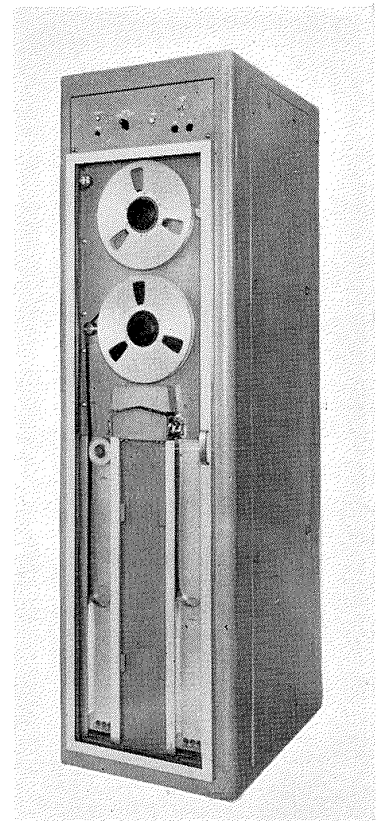
記録方式： NRZ

記録密度： 100 ビット/インチ

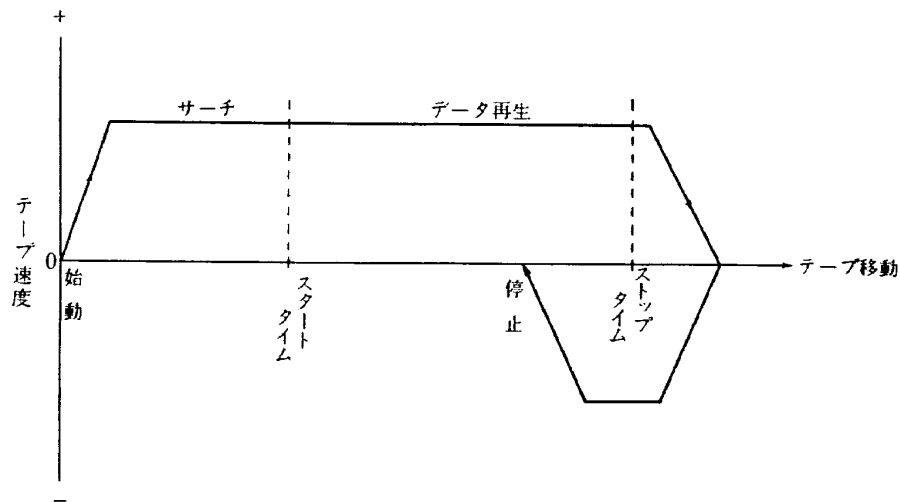
2.7 制御および表示

2.7.1 アナログテープサーチ

アナログテープ上の時刻信号によって, A-D 変換させるべき範囲を表わし, その開始点をスタートタイム, 終了点をストップタイムと呼ぶ。あらかじめこれらを設定して, テープの時刻信号をサーチし, 一致したところで A-D 変換器とデジタルテープの動作の開始・終了を行なうよう制御する。アナログテープはこの時, 第 2.8 図のように動作する。



第 2.7 図 デジタルテープ記録装置



第 2.8 図 アナログテープサーチ動作

2.7.2 各種の動作

テープサーチ，A-D 変換，ディジタル記録に関する動作は次の各種が可能である。これらは，操作卓における手動操作，またはパンチテーププログラムのいずれによっても制御ができる。

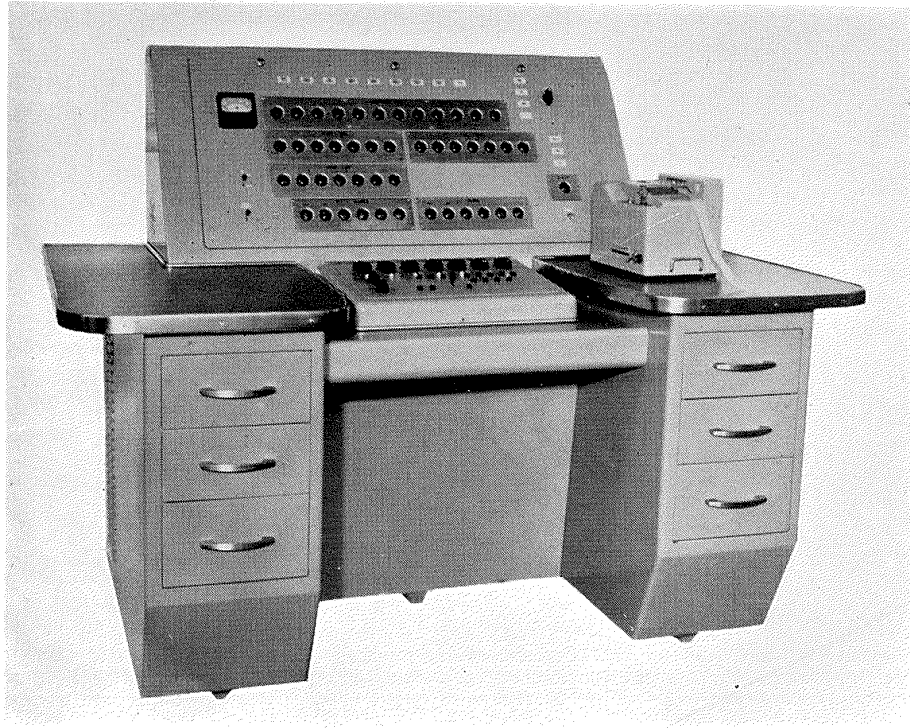
- (1) スタートタイム・ストップタイムの設定
- (2) 変換データの書込みを始めるディジタルテープアドレスの設定とサーチ
- (3) アナログテープ上のコンスタントデータの読込み

コンスタントデータは，風洞計測室内の設定器より発せられ，時刻信号と同じ表現形式で同じトラックに 32 桁以内の数値として記録されたものである。前後のマーカによって時刻信号と識別される。

- (4) スタートタイム・ストップタイム間のデータのサンプリング
- (5) スタートタイムにおけるデータのサンプリング (1 回で終了)
- (6) トリガパルスによって指示された時点でのサンプリング
- (7) 連続サンプリング

2.7.3 操作卓 (第 2.9 図)

操作卓では上記の操作，プログラムテープの読込み，入力チャンネル数の指定等を行なうとともに，操作監視に必要な諸量の表示が行なわれる。



第 2.9 図 操 作 卓

第 3 章 アナログテープ再生装置の特性

3.1 テープ駆動部

テープ駆動機構における不完全性が処理データへ与える影響は、電気的には主として変調雑音の大小となって現われる。変調雑音は信号が記録されている時これに重畳して見られるもので、振幅変調性のものと周波数変調性のものがあり、後者は一般にワウ (Wow)・フラッタ (Flutter) といわれる。振幅変調性雑音は記録信号の振幅を変動させる雑音で、あたかも記録信号が振幅変調されたごとき状態を呈するものである。ワウ・フラッタはテープ走行中の速度変動現象をいい、記録信号はそれによって周波数変調を受けたごとき状態を示し、変動の周波数が 5~6 c/s 以下のものをワウ、それ以上のものをフラッタと呼んでいる。また、記録時と再生時のテープ速度に差があればやはりデータに影響する。以下これらの雑音、速度偏差について測定した結果を述べる。

3.1.1 振幅変調性雑音

振幅変調性雑音は第 3.1 図に示すように現われる。これは一定振幅の正弦波を入力として記録し、再生した出力を見たもので振幅変動が明瞭に生じている。このような現象は、直接記録方式ならびに AM 記録方式において精度の悪化に直接の大きな影響を与えるものである。この原因としてはテープ材質の磁氣的不均一等も考えられるが、最大の原因はテープとヘッドの接触状態の変化である。これは、テープとヘッドの接触部をフェルトで圧して密着させるとこの雑音が著しく減少し、またヘッド面の汚れやテープ張力の不足が雑音の増大を招く等が観測されたことより明らかである。雑音は記録周波数が高いほど増大する傾向にあるが、これは一般的にも推定されることで、たとえば、間隔損失として次のような式が与えられている。

$$\text{間隔損失} = 54.6 d/\lambda \text{ (dB)}^{1)}$$

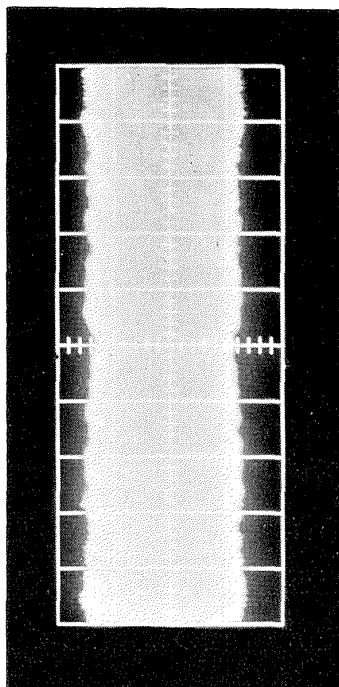
d : ヘッドとテープの間隔

λ : テープ上の記録信号波長

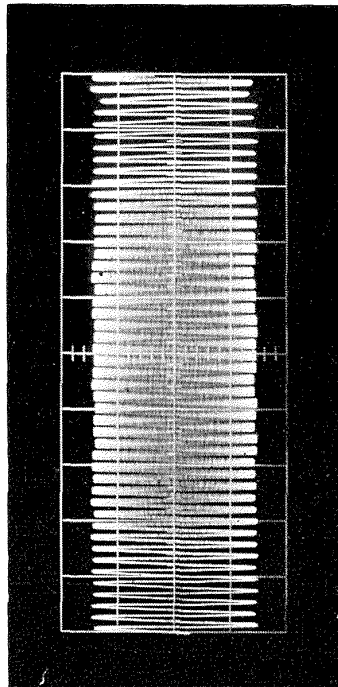
当装置においての測定では、テープ速度 60 ips で 100 kc を記録再生した場合、得られた最良の SN 比は約 14~20 dB である。

3.1.2 ワウ・フラッタ

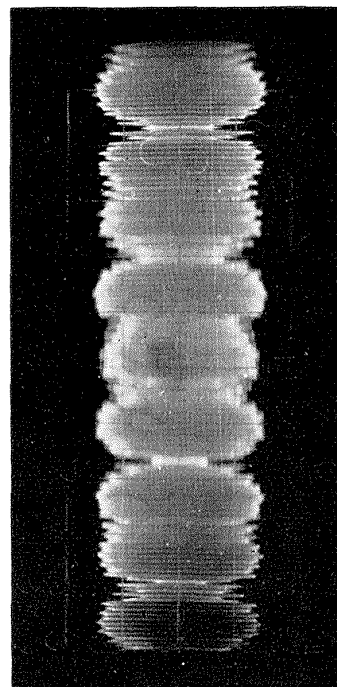
ワウ・フラッタは FM 記録および PWM 記録方式等において、精度へ直接影響を与える故、テープレコーダーの駆動部の性能を評価する重要な項目の一つである。



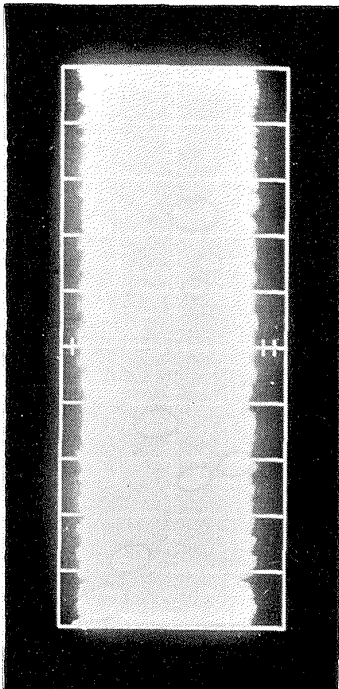
(a) テープ速度 60 ips, 記録信号 100 kc 正弦波, 1 V/cm, 10 ms/cm



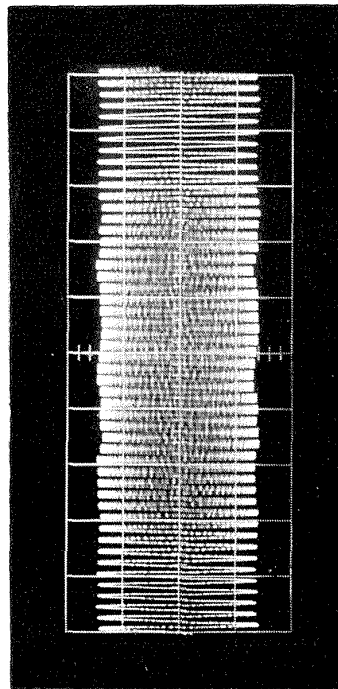
(c) テープ速度 60 ips, 記録信号 500 c/s 正弦波, 1 V/cm, 10 ms/cm



(e) テープ速度 60 ips, 記録信号 1 kc 正弦波, 1 V/cm, 1 s/cm



(b) テープ速度 15 ips, 記録信号 25 kc 正弦波, 1 V/cm, 10 ms/cm



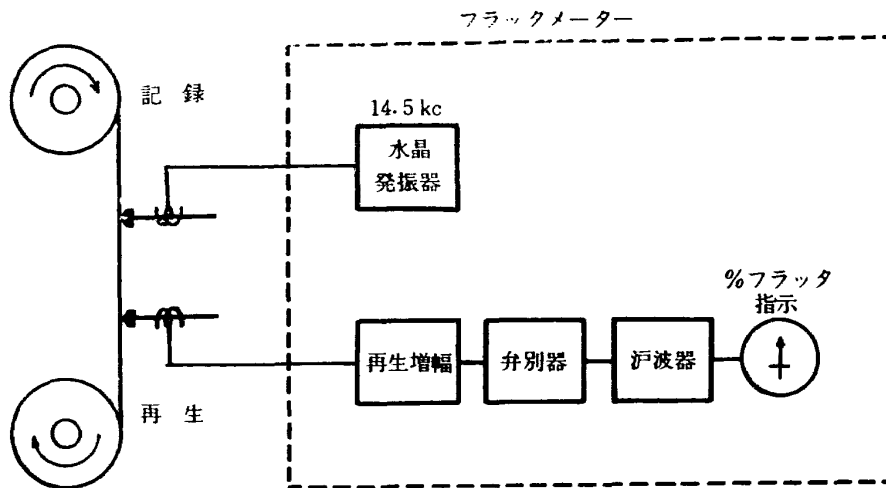
(d) テープ速度 15 ips, 記録信号 500 c/s 正弦波, 1 V/cm, 10 ms/cm

← ヘッド面の汚れとテープ張力不足により
極端に雑音が増大した状態

第 3.1 図 振幅変調性雑音の例

測定法

測定法にはフラッターメーター (Wide Band Flutter Meter, D & R, Ltd. Model FL-4C) を使用した。第 3.2 図に示すごとく、フラッターメーター内の水晶発振器よりフラッタ検出信号として 14.5 kc 正弦波を発し、これを直接方式でテープに記録再生し、再生出力を弁別器にかけると、その出力がフラッタの大きさを示すもので、% フラッタ (フラッタによる周波数偏移の原周波数に対する比を % で表わしたもの) の形で表示される。



第 3.2 図 ワウ・フラッタの測定方法

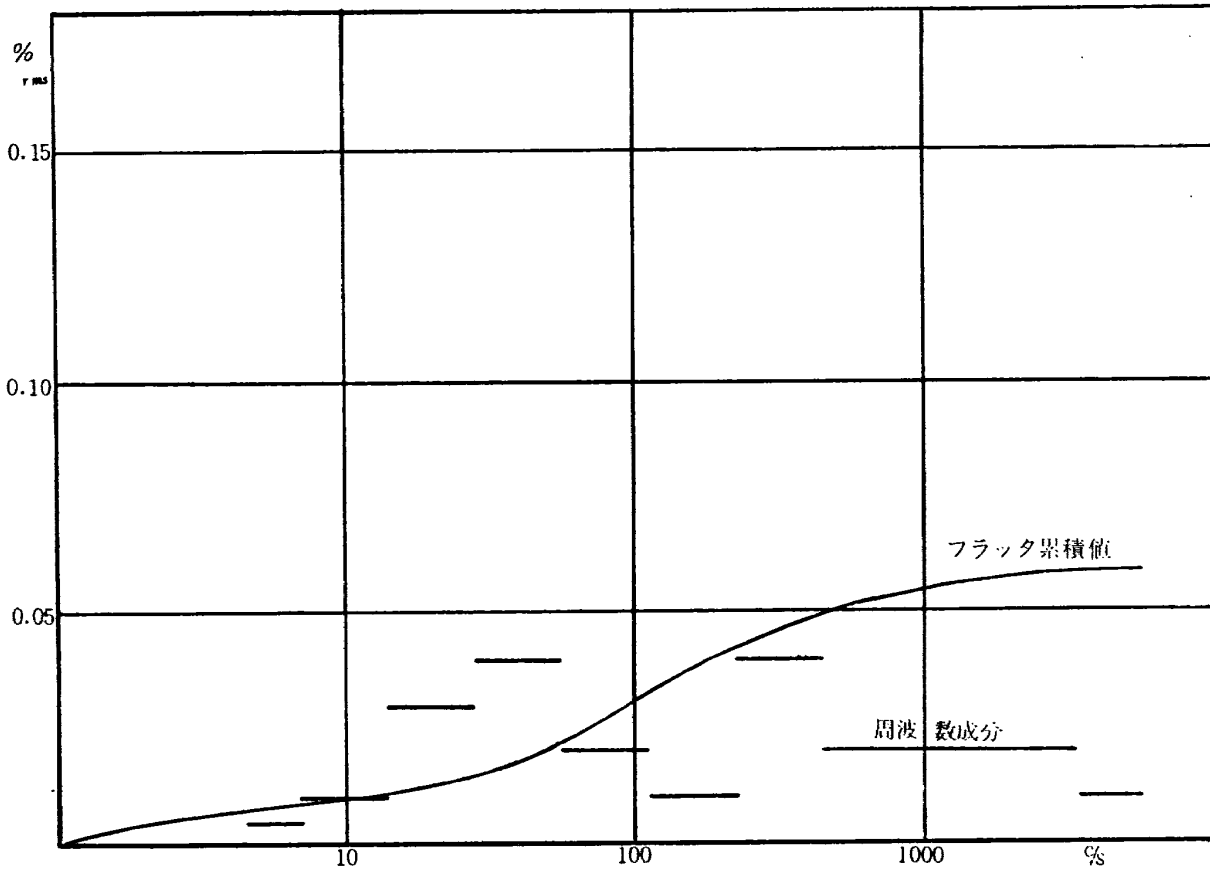
7 1/2 ips 以下のテープ速度では 14.5 kc までの帯域を持たないので、テープ速度 60, 30, 15 ips の場合のみにつき測定した。

測定結果

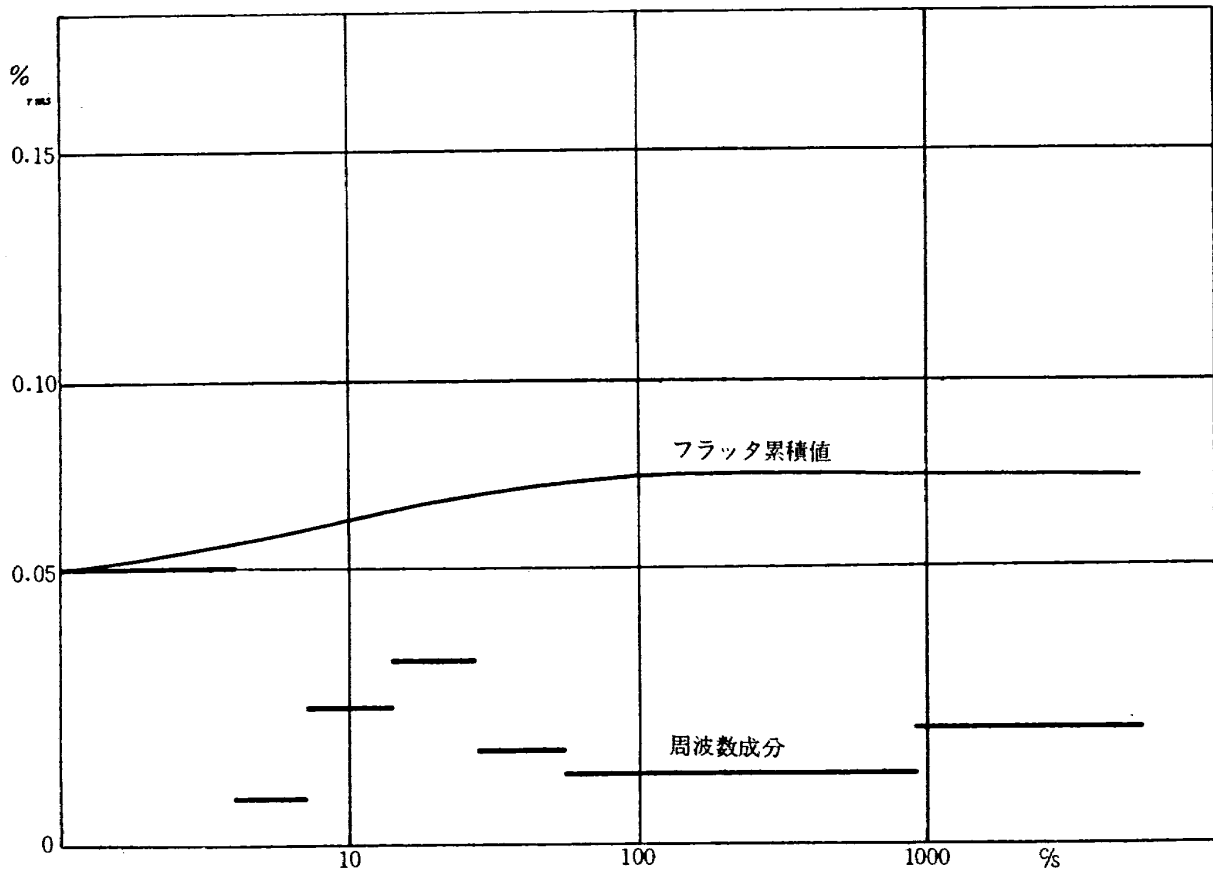
第 3.3~3.5 図に結果としてオクターブごとのワウ・フラッタ周波数成分とその累積値を示したが、測定より次のことが判明した。

- (1) テープ速度の遅いほどワウ・フラッタは増大する。
- (2) ワウ・フラッタはかなり高い周波数成分を多く含んでいる。(フラッターメーターでは 0~5 kc までの周波数成分の測定しかできないが、それ以上の成分も当然存在すると考えられる。)

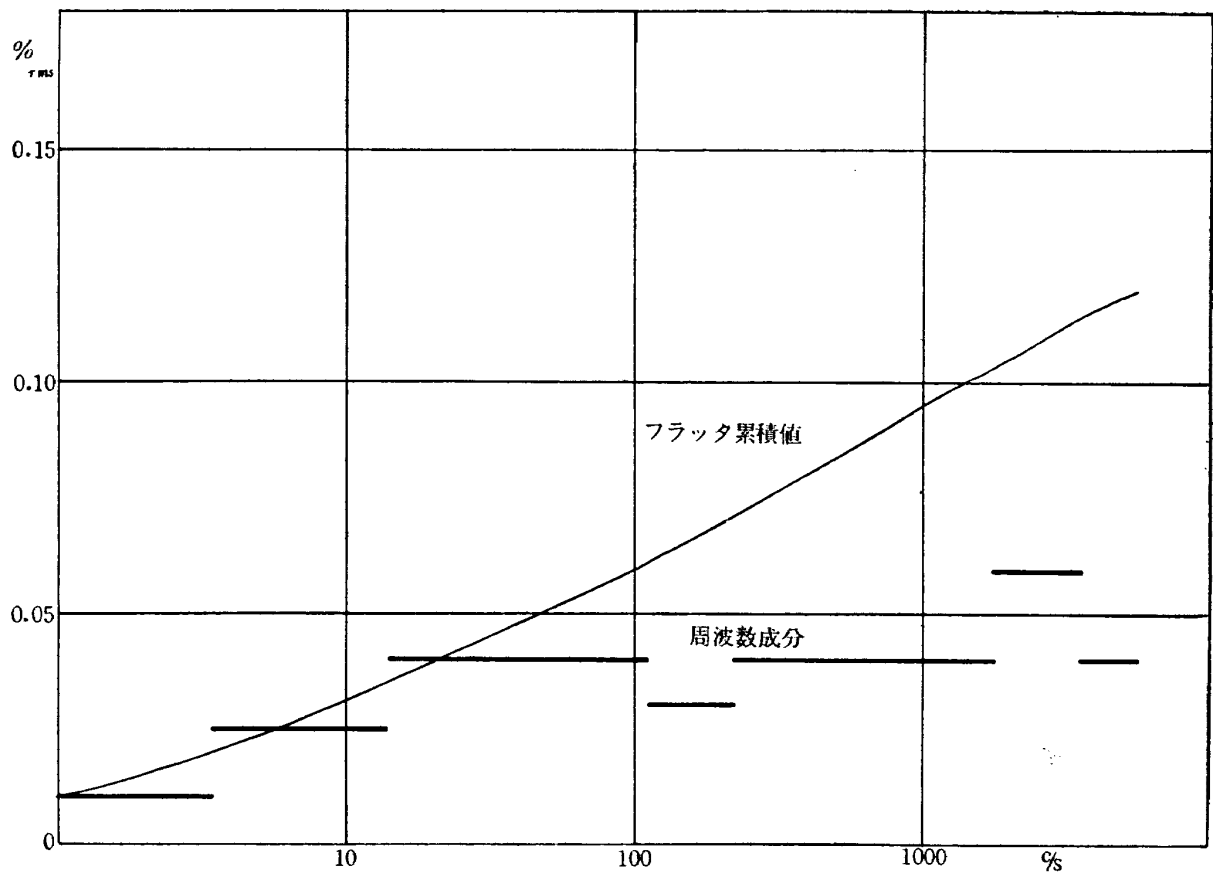
ワウ・フラッタは駆動機構各部の不完全さ、たとえば、テンションアームにおけるスプリング力の不適正による振動、回転部分の偏心、回転むら、ピンチローラー圧力の過小過大等にかなり左右される。当装置では何が最大の影響を与えているかは明確には判らなかったが、原因の 1 例としてキャプスタンの回転数の変動の大きさについて測定した値を第 3.1 表に示す。この表で「Standard」とあるのはキャプスタンモーターを、内蔵の水晶発振器による定周波電源で駆動した場合、「Line」とあるのは外部電源で駆動した場合 (いずれも 60 c/s) で、当然のことながらキャプスタン駆動電源はできる限り安定なものを用いるのがよいことがわかる。



第 3.3 図 ワウ・フラッタの累積値および周波数成分 (テープ速度 60 ips)



第 3.4 図 ワウ・フラッタの累積値および周波数成分 (テープ速度 30 ips)



第 3.5 図 ワウ・フラッタの累積値および周波数成分 (テープ速度 15 ips)

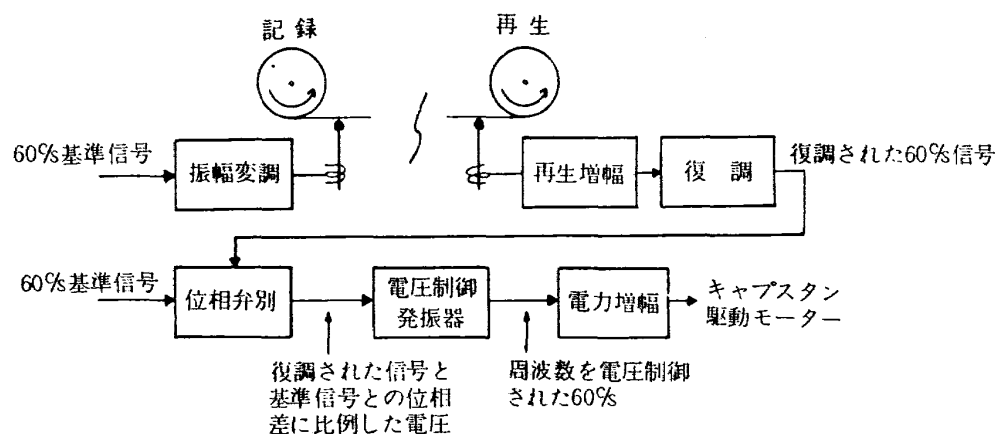
第 3.1 表 キャプスタン回転数の変動 (平均値)

テープ速度 (ips)	Line (%)	Standard (%)
1 $\frac{1}{8}$	0.28	0.08
3 $\frac{3}{4}$	0.37	0.09
7 $\frac{1}{2}$	0.11	0.11
15	0.17	0.07
30	0.36	0.11
60	0.14	0.12

ワウ・フラッタはさまざまな原因によるもので、いつも一定状態で現われるとは限らないが、これらの測定結果より本装置についてのおおよその傾向を知ることができる。

3.1.3 サーボ式テープ速度制御

記録時と再生時のテープ速度の定常的な差は、サーボ装置によって再生時のテープ速度を記録時の速度に合わせるよう制御して、補正軽減することができる。これはキャプスタンモータの回転数制御であって、1~2 c/s 以上の変動には応答し難いから、これによるワウの改善はそれ以下の周波数成分についてのみ有効である。第 3.6 図にサーボ式速度制御方式のブロック図を示す。この方



第 3.6 図 サーボ式テープ速度制御装置ブロック図

式の効果について測定を行なった。

測 定 法

任意のワウおよび速度偏差を発生できるテープレコーダーがあればよいが、それは不可能であるから、「Line」でレコーダーを駆動してワウ検出用信号（ここではフラッターメーターより発する 14.5 kc）とサーボ用パイロット信号（基準の 60 c/s で振幅変調した信号）を直接方式で記録し、これを「Standard」の状態で再生すると、「Line」と「Standard」の周波数偏差による記録と再生の速度差、および「Line」の有する周波数変動によるワウが現われる。サーボ式速度制御を用いて再生を行なうと、これらがどの程度改善されるかを、フラッターメーターで測定した。

測 定 結 果

(1) 「Line」で記録して「Standard」で再生した場合、約 0.5 %_{p-p} の速度差（「Line」の方が遅い）が検出されたが、サーボ速度制御に切り替えると約 4~6 秒以内にこの速度差が 0.05 %_{p-p} 以内に減少し、以後その範囲内に保たれた。

(2) ワウについては、記録テープに含まれるワウが 2 c/s までで約 0.02~0.04 %_{rms} と非常に小さく、改善効果の判定が不可能に近かった。実際には再生出力をペンレコーダーで記録してみると、低周波ではサーボ制御で再生した場合の方がサーボを行なわない時よりむしろワウの増大が見られた。これは電圧制御発振回路の動揺によるものと思われるが、増加量は 2 c/s まで約 0.05 %_{rms} 以内にとどまりいずれにしても問題になるほどの値ではない。

テープ駆動部の特性として以上振幅変調性雑音、周波数変調性雑音、ならびにサーボ式テープ速度制御の効果を測定したが、この結果から駆動部が処理データに与える精度的な影響を考えてみると、直接記録方式を用いたとき振幅変調性雑音のために SN 比が約 14~20 dB で非常に悪い。したがって、直接記録方式または AM 方式では、良好な処理精度は期待できないことが明らかである。FM および PWM 記録方式等では周波数変調性雑音の影響を受ける。周波数変調性雑音（ワウ・

第 3.2 表 最大周波数偏位 40% の FM 方式において、
フラッタがデータへ与える誤差

テープ速度 (ips)	0~5 kc までのフラッタ累積値 (%p-p)	誤差量 (%p-p)
60	0.06	0.15
30	0.08	0.20
15	0.12	0.30

フラッタ) が、最大周波数偏位 40% の FM 方式記録データに与える誤差量は第 3.2 表に示す。

3.2 直接記録方式

現在主として時刻信号と音声、およびサーボ式速度制御用の 60 c/s 振幅変調信号の記録再生に直接記録方式を用いているが、本方式については次の各項目の特性を調べた。

ヘッド感度の均一性、雑音、歪率、飽和特性、周波数特性

3.2.1 ヘッド感度の均一性

アナログテープ再生装置は記録、再生各専用の 14 トラック用ヘッドを備えているが、その感度のバラツキを測定した。

測定法

テープ速度 60 ips, 記録信号 500 c/s および 100 kc で、ある特定のトラックのヘッドについて標準状態（記録入力電圧 $1 V_{rms}$, 記録電流 1 mA, バイアス電流 13 mA において、再生出力電圧を $1 V_{rms}$ に再生増幅器を調整）に設定しこれを 0 dB とし、これに対する他のヘッドでの出力電圧の比を求めてヘッド感度差とした。

測定結果は第 3.3 表に示してあるが、許容値 (4 dB) に対してバラツキは十分小さく問題はない。

3.2.2 雑音

出力端に現われる雑音のうち、入力信号に無関係に存在する雑音成分（背景雑音）について測定した。これは入力端より出力端まで系全体が発生している雑音である。

測定法

増幅器その他を標準状態にセットして、出力レベルを $1 V_{rms}$ に設定しこれを 0 dB とする。この状態で入力端を短絡した時の出力レベルを真空管電圧計で測定した。また、当装置でもっとも多く利用されるテープ速度 15 ips の場合の雑音の周波数スペクトルを調べた。

測定結果

測定結果は第 3.4 表のようである。本表および第 3.7 図で「記録—再生」と記してあるのは、

第 3.3 表 ヘッド感度差

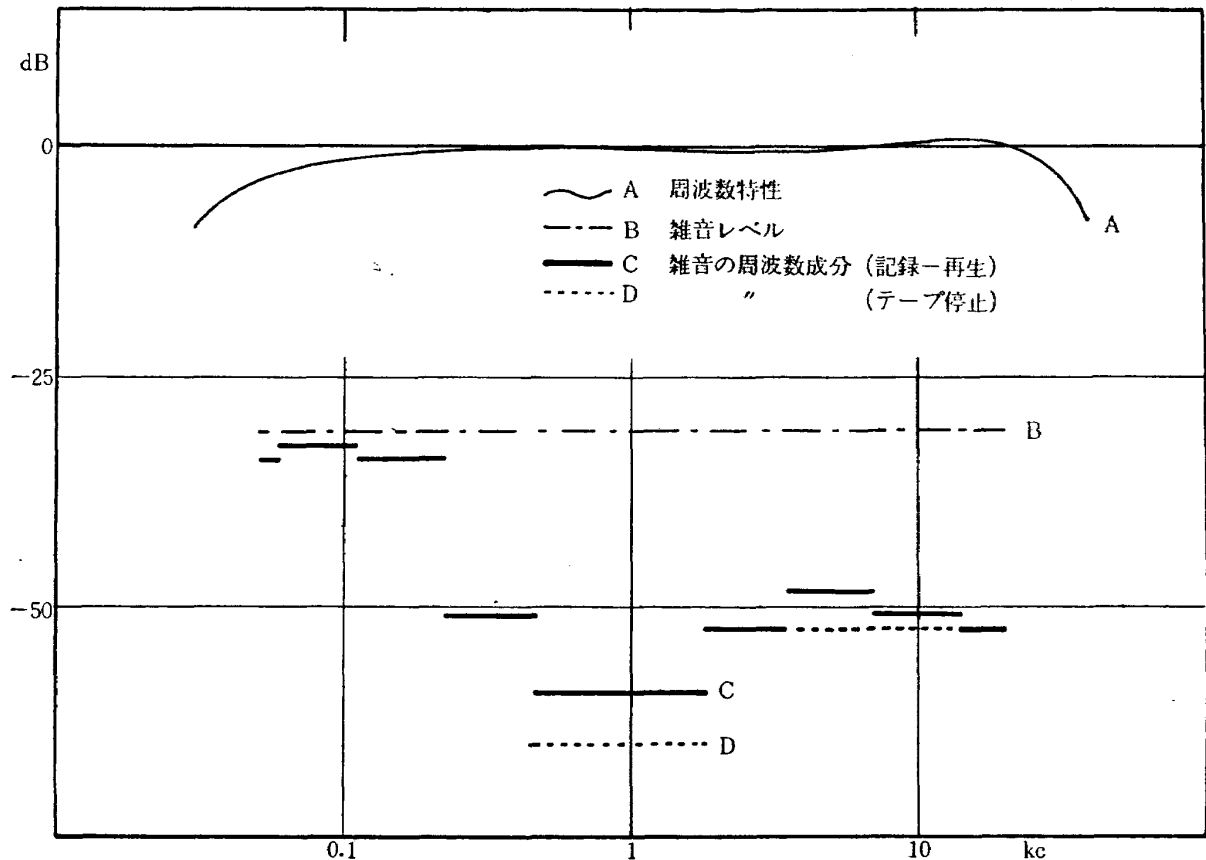
トラック番号	感 度 差	
	500 c/s	100 kc
1	0	0
2	+0.4	+0.7
3	-1.1	-3.0
4	0	-0.7
5	-1.7	-1.5
6	-0.2	+0.2
7	-0.2	-0.8
8	+0.1	+0.2
9	-0.1	+0.4
10	-0.2	+0.3
11	+0.3	+0.4
12	-0.5	+0.1
13	+0.6	+0.3
14	-0.1	-0.2

第 3.4 表 雑音レベル（直接記録方式）

テープ速度 (ips)	記録—再生 (dB)	テープ停止 (dB)	出力側の周波数 帯域
60	-31	-32	} 10 c/s~1.5 Mc (濾波器なし)
30	-30	-31	
15	-34	-34	10 c/s~18 kc
7½	-34	-34	10 c/s~14 kc
3¾	-31	-32	10 c/s~5.6 kc
1⅞	-33	-33	10 c/s~2.8 kc

入力端短絡状態で記録再生を同時に行なった時の出力端の雑音レベルであり、「テープ停止」というのは、テープを停止して記録再生のいずれをも行なわない時の雑音である。測定結果ではテープ速度によって雑音レベルは多少異なっているが、だいたい製作上の規格（-30 dB）以下で良好である。第 3.7 図にはテープ速度 15 ips の場合における雑音のオクターブごとに区切った周波数成分を示しているが、この図でテープを走らせた状態の雑音（図の C）と停止した場合の雑音（図の D）とのレベルの差の中には、ヘッド、テープ等から発生した雑音が含まれていると考えられる。また、この図から雑音成分の大半は 200 c/s 付近までで、電源によるハムが雑音の主なるものと思われる。

漏話もまた雑音成分になりうる故、いろいろ考えられる漏話のうち主なるものとして、バイアス信号によるバイアスクロストークとオーバーレコーディング等による隣接トラックへの漏話を観測して見たが、単独に漏話として検出できるほどの量は存在しなかった。



第 3.7 図 雑音の周波数成分 (直接記録方式, テープ速度 15 ips)

3.2.3 歪 率

アナログテープレコーダーにおける波形の歪は、増幅系によるものの他記録材質の磁化特性、記録レベル、バイアス等により左右される。ここでは記録再生を通して総合された波形歪を、入力信号 500 c/s 正弦波を用いて標準状態で測定し、第 3.5 表の結果を得た。これから、入力波形の歪を考慮すれば、標準状態における出力波形の歪率は約 2 % 以下と見なすことができる。

第 3.5 表 歪率 (直接記録方式)

高 調 波	入 力 波 (%)	出 力 波 (%)
2 nd	0.5	1.1
3 rd	0.07	1.7
歪 率	0.51	2.02

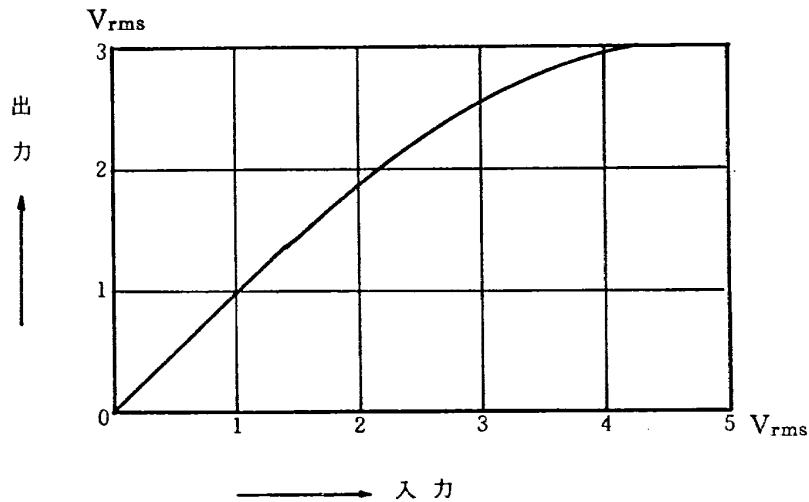
3.2.4 飽 和 曲 線

第 3.8 図は直接記録方式の入力 (記録) - 出力 (再生) 曲線で、入力 $0 \sim 1 V_{rms}$ までは一応直線であるが、それ以上になると飽和を始めることがわかる。

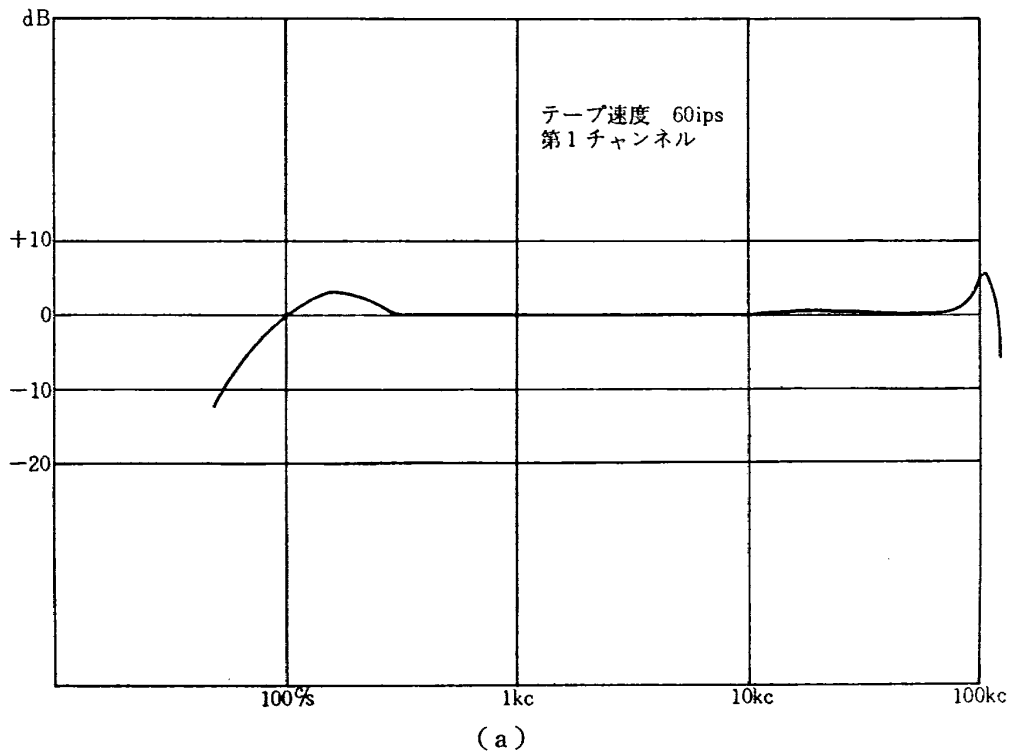
3.2.5 周波数特性

2つのチャンネルについて、各テープ速度に対する周波数特性を測定して、第3.9図(a)~(l)の周波数特性曲線を得た。帯域内のレベル差を ± 3 dB以内にとれば、第3.6表のごとき帯域を持つことがわかる。

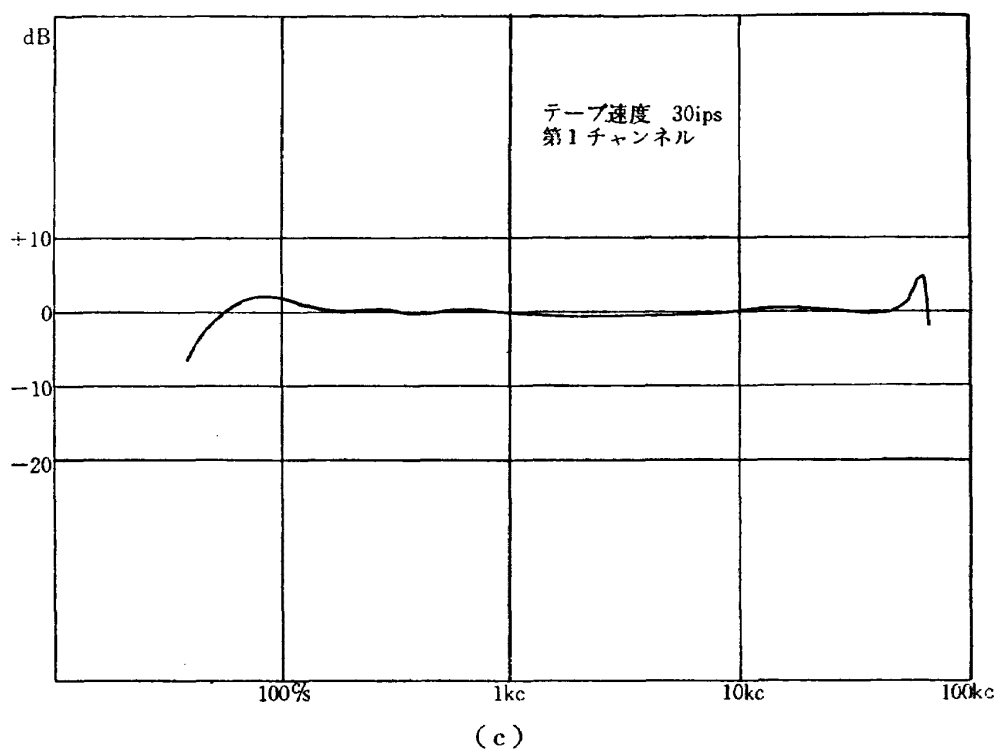
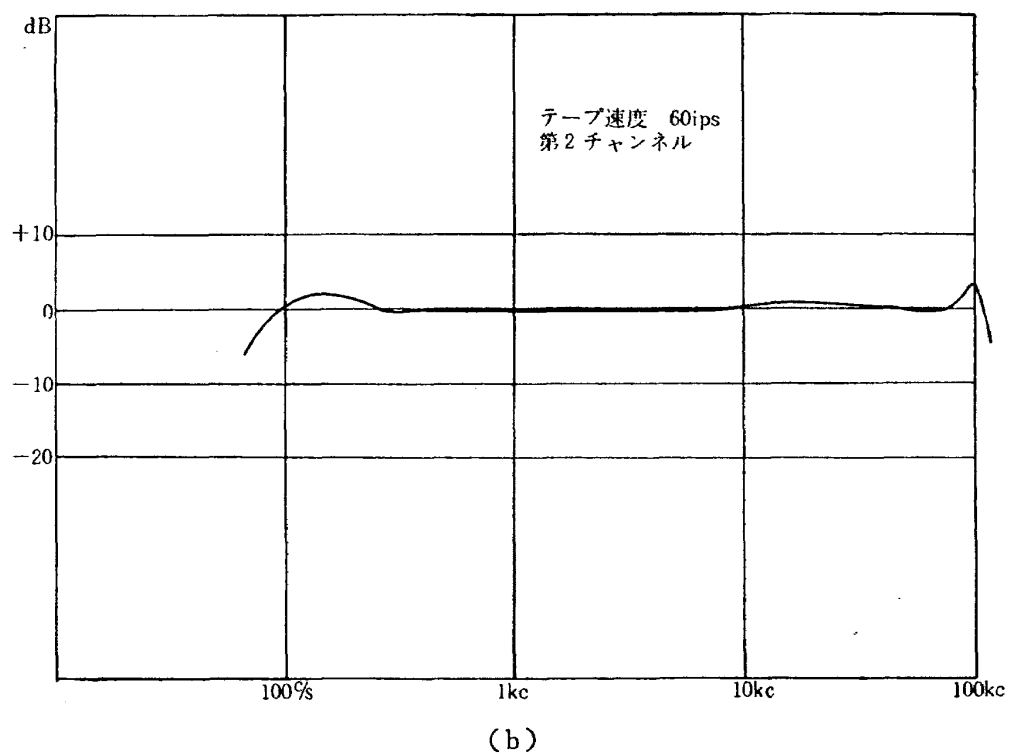
以上が直接記録方式の特性である。直接記録方式は(AM方式も)前述のようにテープ駆動部に帰因する振幅変調性雑音に影響され、SN比が悪くレベル変動も大きい故、データを直接記録して



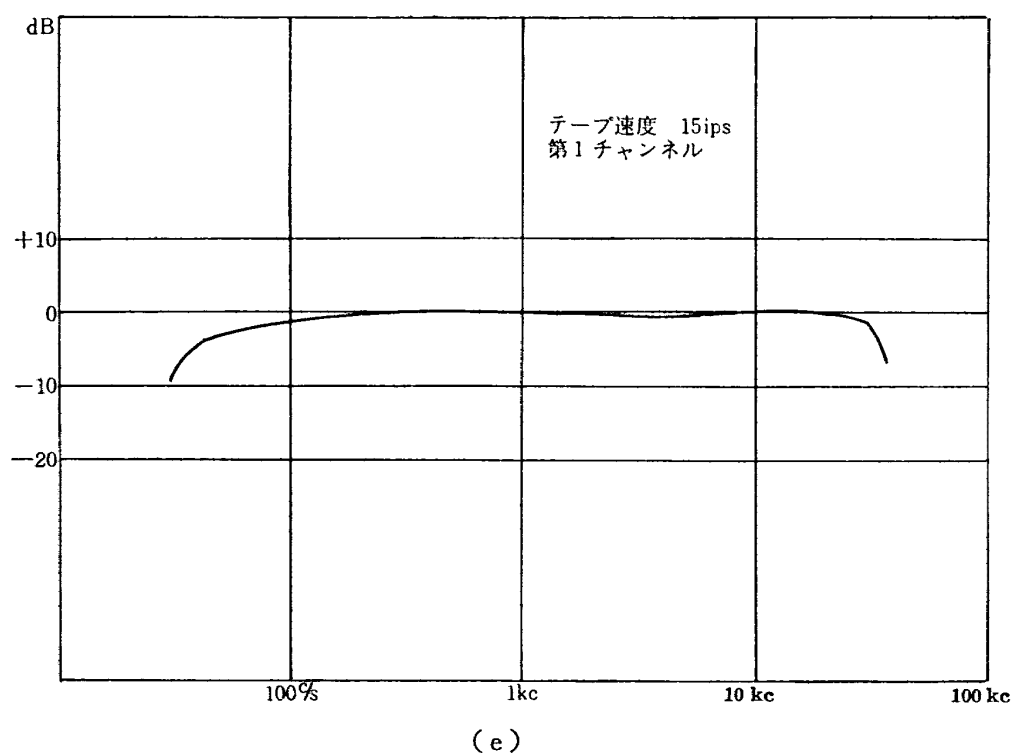
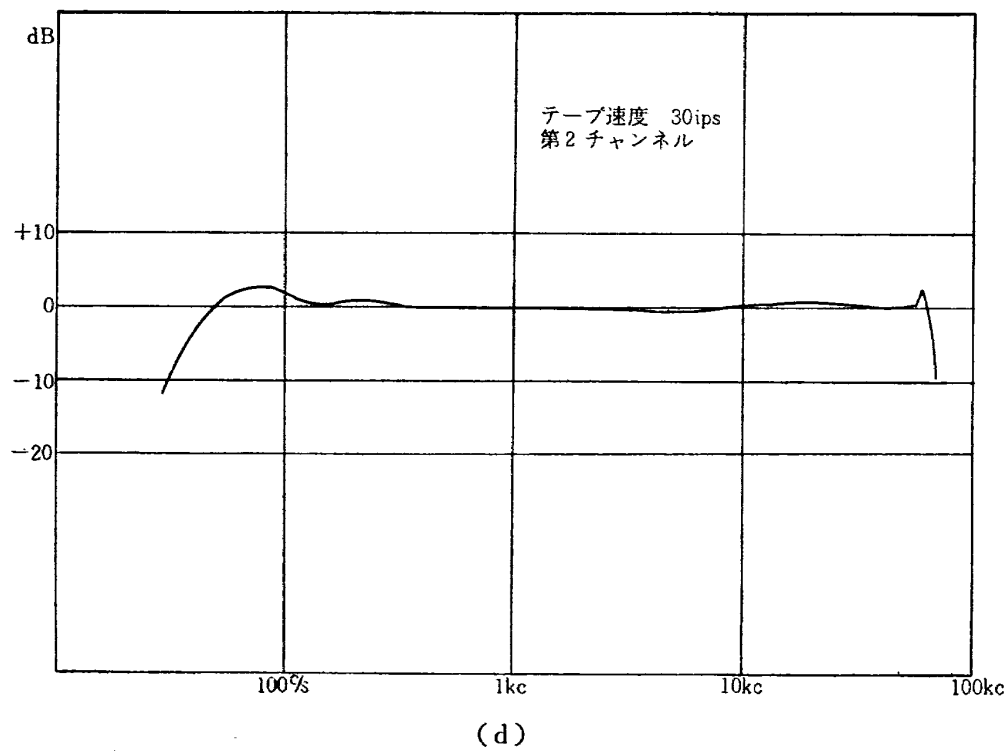
第3.8図 飽和曲線(直接記録方式)



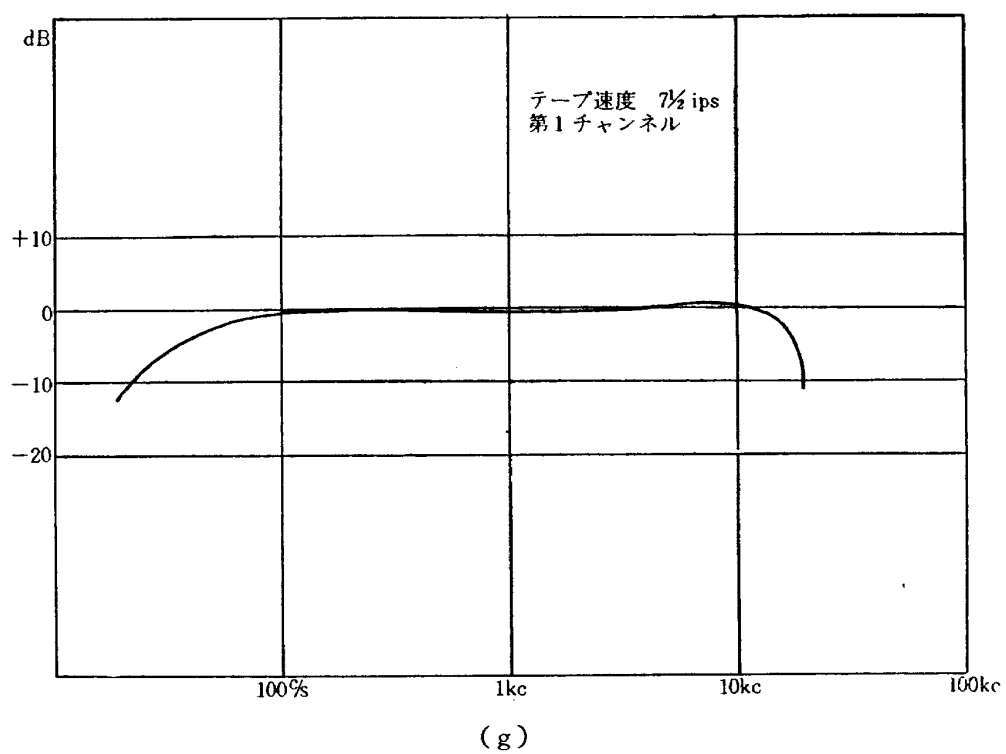
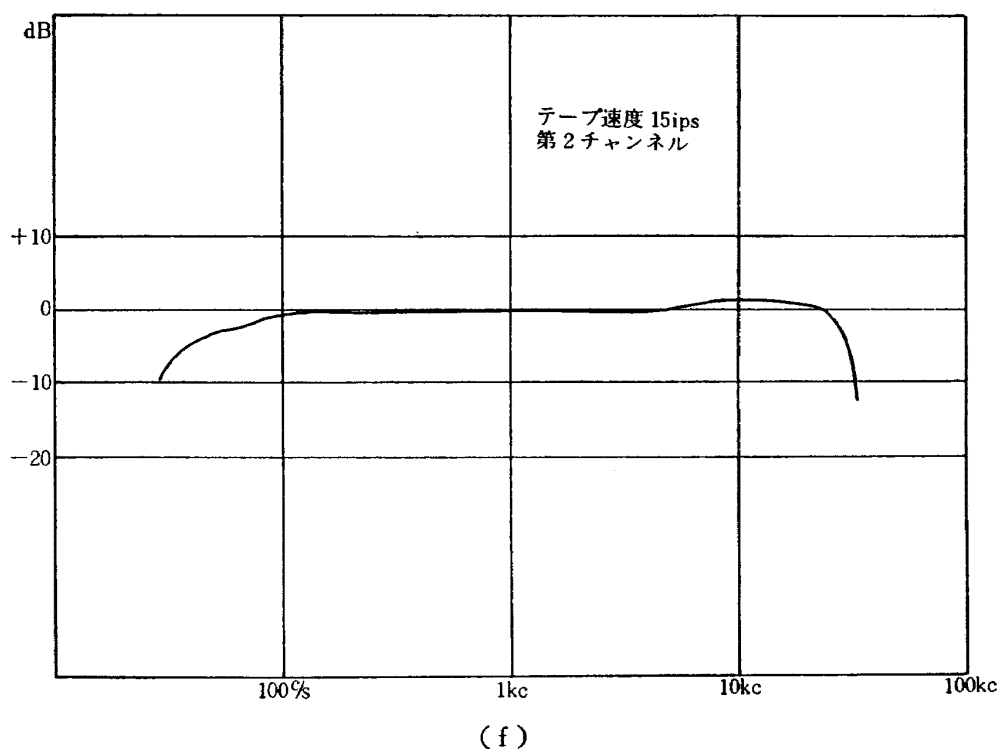
第3.9図 周波数特性曲線(直接記録方式)



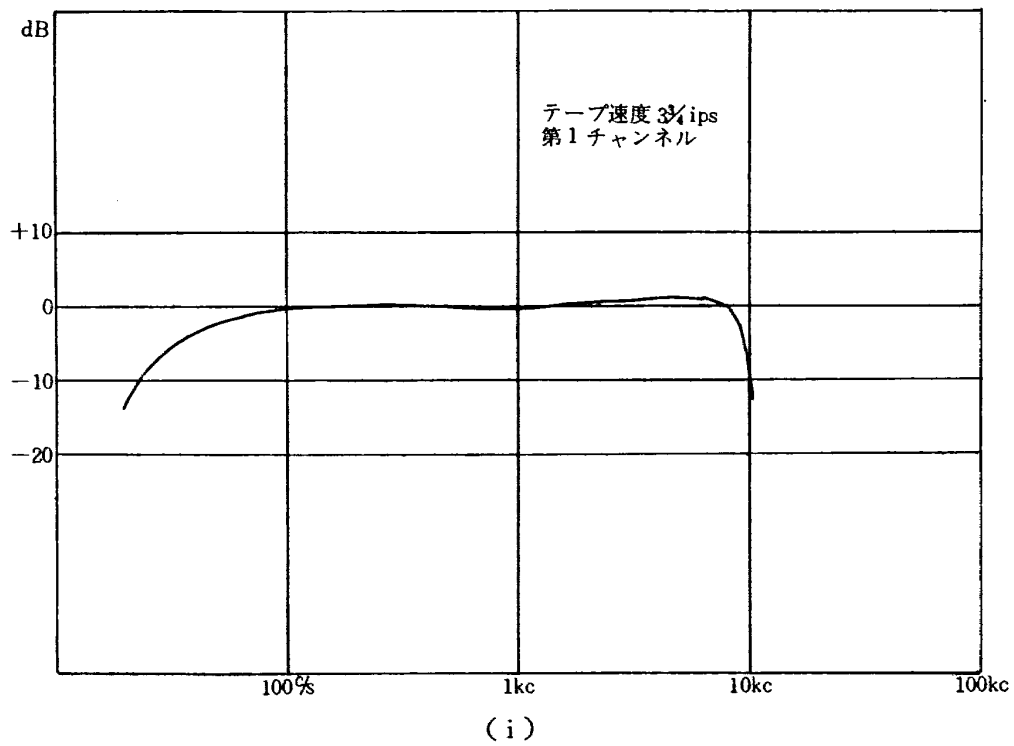
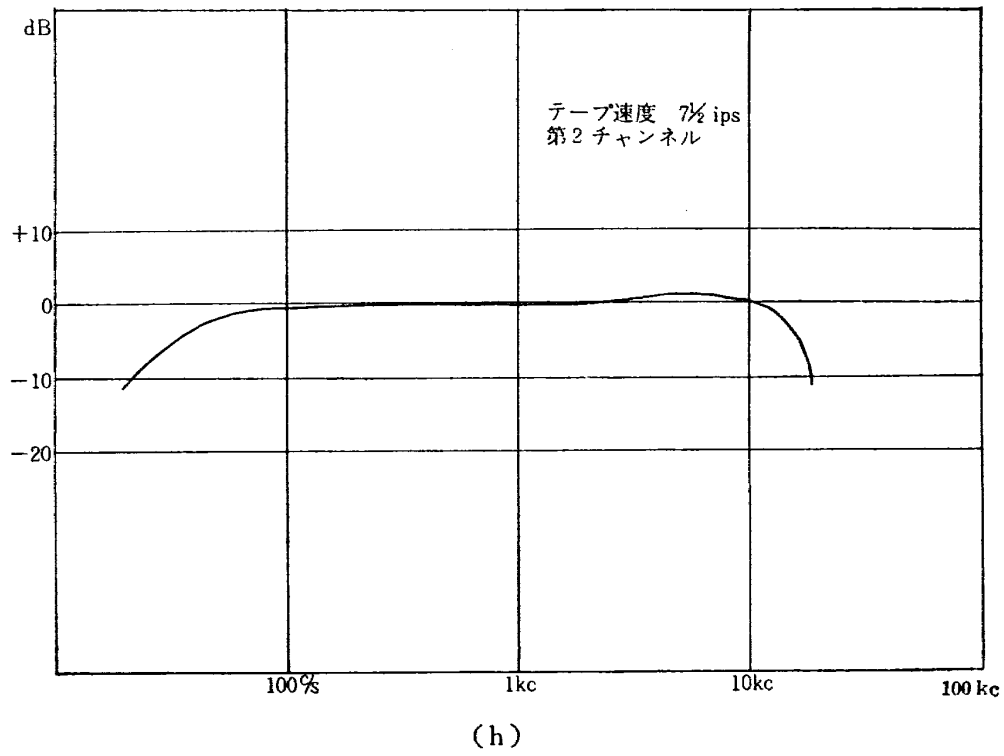
第 3.9 図



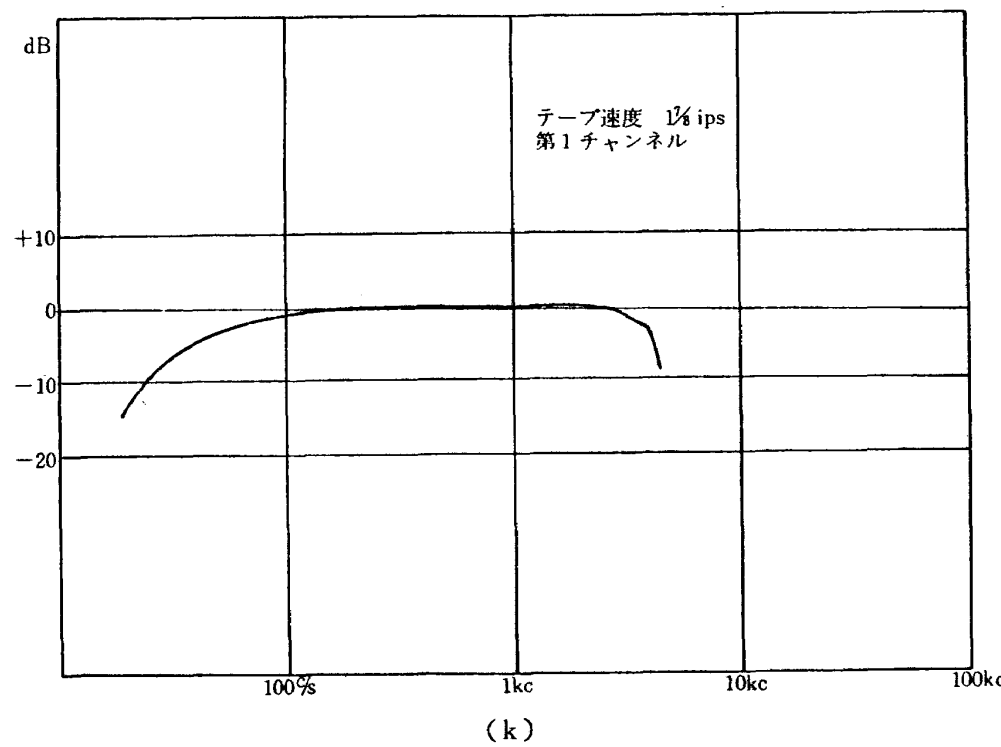
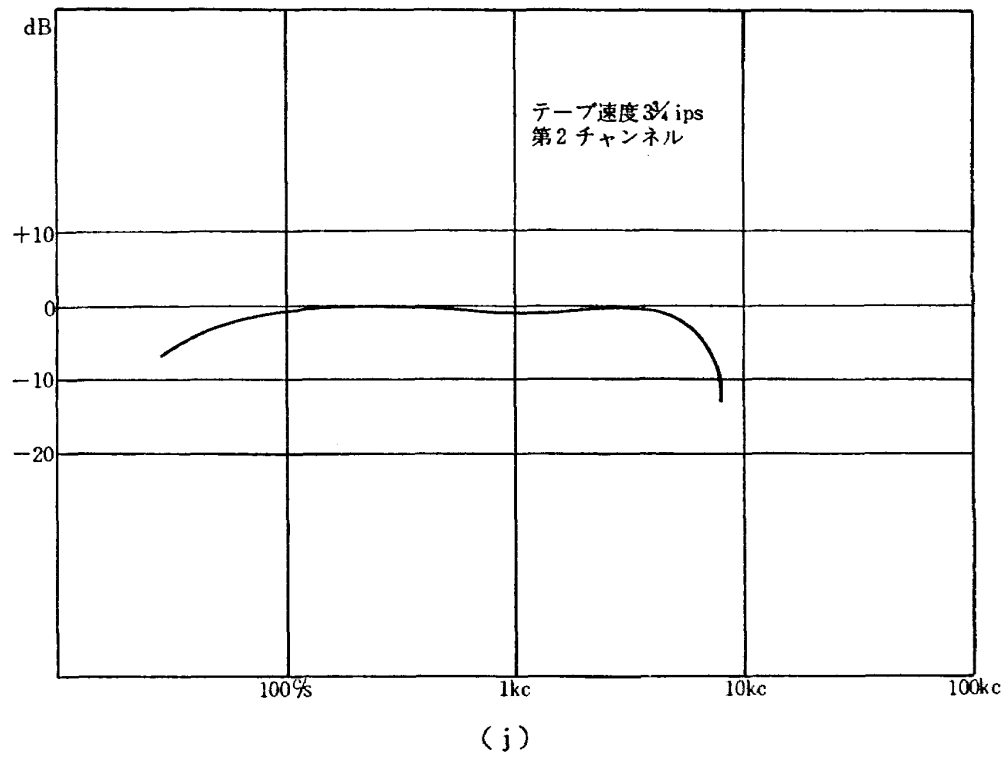
第 3.9 図



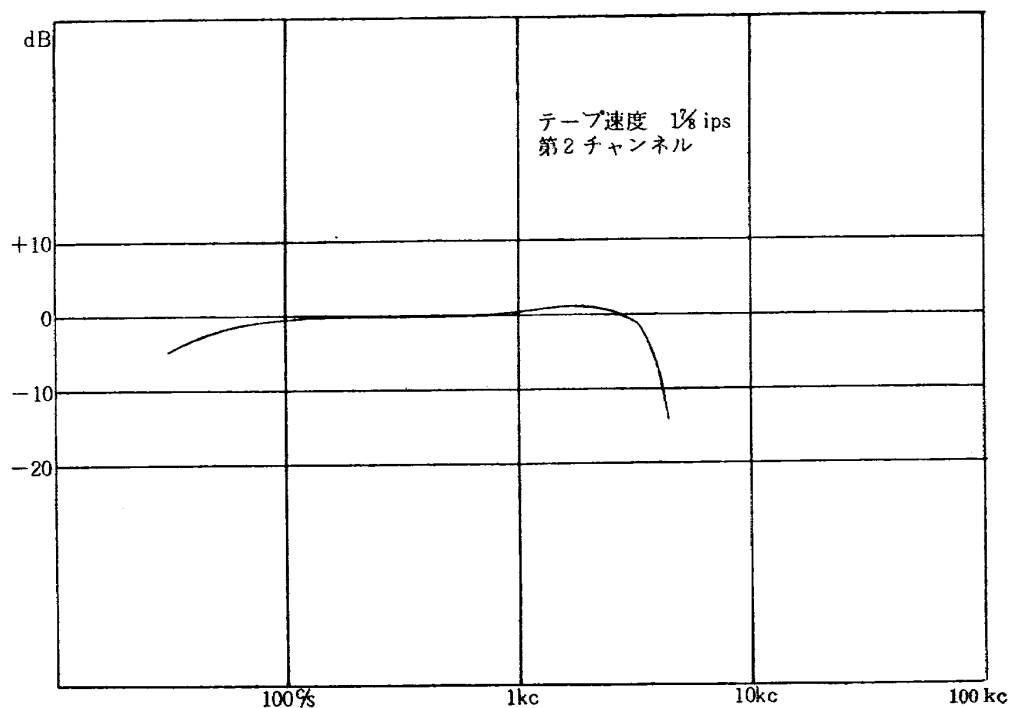
第 3.9 図



第 3.9 図



第 3.9 図



(1)

第 3.9 図

第 3.6 表 周波数特性 (直接記録方式)

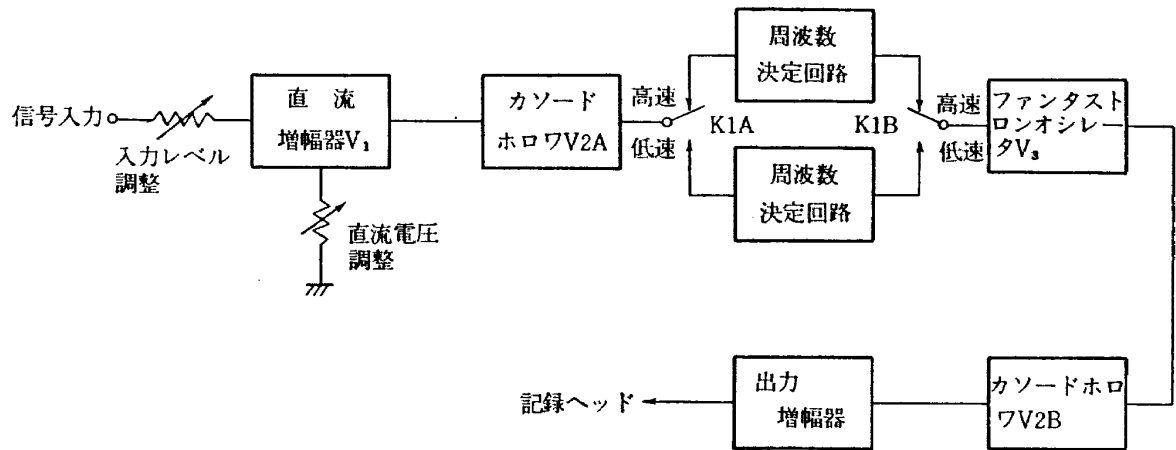
テープ速度 (ips)	再生周波数帯域
60	70 c/s~100 kc
30	50 c/s~ 60 kc
15	50 c/s~ 30 kc
7 1/2	50 c/s~ 17 kc
3 3/4	50 c/s~ 9 kc
1 7/8	50 c/s~ 4 kc

そのデータに比例した出力をうるという方法では、良好な精度は期待できない。ただ方式としては簡単で使いやすく、各種のパイロット信号の記録に用いているが、副搬送波を混合させた周波数分割多重記録に使用することによって、多数の測定データの処理に効果ある用途が開けている。

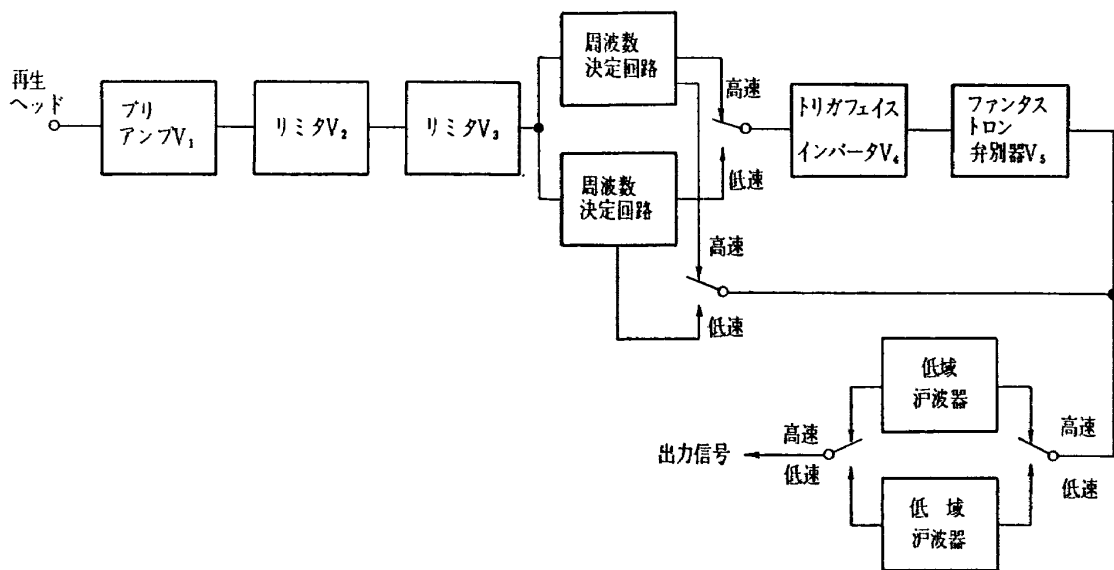
3.3 FM 記録方式

FM 搬送波を用いてテープに信号を記録する方式は、前述のような AM 性雑音やドロップアウトの影響を受けることが少なく、かつ、直流から 10 kc 程度までの広い周波数帯域を有していること、また、再生速度を記録速度より速くあるいは遅くして現象を随意の時間的尺度で再現しうること等より、計測用としては最も一般に使われているものである。

本アナログテープ再生装置における FM 記録方式の回路ブロック図を第 3.10 図に示す。同図 (a) は 記録増幅器で、入力信号の大きさに応じてファンタストロンオシレータの発振周波数を変



(a) 記録増幅器



(b) 再生増幅器

第 3.10 図 FM 方式記録再生ブロック図

調し、飽和レベルに増幅してパルス波形で磁気テープに書き込む。同図 (b) は再生増幅器で、再生ヘッドからの変調波は振幅制限回路を経て、ファンタストロン弁別器によりパルスレートに応じた矩形波を作り、低域濾波器を通して信号が復調される。図中の高速・低速は、テープ速度に対応する切替を示す。

本装置では、入力電圧 0 V が搬送波の中心周波数に対応し、最大周波数偏移は $\pm 40\%$ で、入力電圧 ± 1.414 V に対応している。各テープ速度におけるそれらの規定値を第 3.7 表に示す。この記録方式を使用する場合の処理精度に関係する特性として、直線性・ドリフト・SN 比・フラッタ補償の効果・歪率・再生速度 step down 時の速度誤差・周波数応答の 6 項目をとり上げて検討を行なった。

第 3.7 表 FM 記録方式規格値

テープ速度	応答周波数帯域 ($\pm 1/2$ dB)	中心周波数	-40% 偏 移	+40% 偏 移
60 ips	0~10 kc	54.00 kc	32.40 kc	75.60 kc
30	0~ 5	27.00	16.20	37.80
15	0~ 2.5	13.50	8.10	18.90
7½	0~ 1.25	6.75	4.05	9.450
3¾	0~ 0.625	3.375	2.025	4.725
1⅞	0~ 0.313	1.688	1.013	2.363

3.3.1 直 線 性

入力（記録）信号レベルに対して出力（再生）信号のレベルは、最大使用値（1.414 V）以内では直線関係にあるべきであるが、実際には完全なものでなく、処理結果に誤差をもたらす主要な原因となる。この直線性は、記録と再生を総合した値が直接に得られることが望ましいが、記録増幅器と再生増幅器のすべての組み合わせについて求めることは実際上不可能であって、一応それぞれ単独に測定することとし、本来再生専用であるこの装置で使用するすべての再生増幅器（10 個）について測定を行なうとともに、保有する 2 個の記録増幅器についてデータを取り、一般の記録用装置を代表するものとした。そして、これらの記録・再生の増幅器のうち二三を組み合わせ、総合的な値の測定結果を例示した。

（1） 記録増幅器の直線性

記録増幅器については、入力電圧に対する変調波周波数の関係を求めるもので、周波数偏移 +40 % から -40 % までの相当直流電圧を順次入力として与え、出力周波数を計数し、次式によって直線性を表現する。

$$\varepsilon_1 = \frac{f_m - f_t}{f_{40} - f_0} \times 100(\%)$$

ε_1 : 直線からの偏差

f_t : 入力電圧に対する出力周波数規定値

f_m : 出力周波数実測値

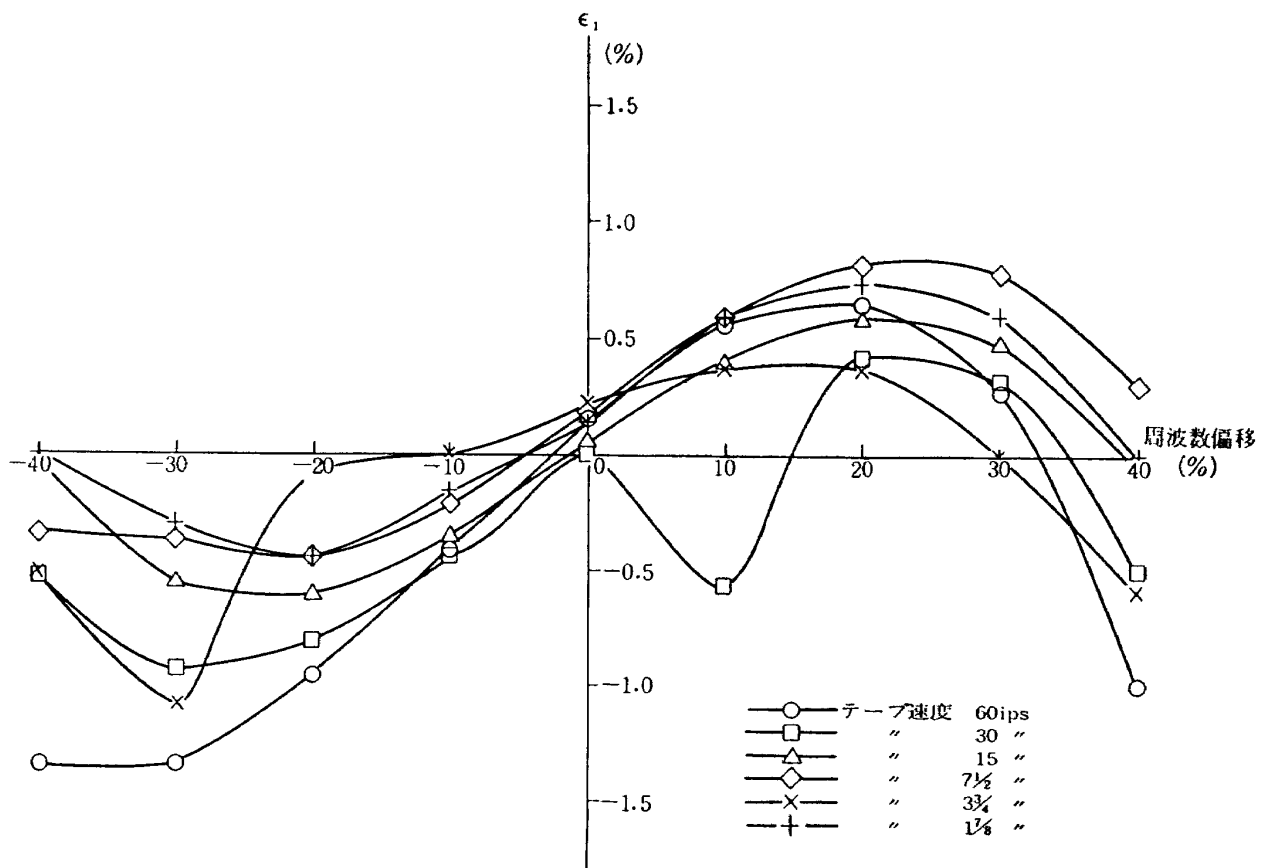
f_0 : 中心周波数

f_{40} : 40 % 偏移の周波数

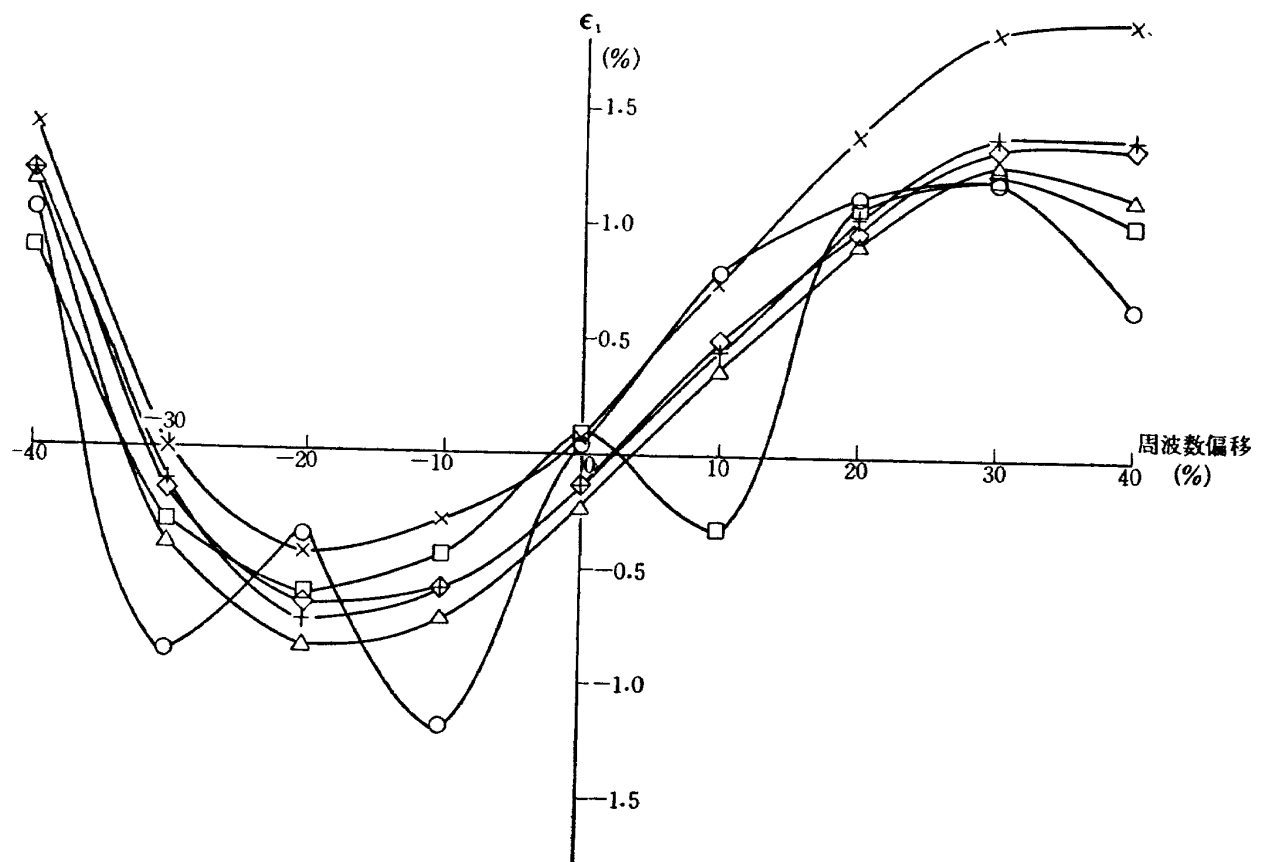
記録増幅器の No. 1, No. 2 について、それぞれテープ速度毎に ε_1 を求めたのが第 3.11 図 (a), (b) である。これより ε_1 はおおむね $\pm 1.5 \%$ 以内に収まっていることが認められる。

（2） 再生増幅器の直線性

再生増幅器については、その入力すなわ変調波周波数に対する出力電圧（復調信号）の直線関係を求めるのであって、+40 % から -40 % の間の偏移周波数を順次入力として与えて、出力電圧



(a) No. 1



(b) No. 2

第 3.11 図 FM 記録増幅器の直線性

を電位差計で測り、次式によって直線性を表わすのである。

$$\varepsilon_2 = \frac{V_m - V_i}{V_{40}} \times 100(\%)$$

ε_2 : 直線からの偏差

V_i : 入力周波数に対応する出力電圧規定値

V_m : 出力電圧実測値

V_{40} : 40 % 偏移に対応する出力電圧

No. 1 から No. 10 まで 10 個の再生増幅器について、各テープ速度毎に周波数偏移に対応する ε_2 を求めたのが第 3.12 図の (a) から (j) である。これによると、 ε_2 は大部分 $\pm 0.7\%$ 程度に収まり、部分的に 1 % に達している箇所もあることが判る。

(3) 総合直線性

記録再生の総合的な直線性、すなわち入力（記録）電圧に対する出力（再生）電圧の関係を、記録再生を同時に行ないつつ求めた。記録増幅器は No. 1 を、再生増幅器は前項の結果より、直線性の良好な No. 1, 良好でない No. 4, 中間的な No. 10 を用いて、直流電圧を入力として与え、再生出力を A-D 変換し、次式によって直線性を表わすこととした。

$$\varepsilon = \frac{n_m - n_i}{n_{40}} \times 100(\%)$$

ε : 直線からの偏差

n_i : 入力電圧に相当する A-D 変換値

n_m : 出力電圧を A-D 変換した値

n_{40} : 40 % 偏移に対応する A-D 変換値 (=980)

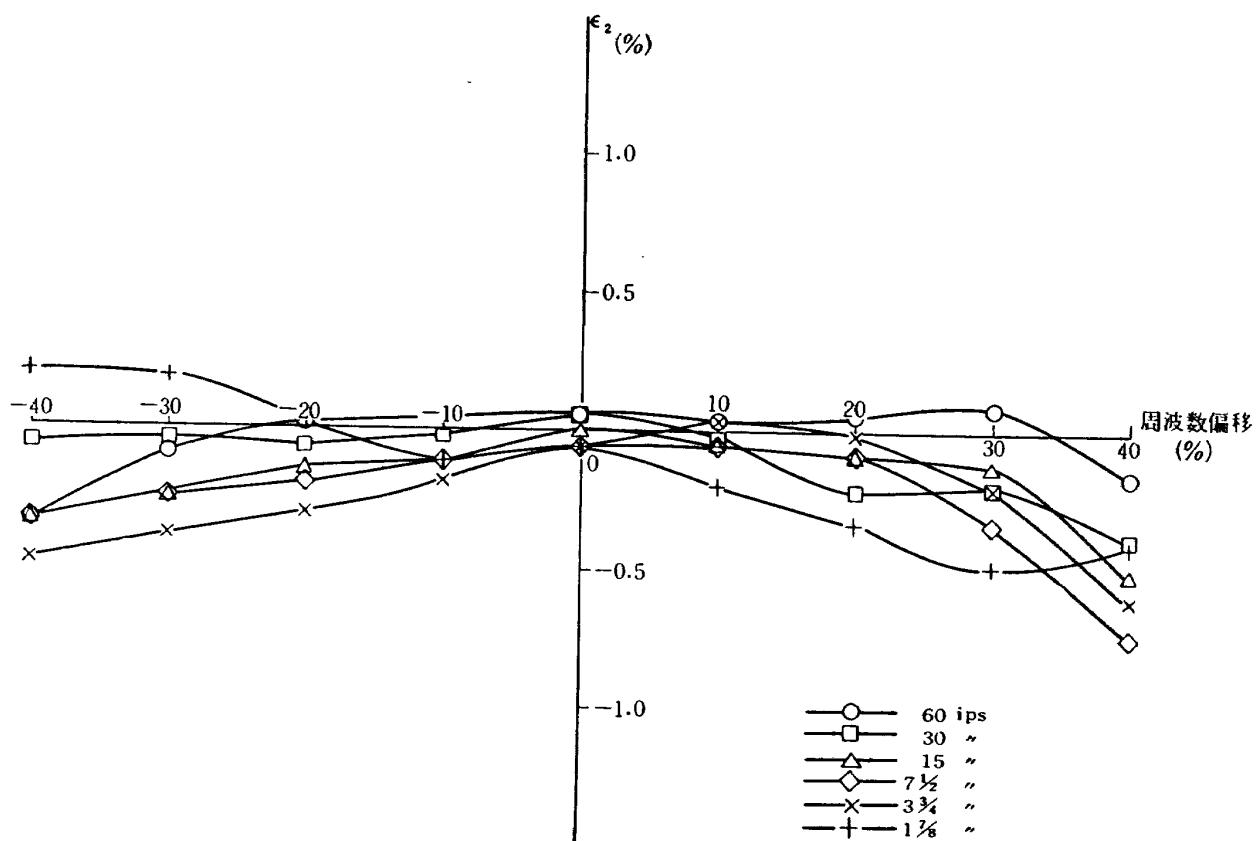
結果は第 3.13 図 (a)～(f) に示す通りで、 ε はおおむね 2 % 以内に収まっている。グラフの傾向は記録・再生増幅器の単独のものにほぼ倣っており、単独の直線性から総合直線性を見当付けうることを示している。

3.3.2 ドリフト

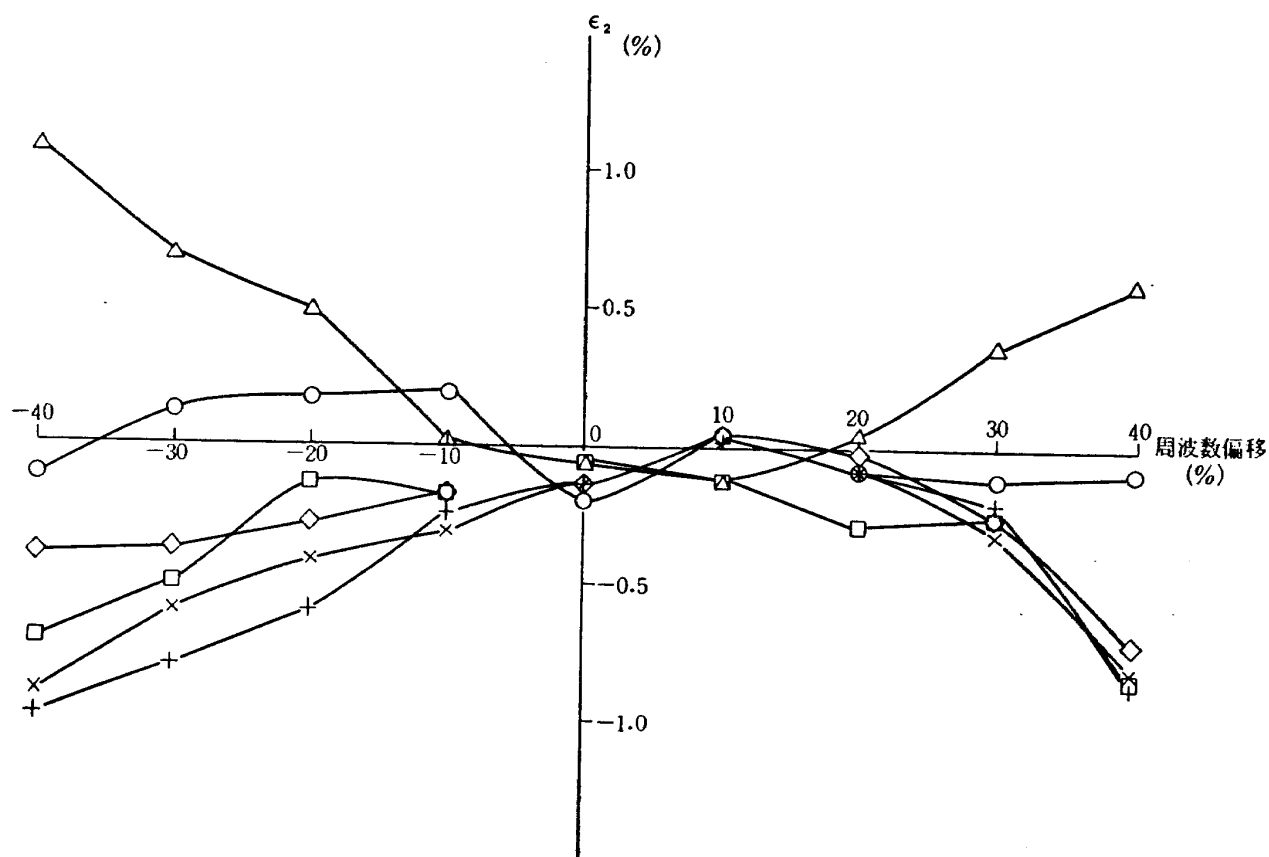
記録再生回路の時間的な特性変化も誤差の原因となりうるので、一定入力電圧に対する出力電圧の時間的変動を調べた。記録入力端を短絡とし、その搬送波を再生増幅器に入れて復調出力の連続記録をとると、電源投入後 10 分間の過渡状態経過後は、1 時間当り 5 mV の静的変化を示しており、フルスケール 1.4 V に対して問題となり得ない程度である。

3.3.3 SN 比とフラッタ補償の効果

記録再生を通しての雑音レベルは、0 V 信号を記録した時の再生出力を測定して求め、1 V_{rms} 入

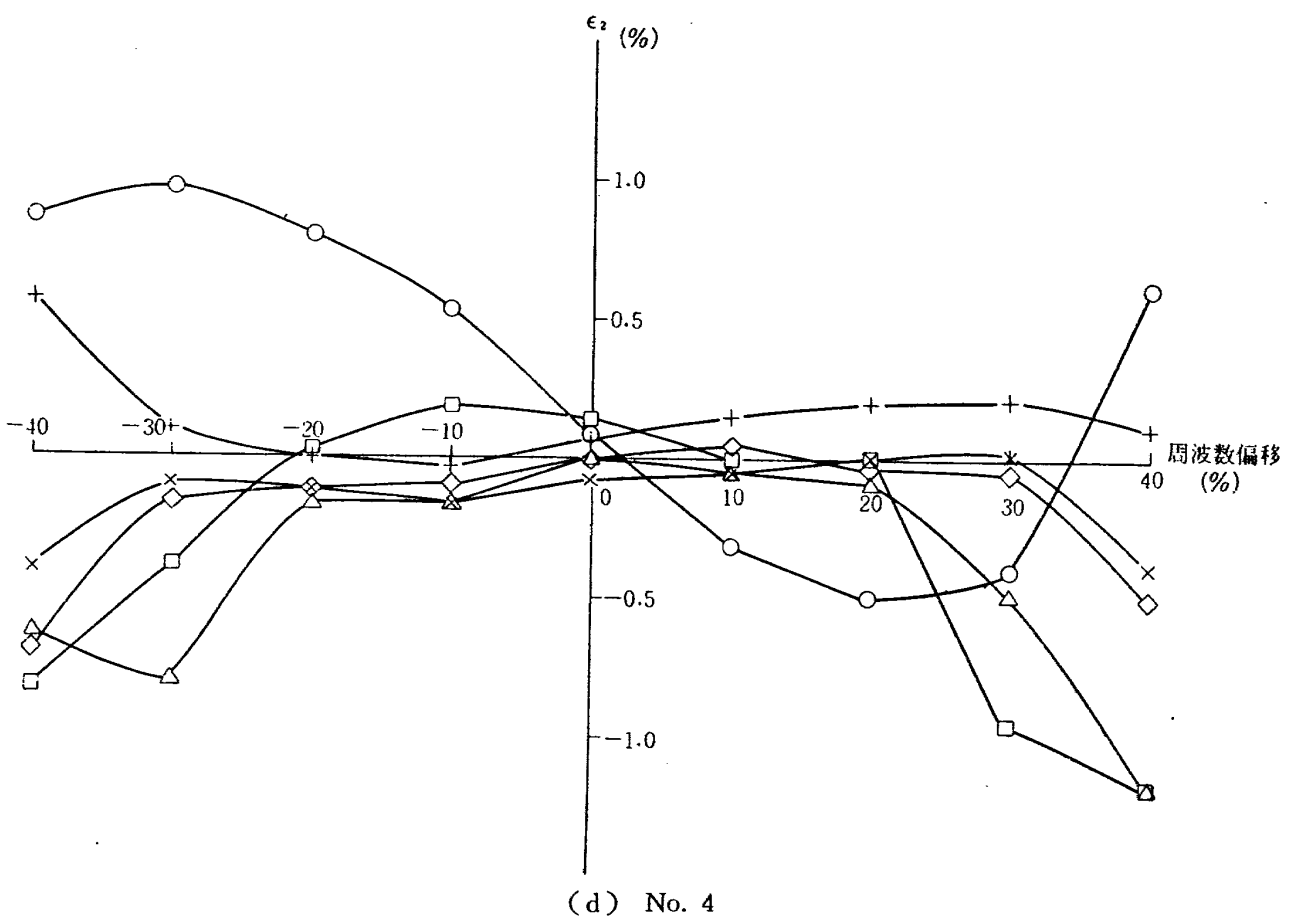
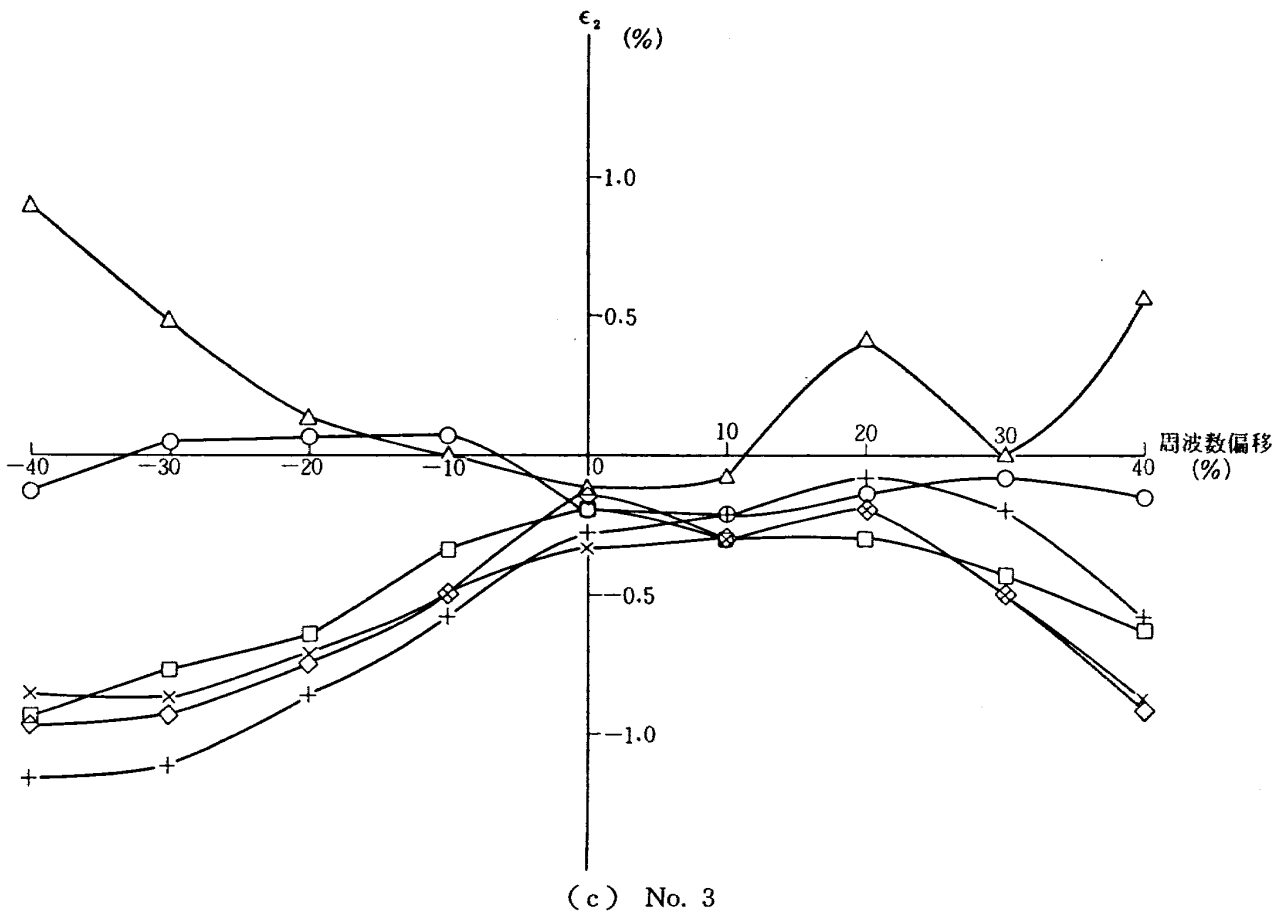


(a) No. 1

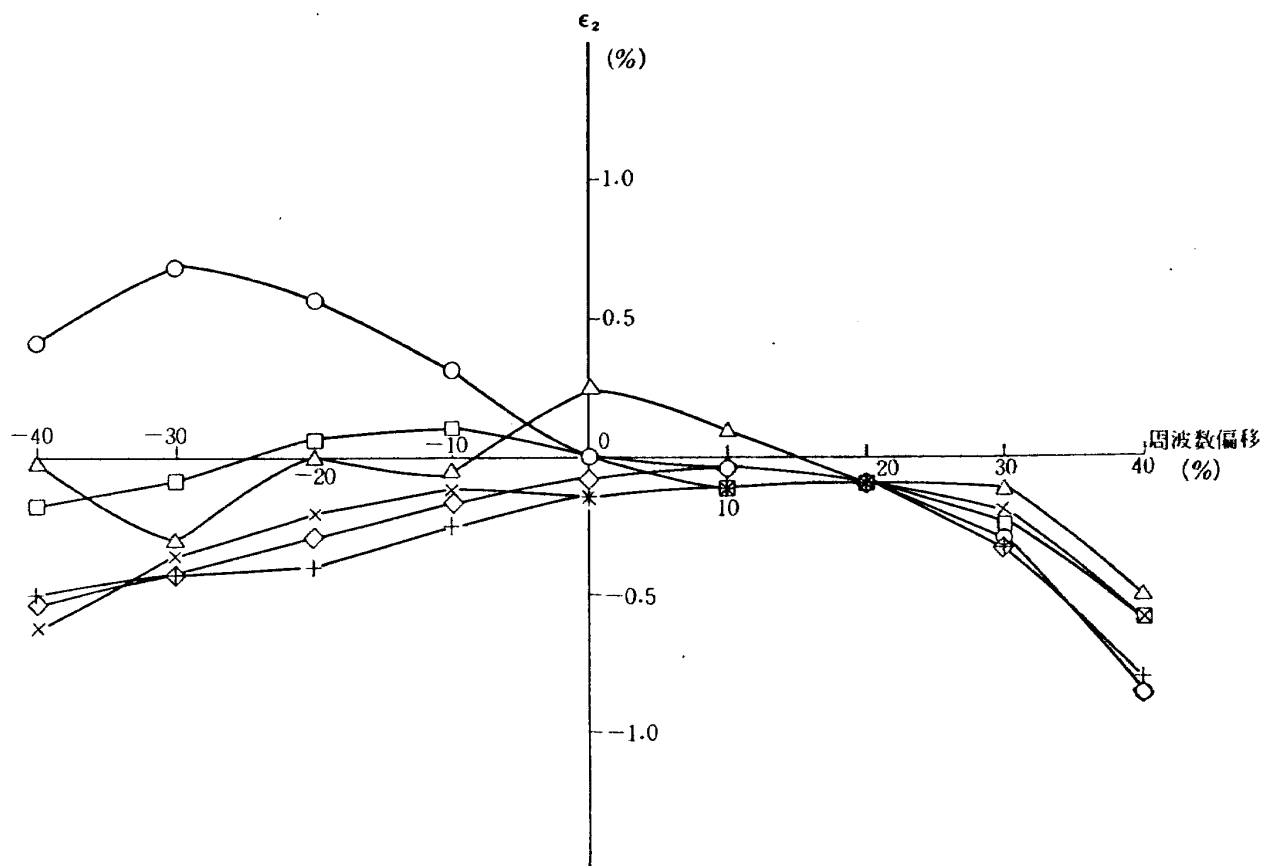


(b) No. 2

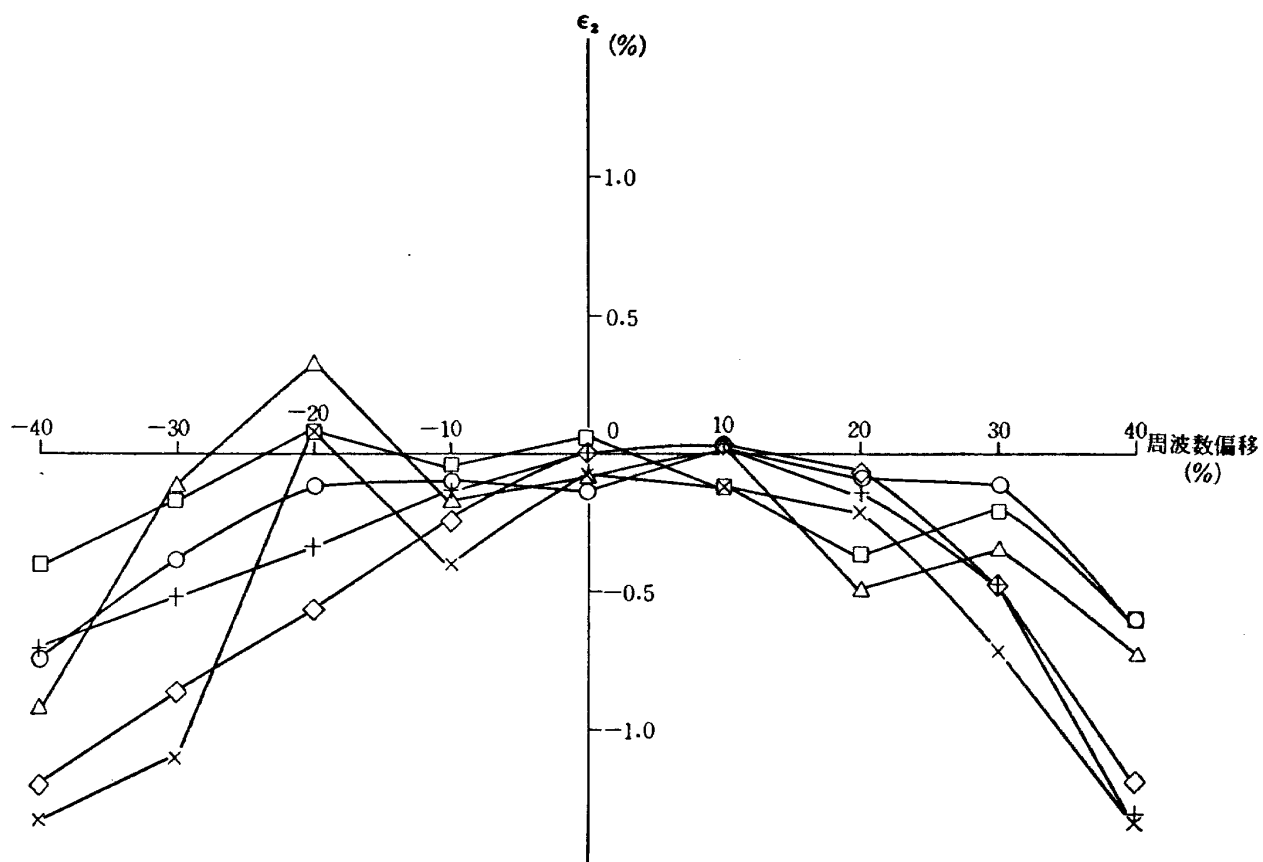
第 3.12 図 FM 再生増幅器の直線性



第 3.12 図

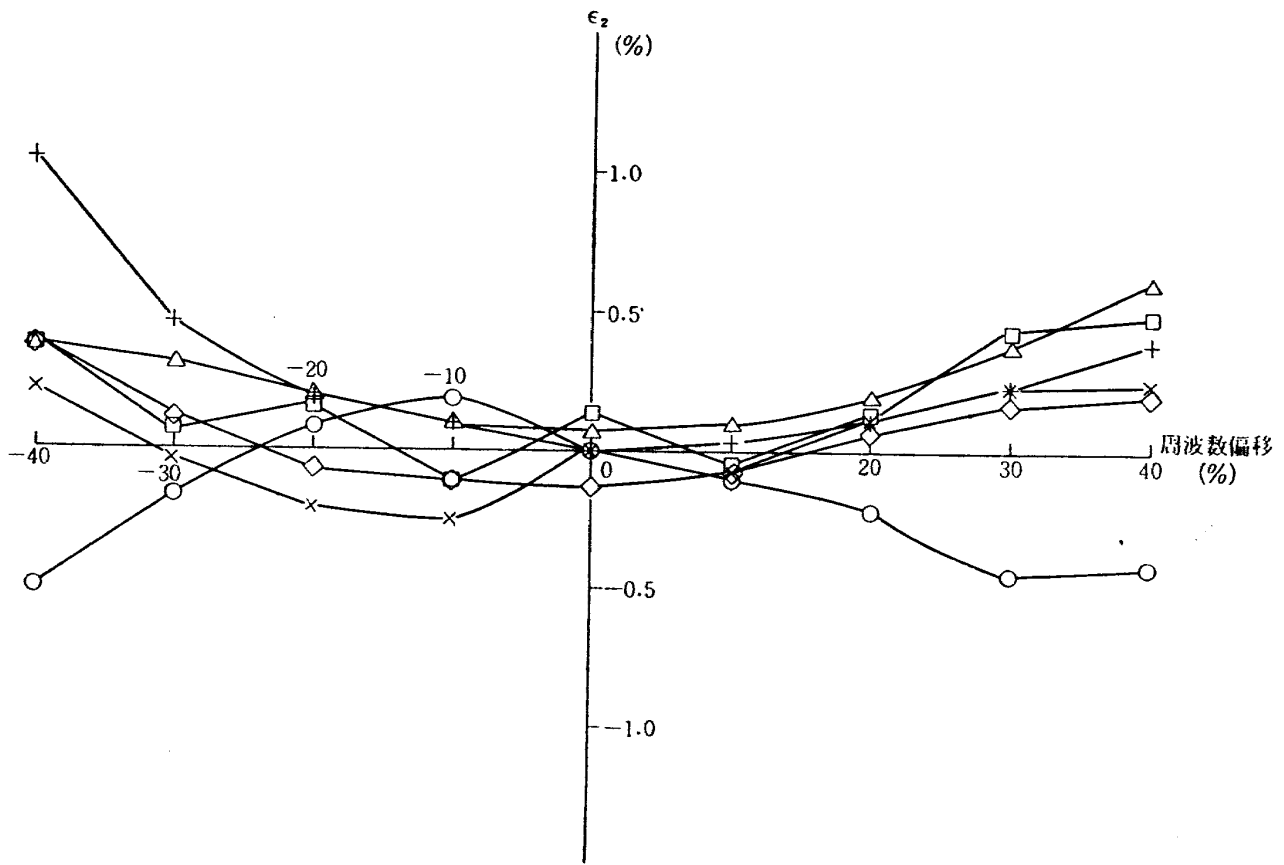


(e) No. 5

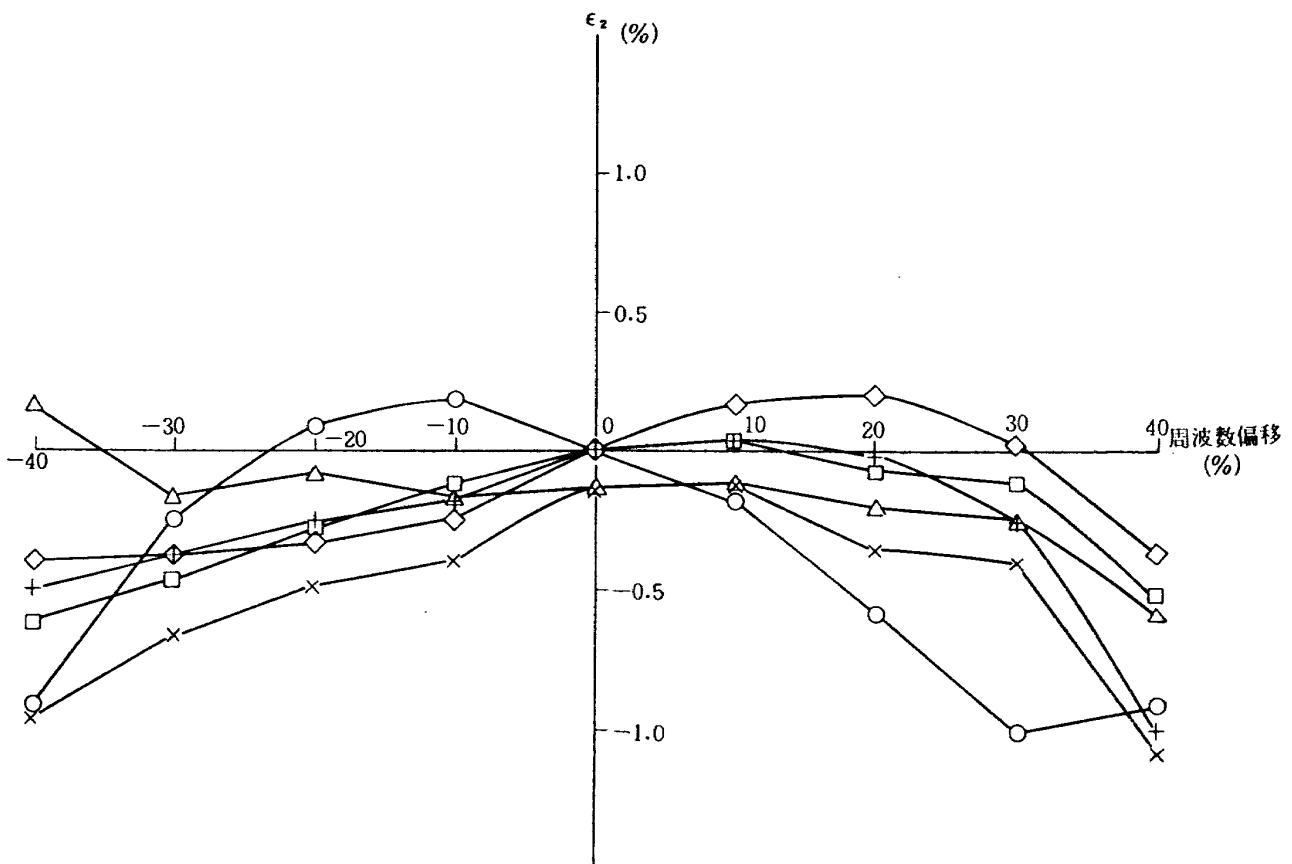


(f) No. 6

第 3.12 図

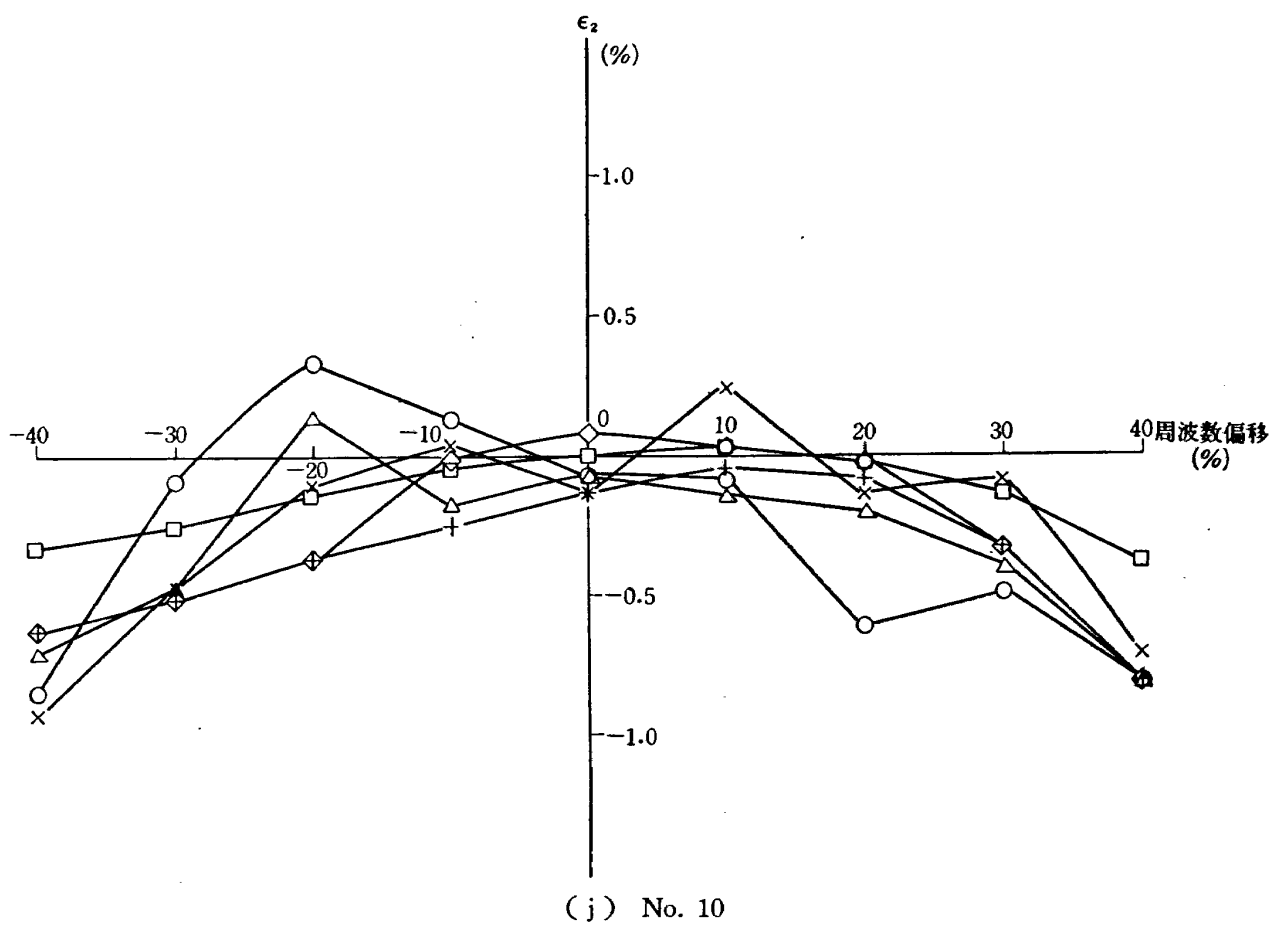
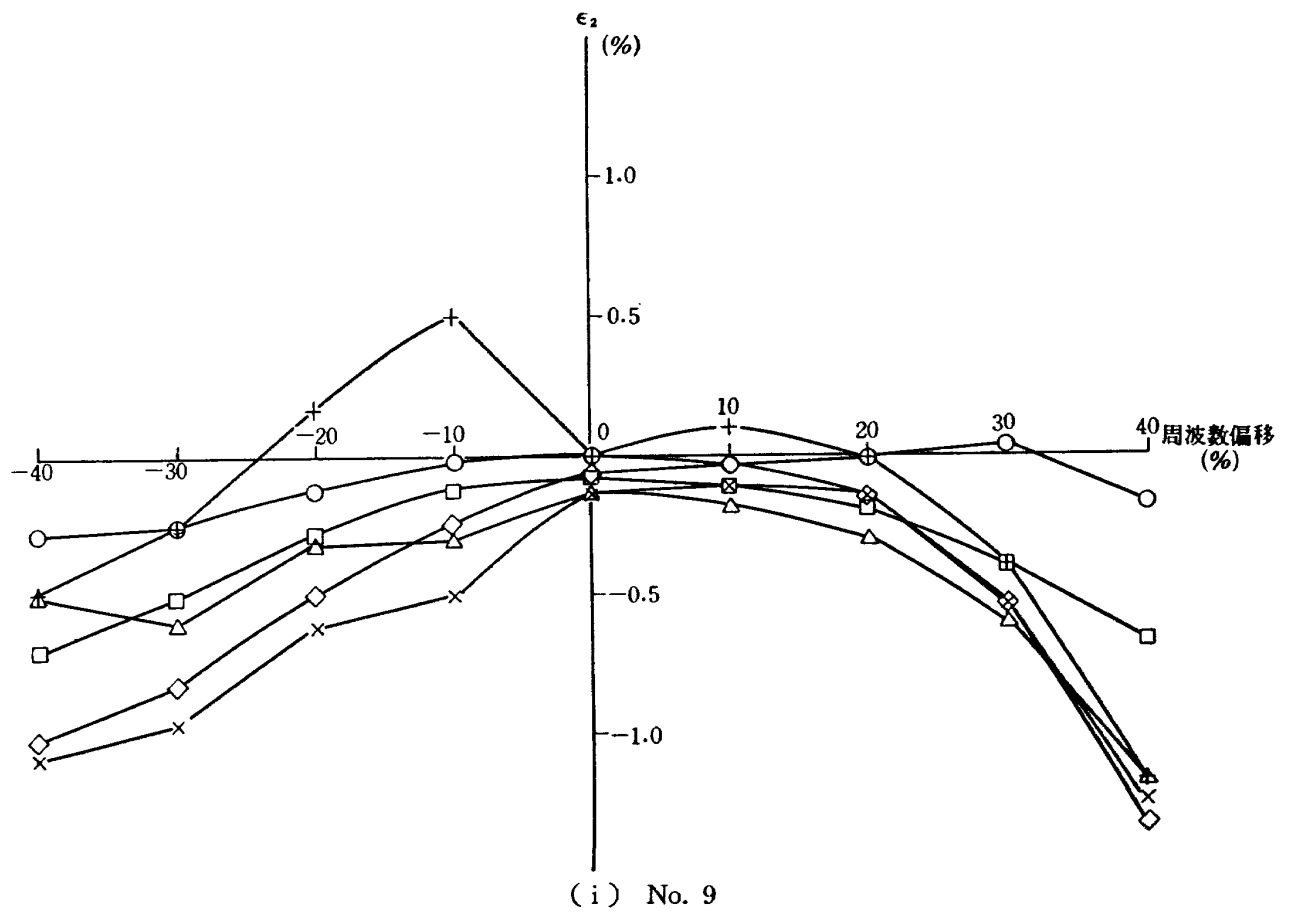


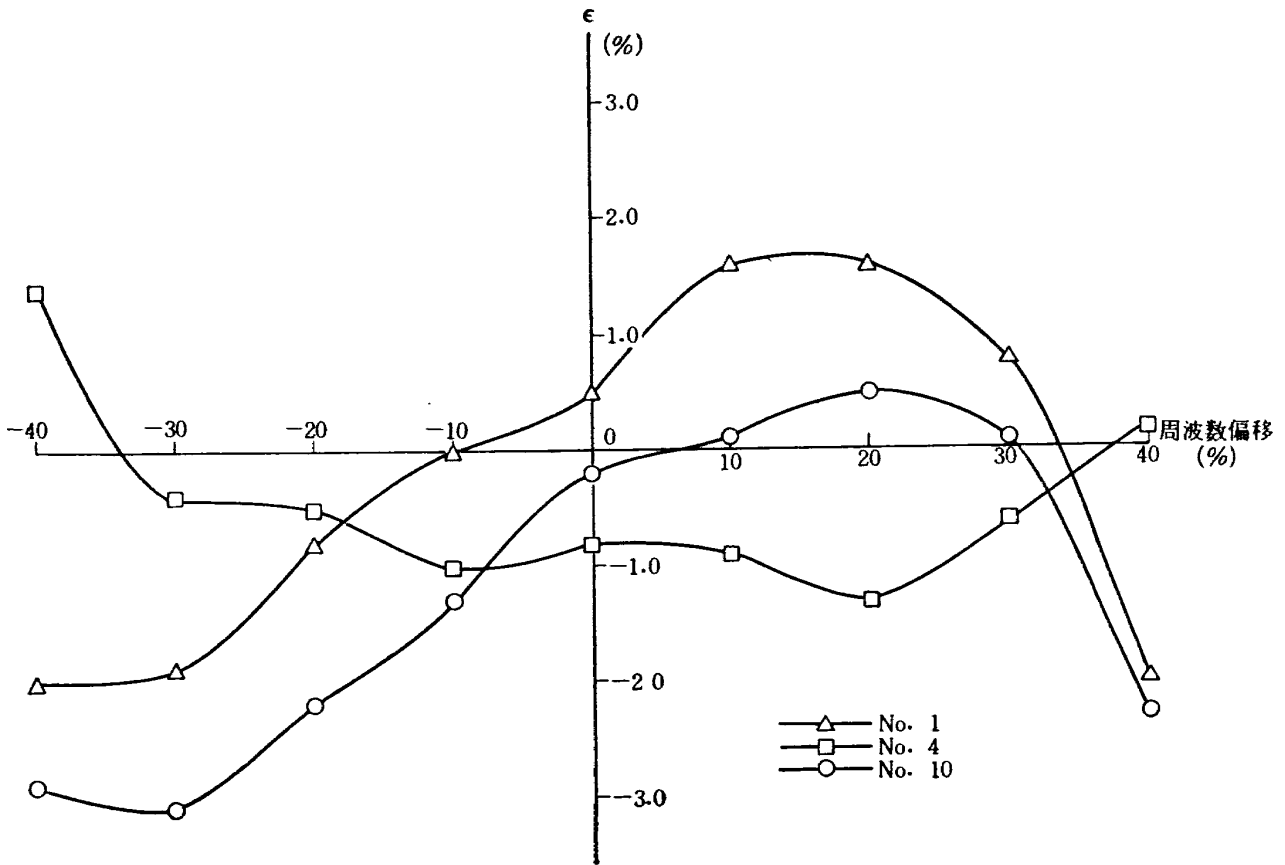
(g) No. 7



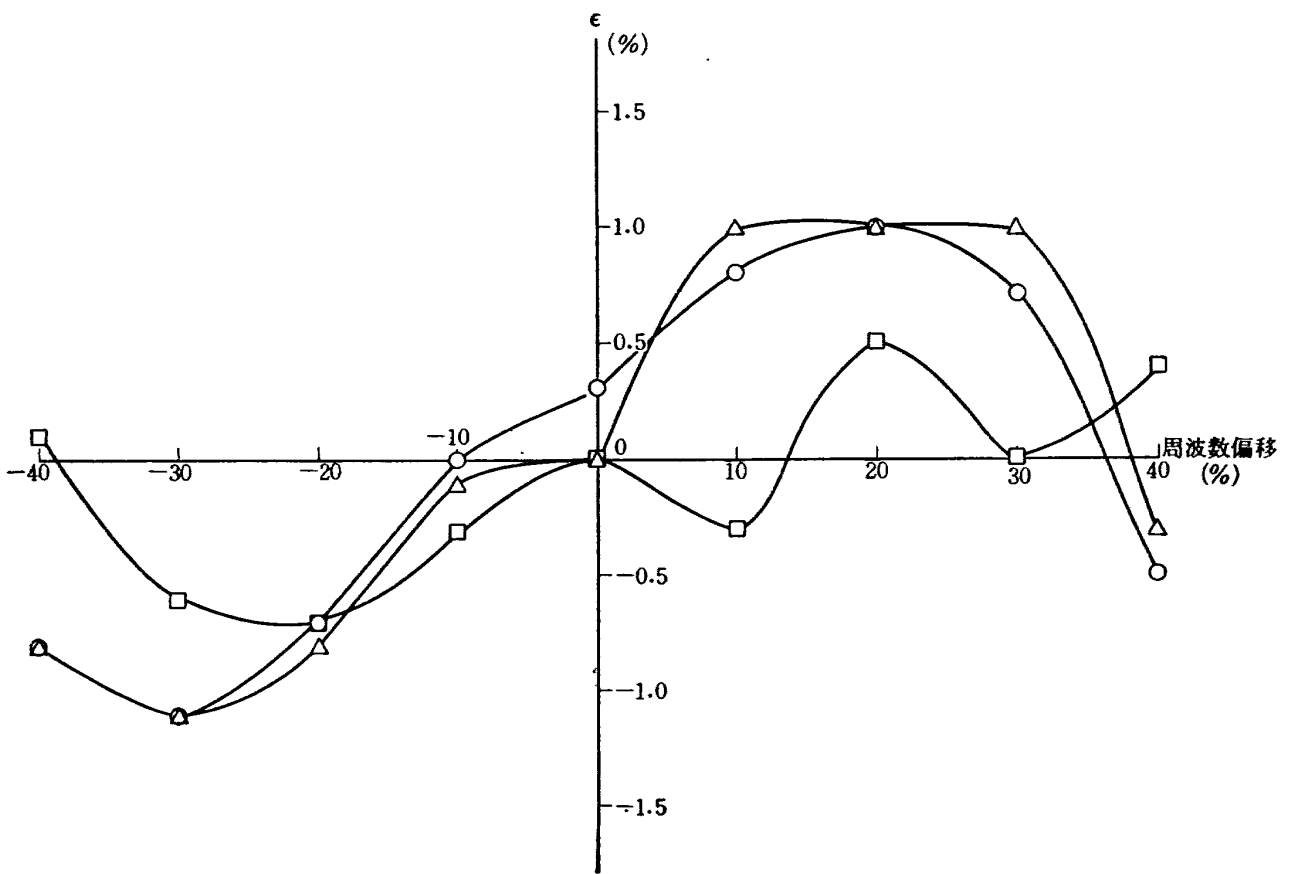
(h) No. 8

第 3.12 図



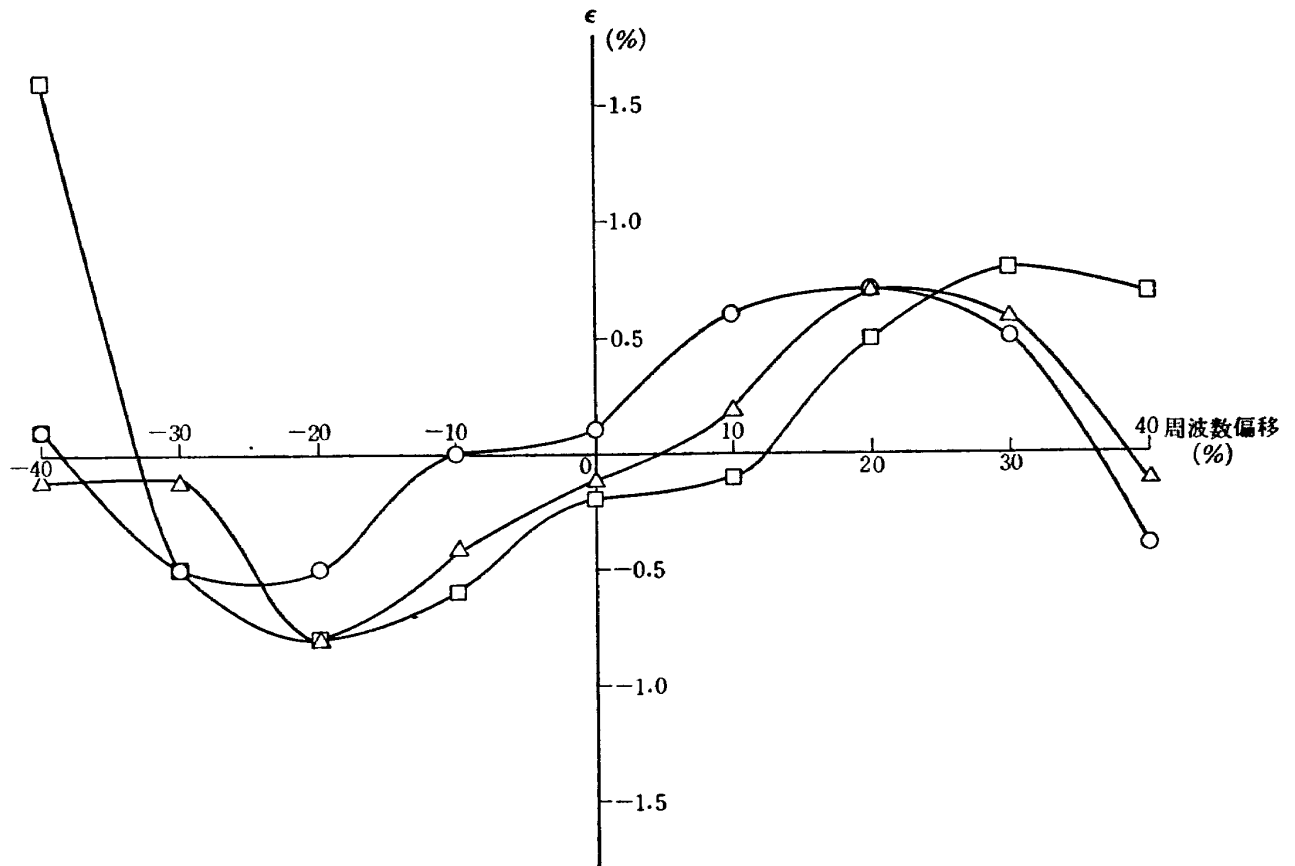


(a) 60 ips

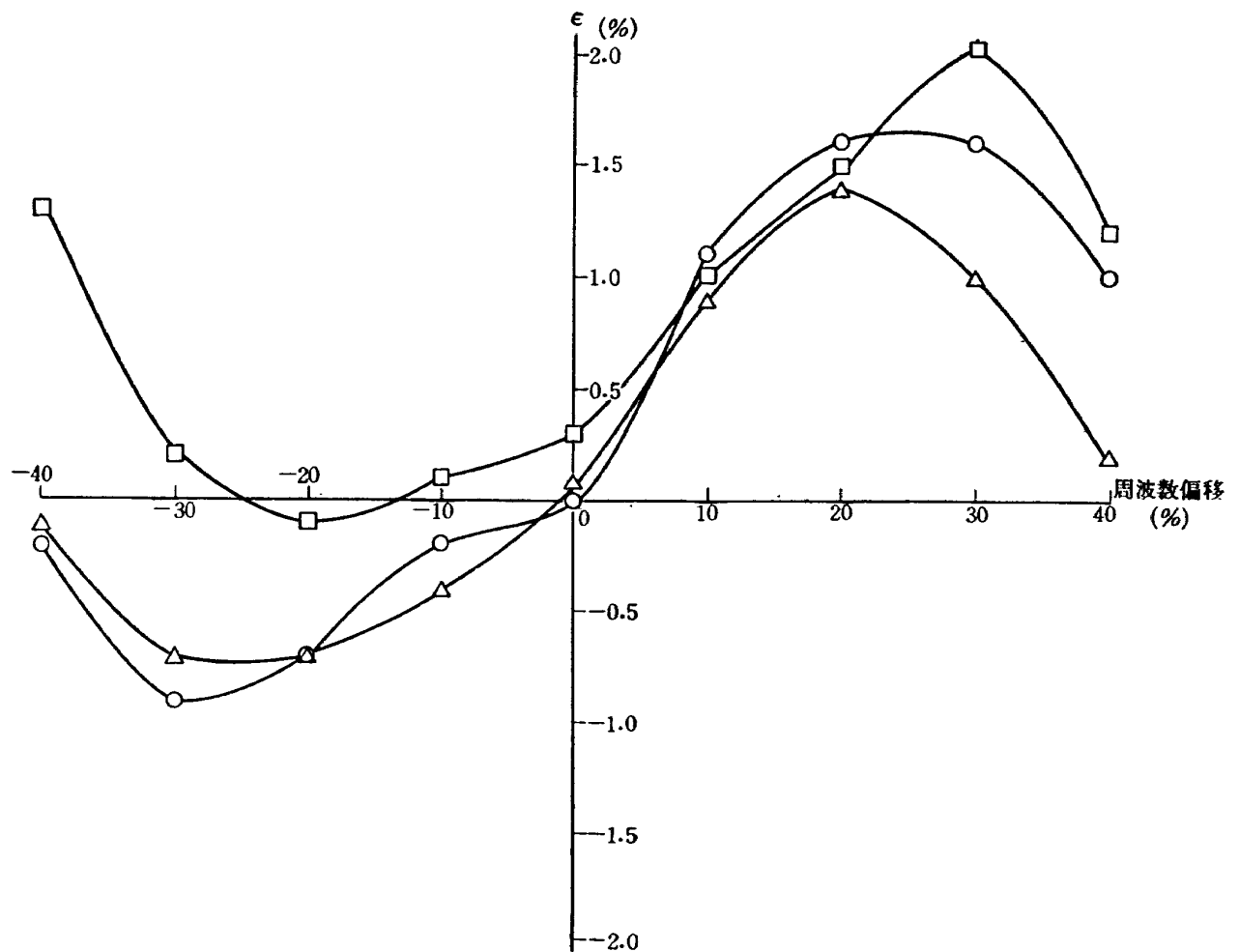


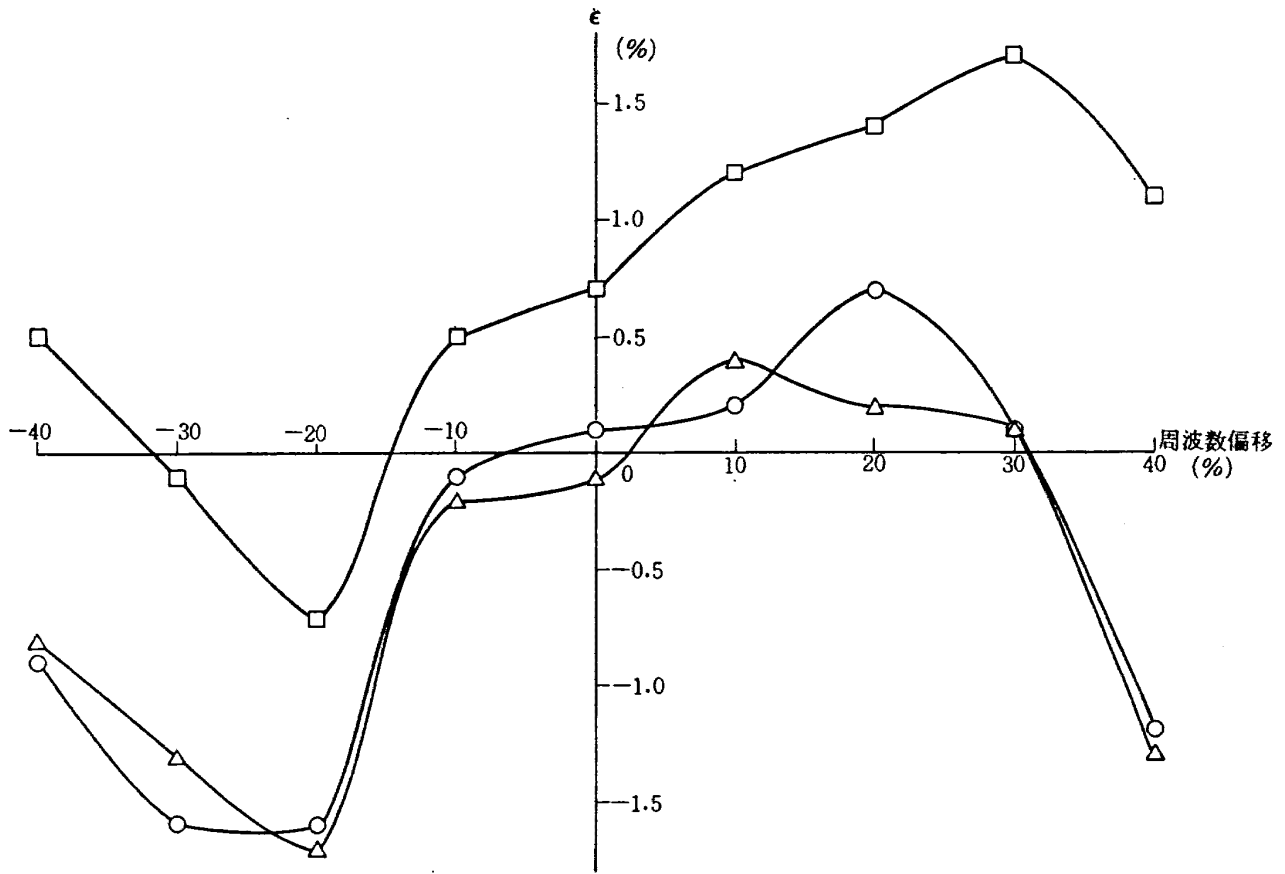
(b) 30 ips

第 3.13 図 FM 総合直線性

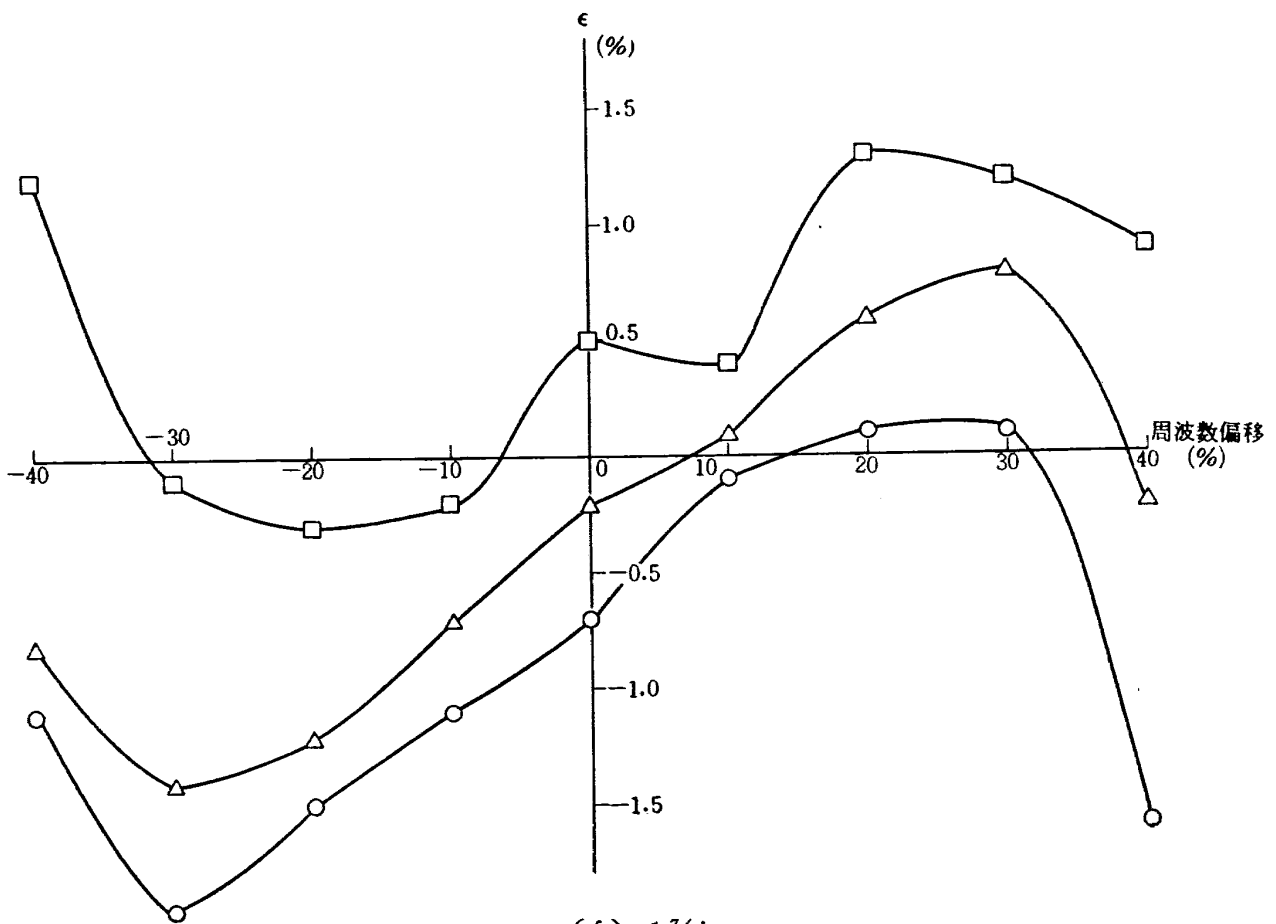


(c) 15 ips

(d) 7 1/2 ips
第 3.13 図



(e) $3\frac{3}{4}$ ips



(f) $1\frac{7}{8}$ ips

第 3.13 図

第 3.8 表 SN 比 (FM 方式)

テープ速度	実 測 値	平 均 値
60 ips	47~51 dB	50 dB(0.32%)
30	50~54	52 (0.25%)
15	49~51	50 (0.32%)
7½	47~50	49 (0.35%)
3¾	44~45	44 (0.63%)
1⅞	41~42	42 (0.79%)

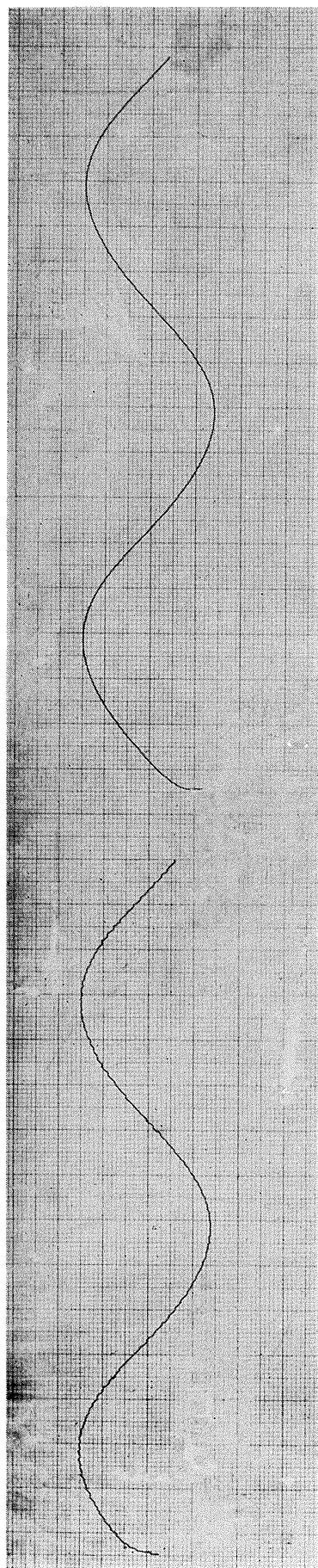
力の時の再生出力とこれとの比を SN 比とする。第 3.8 表に SN 比を 10 トラックにわたって測定して得た値の範囲と平均値を示す。雑音の要因として、記録器内部発生のももの他に、テープのワウ・フラッタが考えられ、それを軽減するためにフラッタ補償回路を付加するようになっている。これは、基準周波数のパイロット信号をデータと同時に記録し、再生の際ワウ・フラッタによって生ずる誤差電圧をデータの再生出力より差し引いて補償するものである。これを用いた時 SN 比がどの程度向上するかを調べて見た。3.1 で述べたように、ワウ・フラッタはテープ速度の低いほど大きい傾向があるので、1⅞ ips について補償回路を使用すると、SN 比は第 3.8 表の値より 3 dB 改善された。しかし、他の速度では、測定値としてはっきり現われるほどの改善が認められなかった。第 3.14 図に、1⅞ ips で 0.5 c/s の信号を記録し再生した場合、フラッタ補償の有無による再生波形の比較を示してあるが、補償を行なうと細かいレベル変動が消えるのが明瞭に見られる。

3.3.4 歪 率

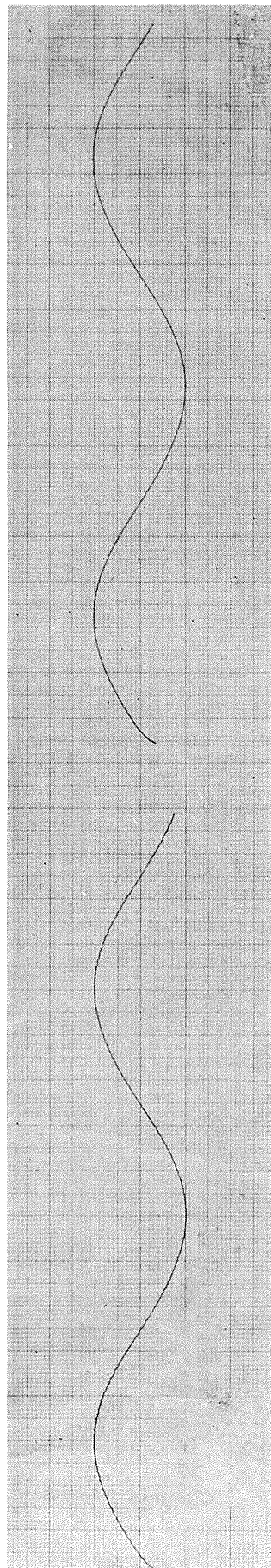
入力信号に対する再生信号波形の歪は、当然誤差の一因となる。これを正弦波を記録再生して歪率を測定することによって求める。第 3.9 表は、各テープ速度において、それぞれ最高応答周波数の 10 % と 50 % に相当する周波数の正弦波を記録した場合の出力波形歪率である。入力波形が 0.5 % の歪率を有しているので、これを考慮すれば表の値はやむを得ない程度のものと思われる。

3.3.5 速度の step down による誤差

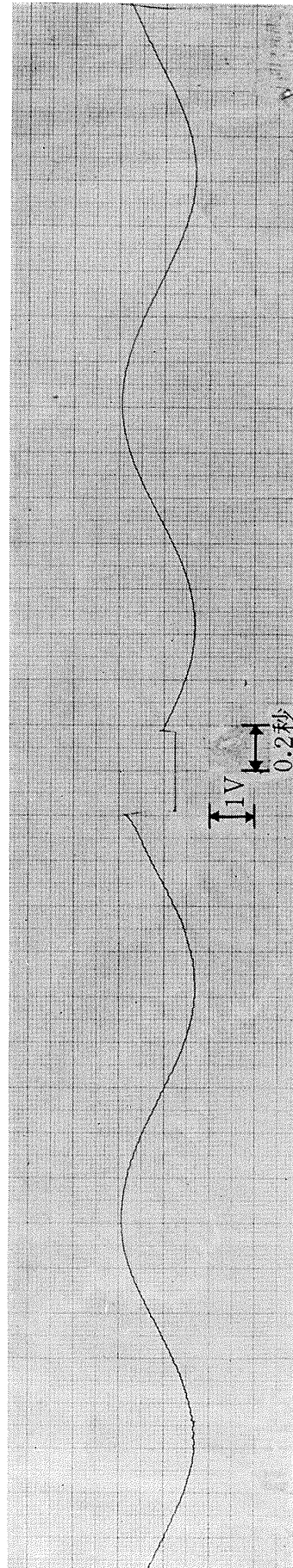
記録した現象の時間次元を引き伸して再現するために、記録速度と異なる速度で再生した場合、誤差が生じないかを調べておく必要がある。60 ips で搬送波 54 kc を記録し、他の速度で再生した周波数を測定して誤差を求めたのが第 3.10 表である。速度切替は、ベルト・プーリによる 3 段切替式 (60-30, 15-7½, 3¾-1⅞) であって、表中 15, 7½ ips の誤差がやや大きいのは、その段のプーリ減速比の誤差を示すものと思われる。いずれにしても各段とも問題となりうるほどのものではない。



本設備アナログテープ再生装置で記録したものの



遷音速風洞計測室で記録したものの



(フラッタ補償をしない場合)

超音速風洞計測室で記録したものの

(フラッタ補償をした場合)

第 3.14 図 フラッタ補償の効果

第 3.9 表 歪 率 (FM 方式)

テープ速度	10% 周 波 数	50% 周 波 数
60 ips	1.1%	0.8%
30	0.9	0.8
15	1.0	1.5
7½	1.0	1.4
3¾	1.3	1.7
1⅞	1.4	1.7

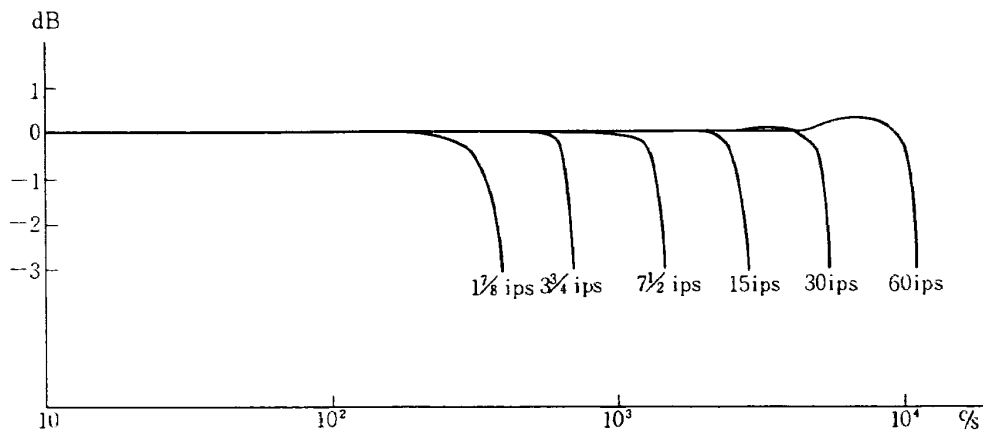
第 3.10 表 速度 step down による誤差

テープ速度	再生周波数測定値	速度比より計算した周波数値	速 度 誤 差
60 ips	54.005 kc		
30	27.008	27.003 kc	0.02%
15	13.471	13.501	-0.22
7½	6.736	6.751	-0.22
3¾	3.372	3.375	-0.09
1⅞	1.686	1.687	-0.06

3.3.6 周波数応答

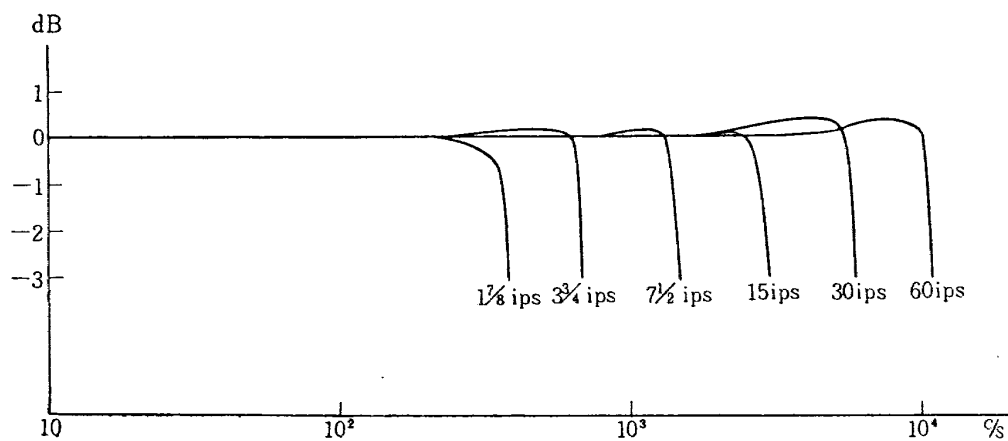
各チャンネル毎に、各テープ速度について記録再生を通して周波数対振幅特性を測定した。ただし入力電圧は 0d Bm ($0.778 V_{rms}$) である。第 3.15 図 (a)~(j) が測定結果を示したもので、いずれも第 3.7 表の規定を満たしている。

以上、FM 記録方式の諸特性を実測したが、この結果から処理データの精度に影響を与えると思われるものは、直線性、SN 比、歪率である。SN 比は $7\frac{1}{2}$ ips 以上のテープ速度ではあまり問題

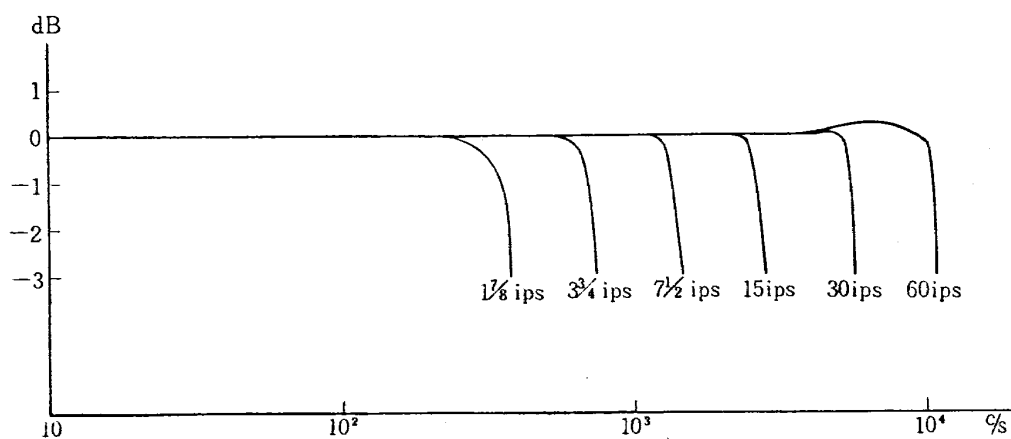


(a) 第1チャンネル

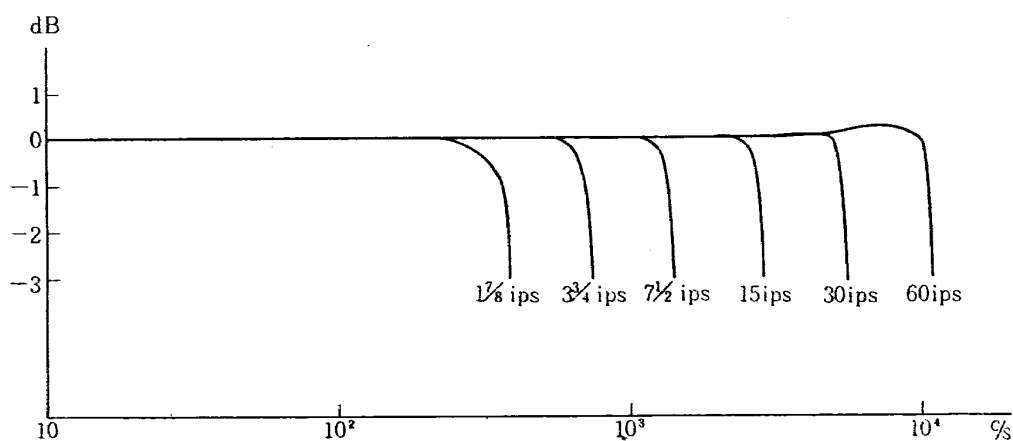
第 3.15 図 周波数特性曲線 (FM 方式)



(b) 第2チャンネル

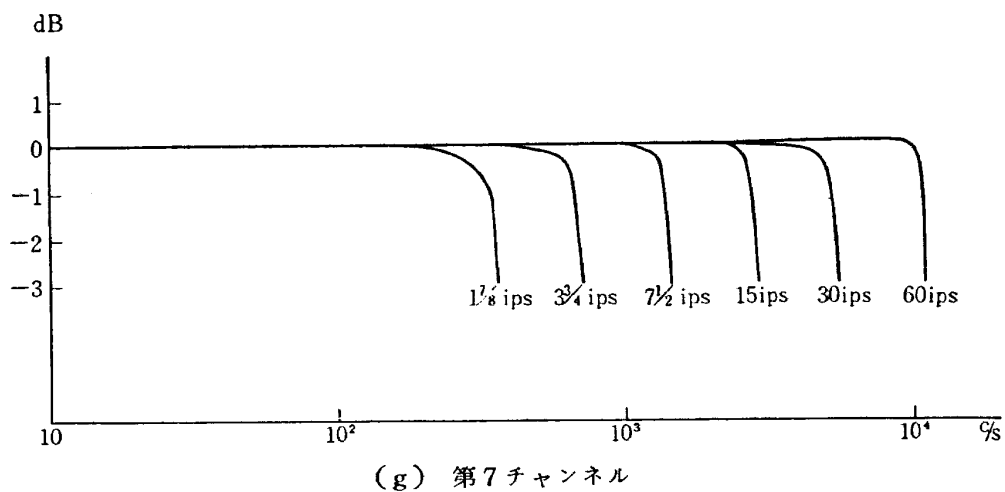
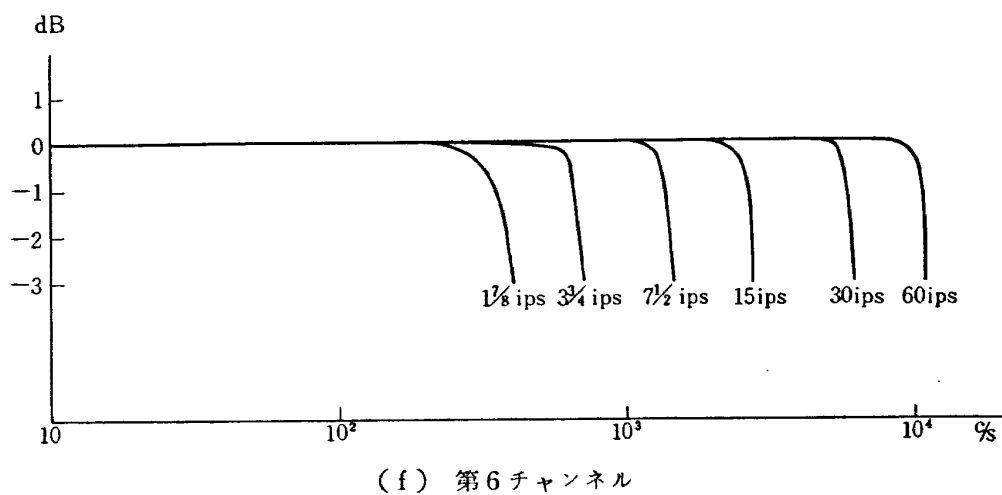
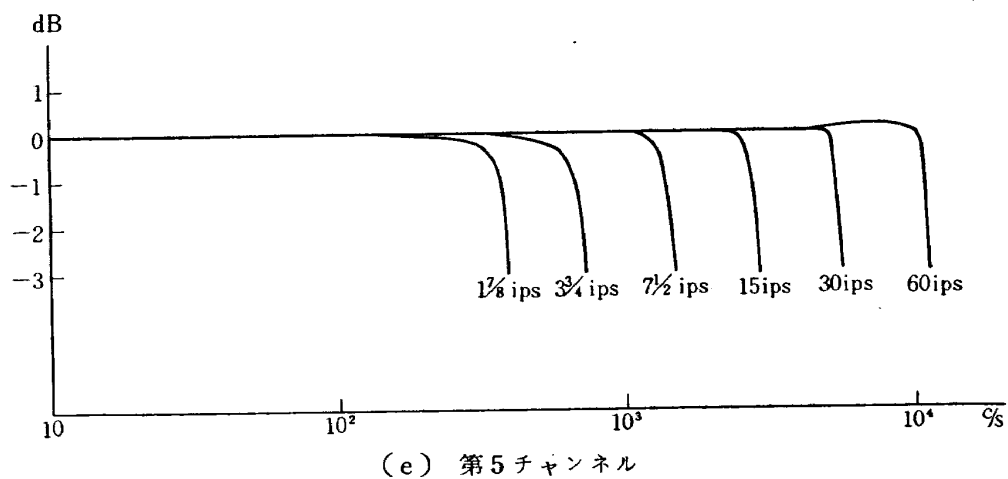


(c) 第3チャンネル

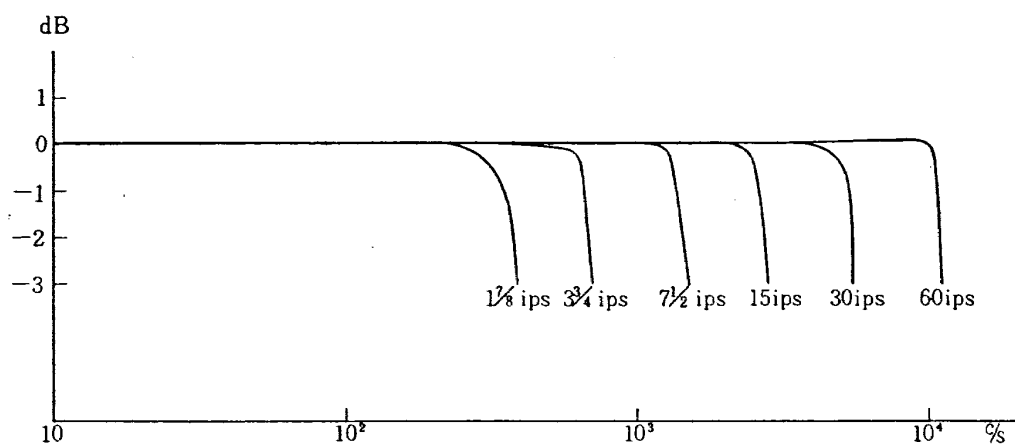


(d) 第4チャンネル

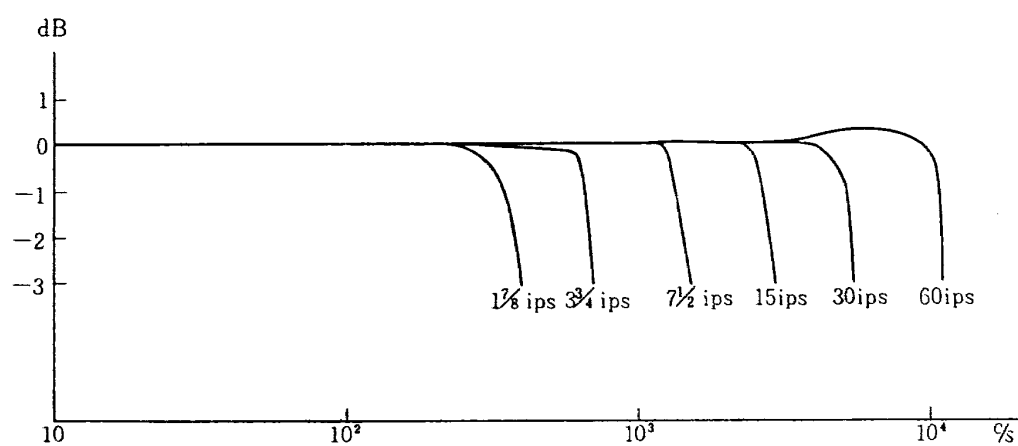
第 3.15 図



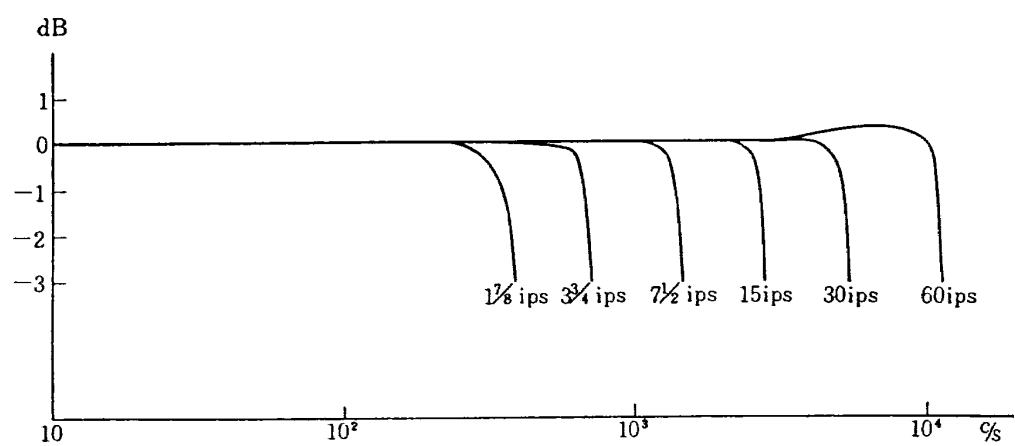
第 3.15 図



(h) 第8チャンネル



(i) 第9チャンネル



(j) 第10チャンネル

第 3.15 図

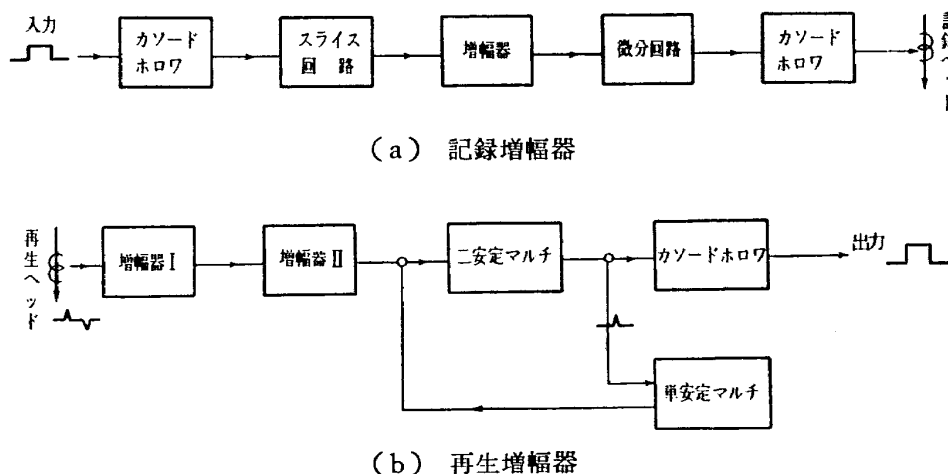
ではないが、 $3\frac{3}{4}$ ips と $1\frac{7}{8}$ ips で（フラッタ補償をして）0.6 % 程度となる。歪率も低速度ほど悪く、この測定条件で 1 % を超えている。しかし最も問題となるのは直線性であって、記録再生を合わせてほしい 1.5~2 % 程度、ものによって 3 % に達する部分があり、一般に 60 ips における値が大きい。しかし、曲線の形から判るように、40 % 偏移における値を犠牲にして 30 % 偏移以下の部分をもっとよくするように調整をすれば、60 ips を除いて大部分が 1 % 以内に収まることが可能であろう。

これらの特性値は、装置の調整を十分行なって良好な状態として採った値の平均値であって、繰返して得る値は多少変動するが、調整状態を変えることによる値の変化が非常に大きく、実用時にも常に調整に意を用い、最良の状態で使用するように注意すべきである。

3. 4 PWM 記録方式

PWM 方式は FM 方式と同様に広く計測データの記録に用いられる。この方式は commutated PWM system（多数のチャンネルをコミュテータで順次サンプリングして多重化し、その振幅に比例した幅を持つパルスを作る）、および PWM as a continuous carrier system（1 チャンネルを一定の周期でサンプリングし、その振幅に比例した幅をもつパルスを作る）の二つに分けられるが、前者の commutated PWM が一般に使われている。この方式は比較的遅い現象で、かつチャンネル数の多い場合に適しており、幅 $90\mu\text{s}$ が零に、 $660\mu\text{s}$ がフルスケールに対応するよう変調された矩形波パルスを記録する。このパルスの記録再生は広い周波数帯を要するので、帯域の狭い低いテープ速度では不適當であって、15 ips 以上の速度でなければ使用しない。この方式について測定した事柄は、最小パルス幅における誤差、信号の立上り時間による誤差、フラッタによる誤差および再生増幅器の出力波形等である。

第 3.16 図は PWM 方式のブロック図で、(a) が記録増幅器、(b) が再生増幅器を示す。記録



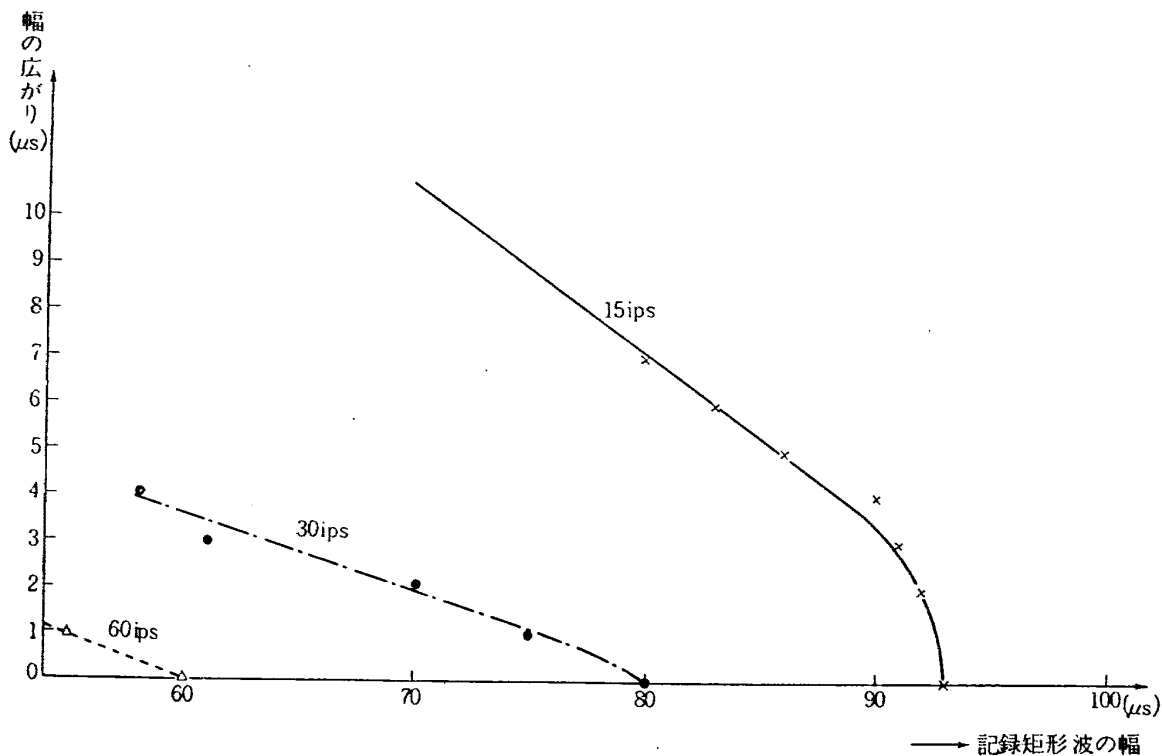
第 3.16 図 PWM 方式記録再生ブロック図

部では、入力信号の矩形波は振幅の中心でスライスされ、それを飽和レベルまで増幅してから微分回路を経て、記録ヘッドに加えられる。再生部では、再生ヘッドに誘起されたパルスは増幅器ⅠおよびⅡで十分増幅され、二安定マルチをトリガし、元の矩形波をうる。なおドロップアウト等による二安定マルチの誤動作を防ぐために単安定マルチが付加されている。この単安定マルチは、元の矩形波の前縁を示す正のパルスだけでトリガされ、 $1,000\mu\text{s}$ 後に再び元の状態に復帰するように調整されているので、この時まだ二安定マルチがリセットされていない場合には、このパルスでリセットされる。

3.4.1 最小パルス幅における誤差

テープ上に記録された信号を再生すると、再生ヘッドの微分作用により、記録された矩形波の前縁と後縁に対応する正と負のパルスが取り出される。しかしテープ速度が低過ぎると帯域幅が狭くなるため、それぞれのパルスがなまり、次段にある二安定マルチをトリガする時点が不明確となる。このため、規定値より幅の狭い矩形波を記録すると再生出力矩形波は若干広がってくる。

入力矩形波の幅をいろいろ変えた場合の測定結果を第 3.17 図に示す。この図で、記録される矩形波の幅が狭くなるにつれて、出力における矩形波の幅は広がり、その関係がだいたい比例している。テープ速度が 60 ips, 30 ips ではそれぞれ $60\mu\text{s}$ および $80\mu\text{s}$ 以下のパルス幅に対して初めてこの影響が出てくるので、実用上問題とならないが、15 ips ではパルス幅 $93\mu\text{s}$ で現われ、 $90\mu\text{s}$ で



第 3.17 図 最小パルス幅における誤差

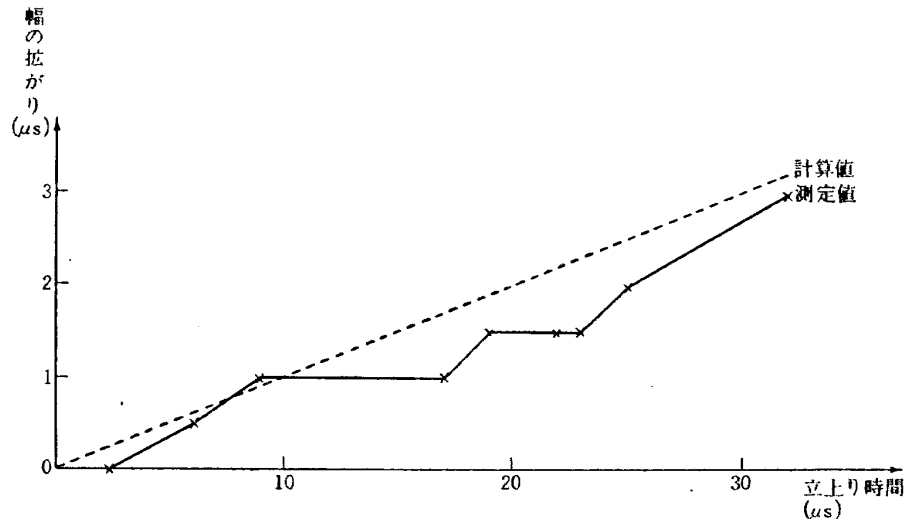
は $3.5 \mu\text{s}$ も出力矩形波が広げられるので注意しなければならない。パルス幅の広がり の許容範囲を、Ampex 社の仕様にしたがってテープ速度が 60 ips および 30 ips では $2 \mu\text{s}$ 以内、15 ips では $4 \mu\text{s}$ 以内とすれば、各テープ速度に対して使用しうる最小のパルス幅は第 3.17 図より第 3.11 表のごとく定められる。

第 3.11 表 使用可能な最小パルス幅

テープ速度 (ips)	広がり値の許容 (μs)	使用しうる最小パルス幅 (μs)
60	2	38
30	2	70
15	4	89

3.4.2 記録矩形波の立上り時間による誤差

データでパルス幅変調されて得た矩形波は、記録増幅器でその波形の振幅中心より $\pm 0.6 \text{ V}$ だけをスライスし、それを飽和レベルまで増幅して記録される。したがって、実際に記録されるパルス幅はスライスされた部分の前縁から後縁までの間となり、初めの矩形波より若干広がってくる。パルス幅の広がり の大きさは、主として入力矩形波の立上り時間、立下り時間およびスライス幅に関係する。第 3.18 図はいろいろな立上り時間を持つ矩形波を記録し、その再生波形のパルス幅の



第 3.18 図 入力矩形波の立上り時間と拡大されるパルス幅との関係

広がりを測定して得たものである。図中計算値とあるのは、入力矩形波の立上りと立下り時間が等しく、その波高値が 10 V で、中心より $\pm 0.6 \text{ V}$ だけスライスして完全に飽和レベルまで増幅した場合を理論的に求めたものである。 ΔT をパルス幅の広がり、 T_r をパルスの立上り時間とすると下のごとき関係がある。

$$\Delta T \doteq 0.1 T_r \quad (3.1)$$

この図よりスライス幅を一定とした場合、パルス幅の拡がり、は、入力矩形波の立上り時間に比例していることがわかる。通常入力矩形波の立上り時間は $10\ \mu\text{s}$ 以内であるので、このために拡げられるパルス幅は式 (3.1) より約 $1\ \mu\text{s}$ 以内となる。

3.4.3 フラッタによるパルス幅の変動

フラッタによりテープ上の PWM 波形の前縁と後縁を表わす二個のパルス間隔に変動を生ずるので、再生パルス幅に誤差が与えられることになる。フラッタによるパルス間隔の変動は Davies によれば次式で表わされる²⁾。

$$\sigma^2 = \frac{\alpha^2 T}{B} \quad (3.2)$$

ただし σ : 間隔変動の標準偏差 (sec)

α : フラッタ (% rms)

B : フラッタの帯域幅 (c/s)

T : 2 個のパルス間隔 (c/s)

パルス幅の変動について測定した値と、上式によって求めた値を第 3.12 表に示す。なお、その時のフラッターメーターによるフラッタの測定値も併せて記した。これからフラッタの影響を軽減するためには速いテープ速度を用いるのが効果的であることが判る。

第 3.12 表 PWM 波に対するフラッタの影響

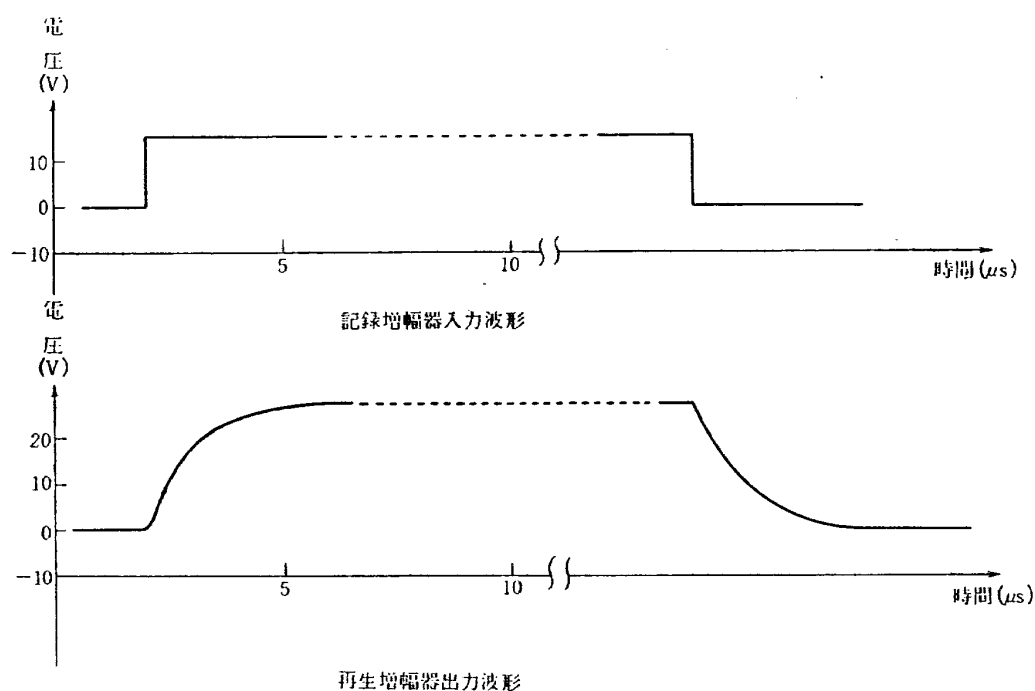
テープ速度 (ips)	測定によるパルス幅 変動 (μs)	計算によるパルス幅 変動 (μs)	フラッタ (%rms)
15	± 1.8	± 1.5	0.3
30	± 0.6	± 0.37	0.1
60	± 0.4	± 0.26	0.06

3.4.4 出力波形

PWM 再生増幅器の出力波形は理想的な矩形波ではなく、浮遊容量による積分作用を受けて波形の前縁および後縁がなだらかになる。オシロスコープで観測した波形が第 3.19 図で、これより立上り時間立下り時間共約 $1.5\ \mu\text{s}$ あることがわかる。しかしこれをデジタル変換する際には、入力整形回路を通すことによってほとんど影響をなくすることができる。(4.2.1 参照)

3.4.5 精 度

上記測定より得た誤差の和を PWM 記録方式における総合誤差であると考えて、第 3.13 表に示す。まず第 1 に、実用最小パルス幅 $90\ \mu\text{s}$ に対してはテープ速度が 60 ips および 30 ips ではパ



第 3.19 図 PWM 波形の変化

第 3.13 表 PWM 記録精度

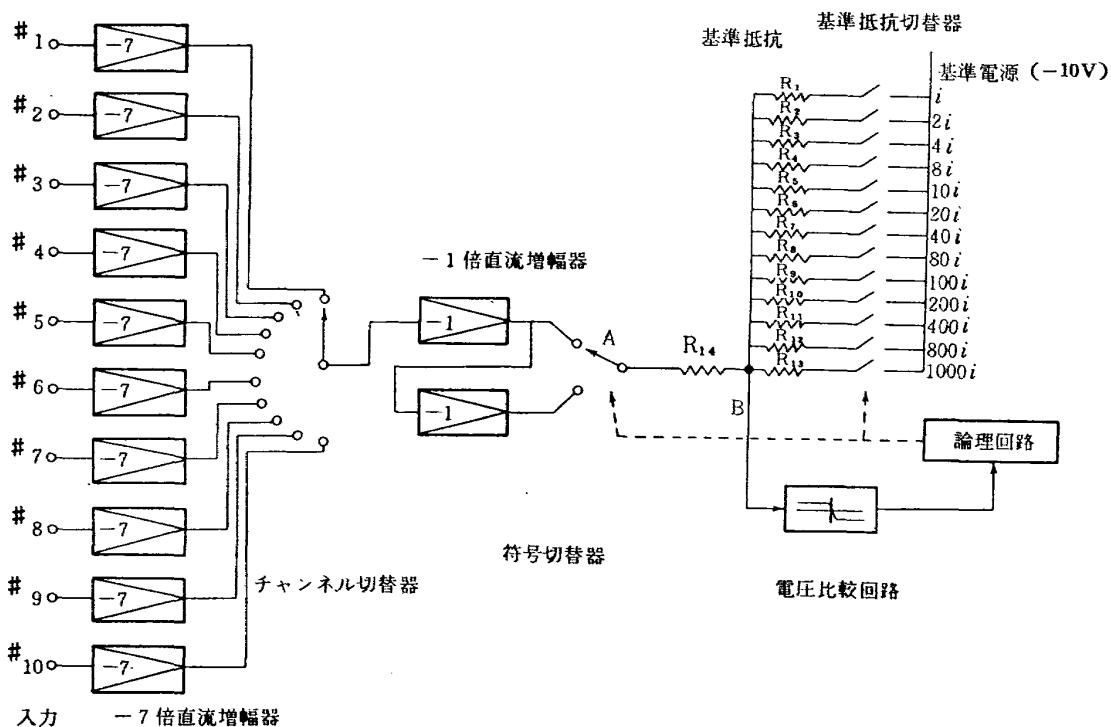
項 目	テープ速度	15 ips	30 ips	60 ips
最小パルス幅による誤差 (90 μ s に対して)		3.5 μ s	0	0
記録波形の立上り時間による誤差		1 μ s	1 μ s	1 μ s
フラッタによる誤差		$\pm 1.8 \mu$ s	$\pm 0.6 \mu$ s	$\pm 0.4 \mu$ s
総合誤差 (フルスケール 570 μ s に対して)		$\pm 0.49\%$	$\pm 0.28\%$	$\pm 0.25\%$
パルス幅 90 μ s における誤差		$\pm 6.3 \mu$ s 以下		

ルスの拡がりはないが、15 ips では 3.5 μ s 拡げられることを考慮しなければならない。次に記録波形の立上り時間による誤差は各テープ速度とも同一で約 1 μ s 以下である。第3にフラッタによるパルス幅の変動量はフラッタの大きさとだいたい比例関係にある。これは第 3.12 表の測定値をとって誤差とする。最後に PWM 再生波形の劣化による影響は、ここでは出力波高値の中央におけるパルス幅をとることにすれば誤差は無視しうる。各テープ速度について、それぞれ誤差量を合計し、データのフルスケールに相当する 570 μ s に対する比をとったものが総合誤差で、60 ips では $\pm 0.25\%$ 、30 ips では $\pm 0.28\%$ 、15 ips では $\pm 0.49\%$ となる。テープ速度が 15 ips から 30 ips になると記録再生における精度はかなり良くなるが、30 ips から 60 ips にしても精度はほとんど変わらない。このような誤差の点に加えて、テープの経済性等を考えると、PWM では 30 ips を使用するのが適当であるといえよう。

第 4 章 A-D 変換器と PWM-D 変換器

4.1 A-D 変換器

この方式の変換器の構成を第 4.1 図に示す。10 チャンネルの入力アナログ電圧は -7 倍に増幅された後、チャンネル切替器により走査され 1 チャンネルずつサンプリングされる。この電圧は電

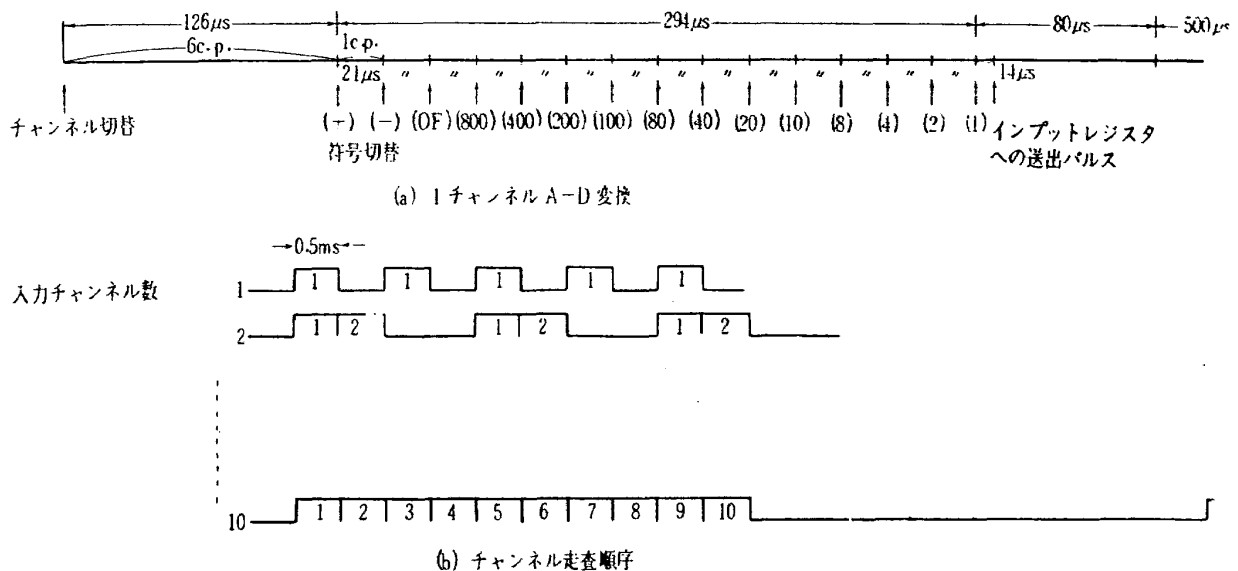


第 4.1 図 A-D 変換器ブロック図

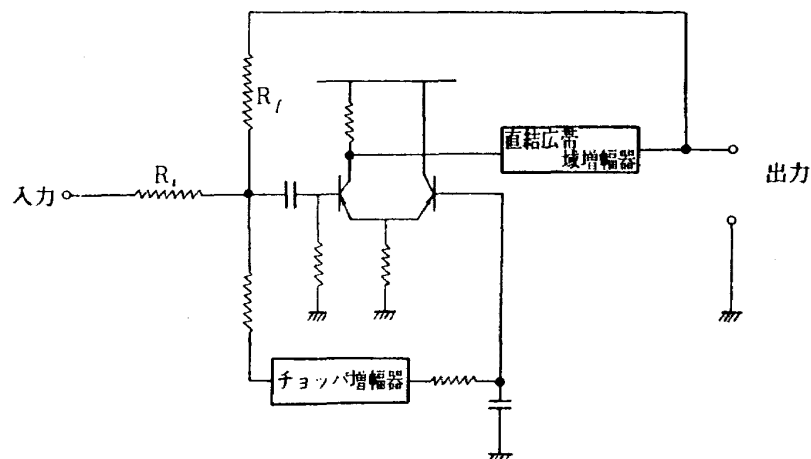
圧比較回路と論理回路によって極性を判別されると同時に、 -1 倍の増幅器により A 点では常に正の電圧が取り出される。この電圧に対して、基準電源 (-10V) と基準抵抗の組み合わせによって作る電圧を比較して、B 点で平衡するよう基準抵抗を最高桁に相当するものから二進十進符号に従って順次切替え、その時の開閉の組み合わせで数値に変換される。この変換器の精度は直流増幅器、電圧比較回路、各種切替器、基準抵抗および基準電源の特性より定まってくる。以下各部分の特性について測定結果を述べる。なお第 4.2 図は本変換器のタイミングおよびチャンネル走査の順序を示す。

4.1.1 直流増幅器の特性

-7 倍および -1 倍の直流増幅器は第 4.3 図のごとく、超低周波での雑音特性のすぐれたトラ



第 4.2 図 A-D 変換器タイミングチャート

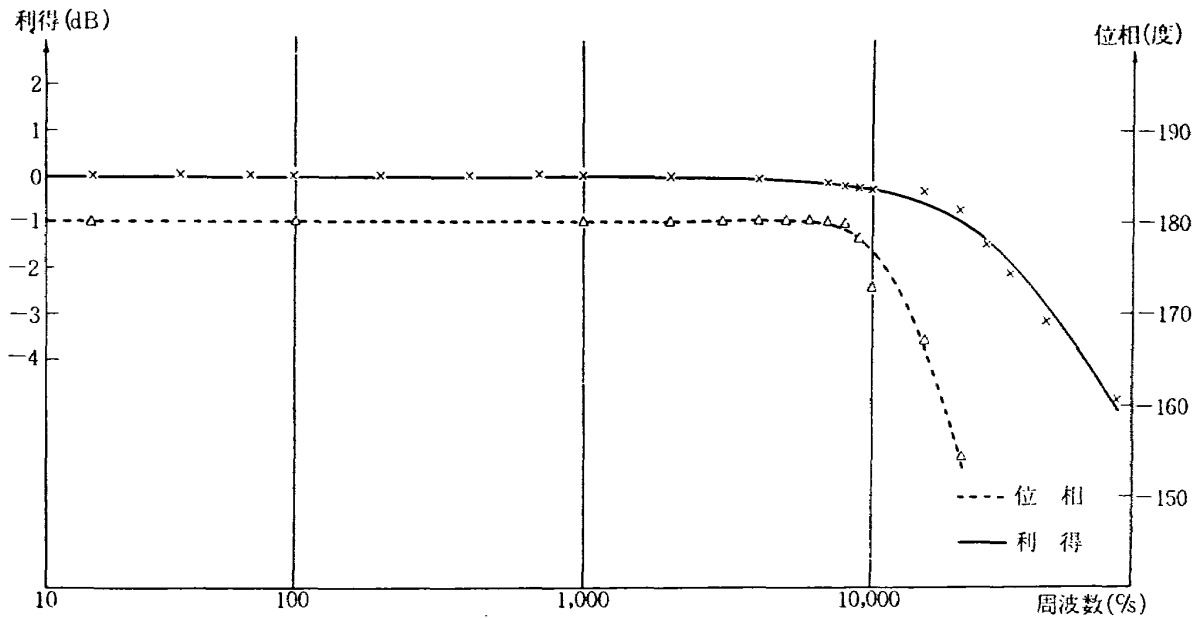


第 4.3 図 直流増幅器概略図

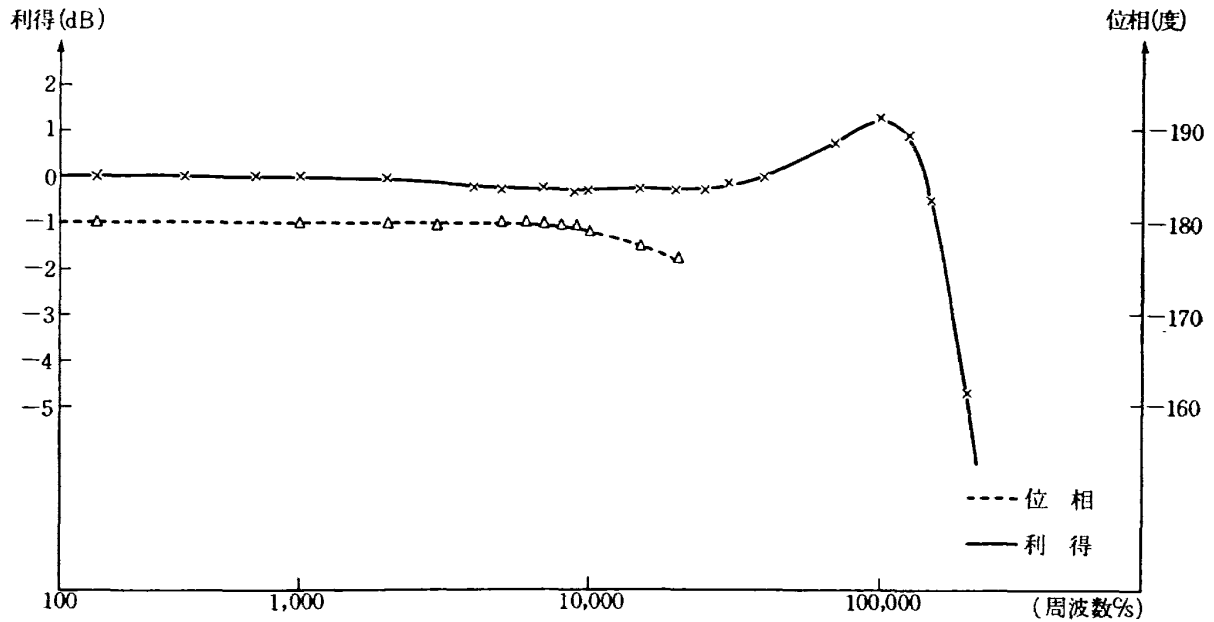
ンジスタチョップ増幅器と広帯域特性のすぐれた直結増幅器とを複合し、さらに抵抗 R_f により負帰還を施し、利得の安定度と直線性を向上させた演算用広帯域直流増幅器の一種である。ここでこれの周波数特性、位相特性、利得と直線性、ドリフト、入力および出力インピーダンス、および歪率を測定した。

第 4.4 図と第 4.5 図は、それぞれ -7 倍および -1 倍直流増幅器の周波数特性と位相特性である。位相特性は両方とも 6 kc までは $\pm 1^\circ$ 以内でフラットであるが、入出力間の電圧は極性が反転している。周波数特性は、両方とも $\text{DC} \sim 2\text{ kc}$ 間は偏差が $\pm 0.1\text{ dB}$ 以内に入っている。 -3 dB までとると -1 倍増幅器の方は $\text{DC} \sim 170\text{ kc}$ で、 -7 倍増幅器の $\text{DC} \sim 40\text{ kc}$ に比べて約 4 倍もある。これはチャンネル切替時における入力波形の立上り時間をできるだけ少なくするため*で

* 増幅器のパルスレスポンスを考えると、帯域幅 f_c と立上り時間 t_r との相乗積は一定で $f_c \cdot t_r \approx 0.35$ という関係がある。この場合 $f_c = 170\text{ kc}$ とすると $t_r \approx 2\text{ }\mu\text{s}$ になる。



第 4.4 図 -7 倍直流増幅器の周波数，位相特性



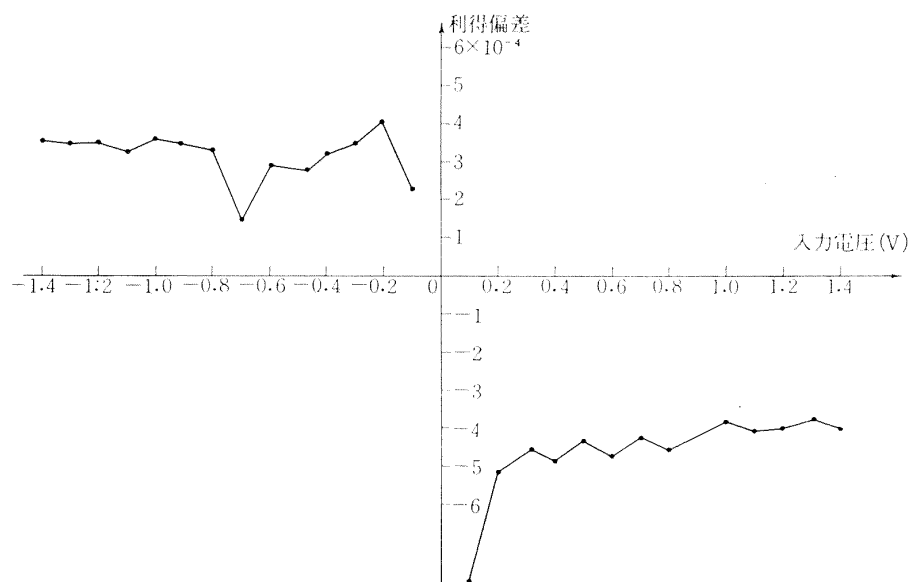
第 4.5 図 -1 倍直流増幅器の周波数，位相特性

ある。

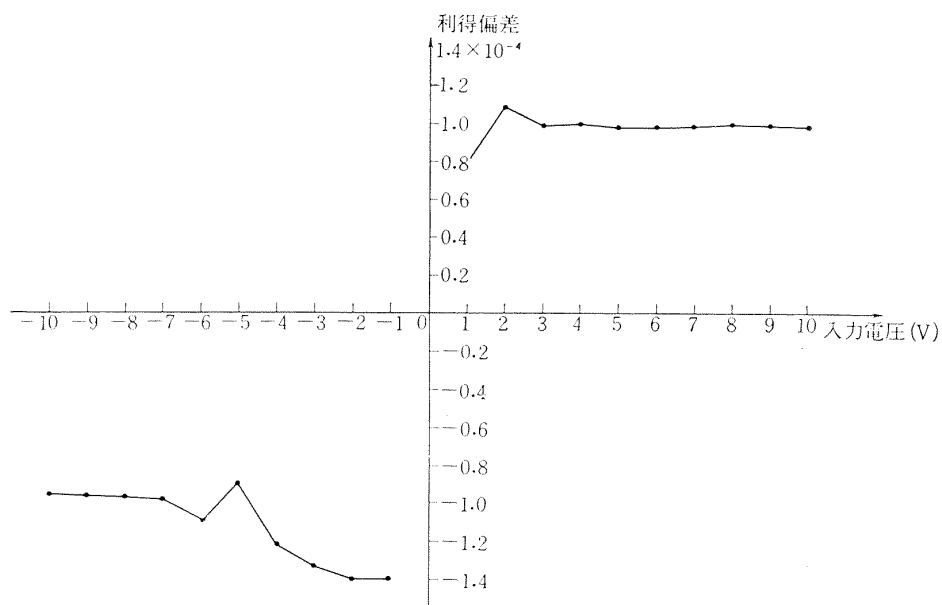
第 4.6 図と第 4.7 図は直線性* を示す。入力電圧がフルスケールに近づくにつれてだいたい一定値に落ちついており、-7 倍増幅器では $\pm 5 \times 10^{-4}$ 以内、-1 倍増幅器では $\pm 1 \times 10^{-4}$ 以内である。

第 4.8 図と第 4.9 図にドリフト特性を示す。第 4.8 図に示した -7 倍増幅器の例ではドリフトは小さいが、一般的にはだいたい入力換算で $\pm 0.3 \text{ mV/h}$ である。また -1 倍増幅器では \pm

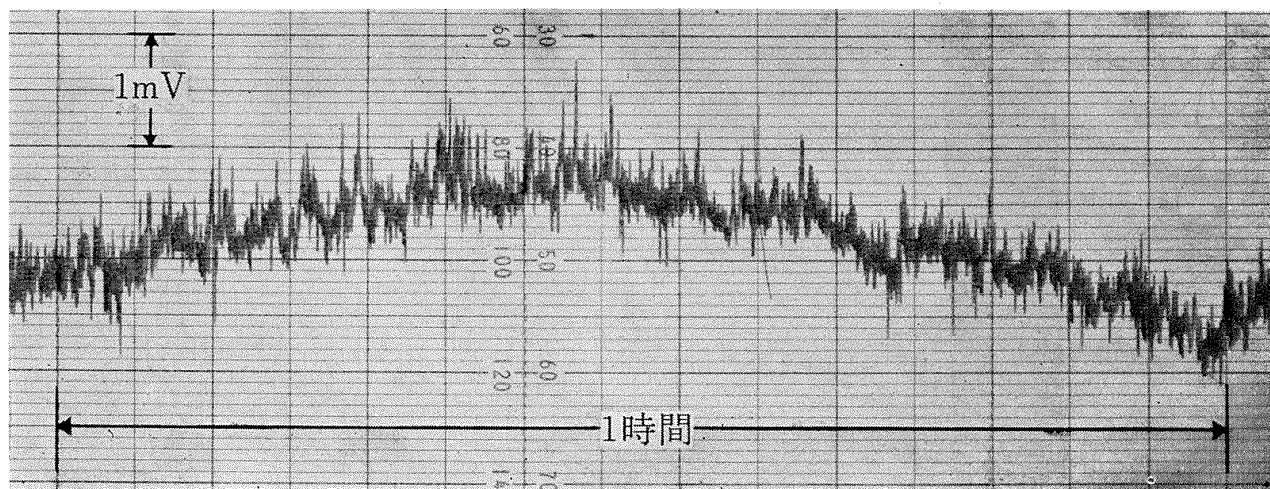
* 測定法は 4.3.1 参照のこと。



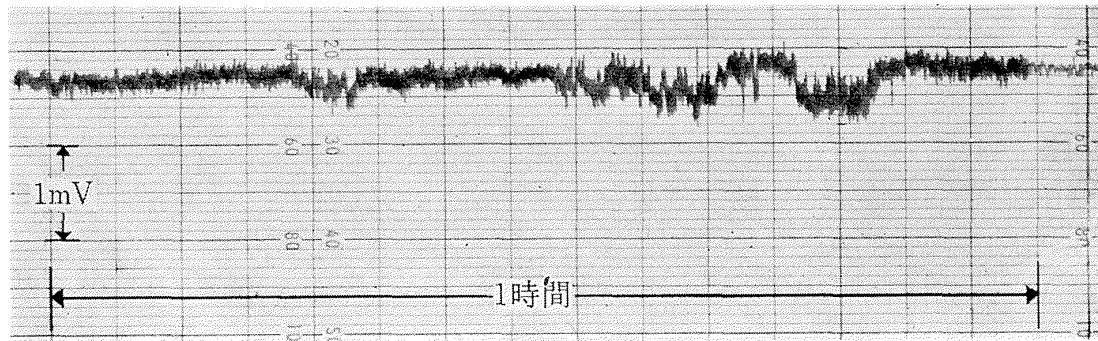
第 4.6 図 -7 倍直流増幅器の直線性



第 4.7 図 -1 倍直流増幅器の直線性



第 4.8 図 -7 倍直流増幅器のドリフト特性



第 4.9 図 -1 倍直流増幅器のドリフト特性

0.4 mV/h 程度である。

その他に、歪率，入力インピーダンス，出力インピーダンスを測定して，これらをまとめたのが第 4.1 表に示される。

第 4.1 表 直流増幅器の諸特性

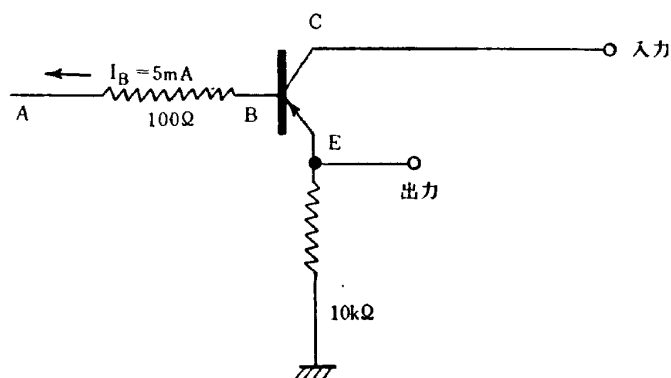
特 性	-7 倍 増 幅 器	-1 倍 増 幅 器
帯 域 幅	± 0.1 dB 以内	DC ~ 2 kc
	± 3 dB 以内	DC ~ 170 kc
位 相 ($\pm 1^\circ$ 以内)	DC ~ 6 kc	DC ~ 6 kc
利 得 お よ び 直 線 性	$-7 \times (1 \pm 5 \times 10^{-4})$	$-1 \times (1 \pm 1 \times 10^{-4})$
ドリフト (入力換算)	± 0.3 mV/h 以下	± 0.4 mV/h 以下
入力インピーダンス	10 k Ω	10 k Ω
出力インピーダンス	1 Ω 以下	1 Ω 以下
歪 率	0.4%	1.3%

4.1.2 トランジスタスイッチの特性³⁾

この変換器で使用されているトランジスタスイッチはチャンネル切替器，符号切替器および基準抵抗切替器の三種あるが，本質的にはどれも同じ回路を使っている。

(1) チャンネル切替器と符号切替器

これは同一回路を用い，名称だけを異にするものである。その回路図を第 4.10 図に示す。A B 間にベース電流 $I_B = 5$ mA を流してやるとトランジスタは飽和状態に入り CE 間は約数 Ω になり，スイッチ on の状態になる。 $I_B = 0$ にすると CE 間は数 M Ω 程度になりスイッチ off となる。すなわちベース電流を制御することによりスイッチの開閉が可能になるが，on 時のエミッタ・コレクタ間の抵抗 R_{on} および電圧 V_{CE} が小さいほどスイッチとしてよい。なぜなら， R_{on} はそれが接続されている直流増幅器の出力インピーダンスをそれだけ増し， V_{CE} は入力電圧に重畳されてくるからである。チャンネル切替器について R_{on} と V_{CE} を測定した結果が第 4.2 表である。この表で R_{on} は 2.5~4.0 Ω の範囲にあり，その平均値は 3.2 Ω である。また V_{CE} は -0.8~-2.1 mV でその平均値は -1.5 mV である。第 4.3 表は符号切替器の R_{on} ， V_{CE} を示す。



第 4.10 図 トランジスタスイッチ回路図

第 4.2 表 チャンネル切替器特性表

チャンネル 番号	on 時の V_{CE} (mV)	on 時の抵抗 R_{on} (Ω)
第 1	-1.65	2.5
第 2	-1.50	3.5
第 3	-1.60	3.0
第 4	-0.80	4.0
第 5	-1.20	4.0
第 6	-2.10	3.0
第 7	-1.10	4.0
第 8	-1.60	3.0
第 9	-1.30	2.7
第 10	-1.90	3.0

第 4.3 表 符号切替器特性表

符 号	on 時の V_{CE} (mV)	on 時の抵抗 R_{on} (Ω)
正	-1.45	2.5
負	-1.60	2.7

次にスイッチ速度について考える。このスイッチに使っているトランジスタは PNP 合金接合型ゲルマニウム 2SA 206 で、スイッチ速度は第 4.4 表*, 第 4.11 図に示すように、遅延, 上昇, 蓄積, 下降時間を入れて $1.75\mu s$ の切替時間を要する。第 4.2 図のタイミングチャートで明らかごとく, チャンネル切替えを行ってから約 $126\mu s$ して符号の判別が開始され, さらに約 $21\mu s$ 後に最上桁より順次コード化が行なわれる。したがってチャンネル切替器, 符号切替器のスイッチ速度は無視しうることがわかる。

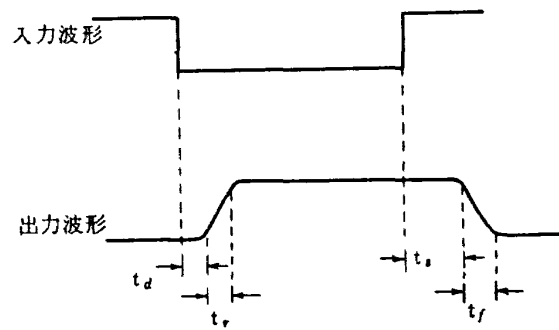
(2) 基準抵抗切替器

前述のチャンネル切替器とほとんど同様に 2SA 206 を使ったトランジスタスイッチである。こ

* NEC マニュアルによる。

第 4.4 表 スイッチ速度

項 目	2 SA 206
遅延時間 t_d	$0.10 \mu s$
上昇時間 t_r	$0.35 \mu s$
蓄積時間 t_s	$0.75 \mu s$
下降時間 t_f	$0.55 \mu s$
総 計	$1.75 \mu s$



第 4.11 図 スイッチ波形

第 4.5 表 基準抵抗切替器特性表

切替られる基準抵抗	on 時 の V_{CE} (mV)	on 時の抵抗 R_{on} (Ω)
R_1 (1 の bit)	-0.65	1.2
R_2 (2 の bit)	-0.40	1.4
R_3 (4 の bit)	-0.65	1.7
R_4 (8 の bit)	-0.50	1.4
R_5 (10 の bit)	-0.50	1.7
R_6 (20 の bit)	-0.20	1.6
R_7 (40 の bit)	-0.70	1.1
R_8 (80 の bit)	-0.40	1.4
R_9 (100 の bit)	-0.40	1.7
R_{10} (200 の bit)	-0.70	1.2
R_{11} (400 の bit)	-0.50	1.4
R_{12} (800 の bit)	-0.50	1.5
R_{13} (OVF の bit)	-0.50	1.3

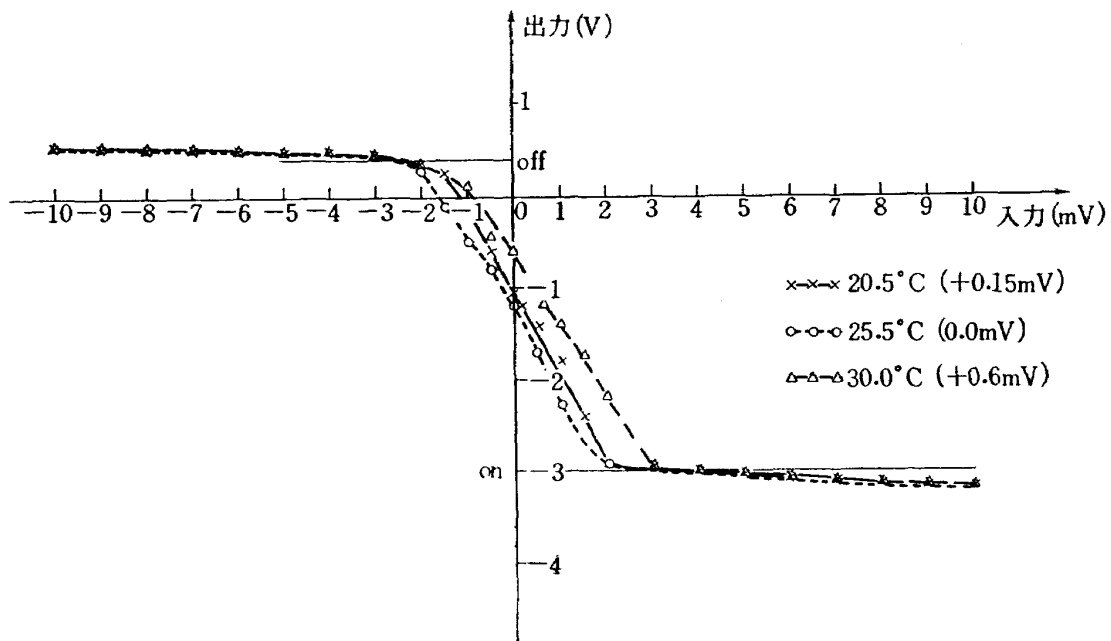
の場合もスイッチが on 時のエミッタ，コレクタ間の抵抗 R_{on} と電圧 V_{CE} を知っておく必要がある。 V_{CE} は基準電源 $-10V$ に重畳され， R_{on} は基準抵抗値に加わるものである。第 4.5 表はその測定結果を示す。基準抵抗切替器のスイッチ速度は前節チャンネル切替器と同じである。これも第 4.2 図にタイミングチャートより明らかなごとく 1 ビット当りの変換時間は約 $21 \mu s$ なのでまず考慮する必要はない。

4.1.3 電圧比較回路

電圧比較回路は入力電圧が正か負かを判別し，この回路の出力で直接次段の論理回路を駆動できるようにしてある。今電圧比較回路の入力電圧が $0 \sim 10V$ とすると，十進 3 桁を使用する場合 $10V/1,000$ すなわち $10mV$ が完全に判別できなければならないので，感度は $\pm 5mV$ 以内であることを要する。この回路は前述の直流増幅器とほとんど同じものであるが，出力電圧は単に論理回路を働かせるだけでよいので，ダイオードによる非線形の帰還をかけ一定にしてある。直結増幅

器は、PNP と NPN トランジスタを直列に接続して使うことによってコレクタ遮断電流の温度補償を行なっている。

ここでは本回路の入出力特性ならびに感度を測定した。第 4.12 図は温度をかえた場合の入出力特性曲線を示す。これより特性曲線のシフト電圧は、温度が 20°C から 30°C の間では $\pm 1\text{mV}$ 以下であることがわかる。この電圧比較回路では次段にある論理回路の動作レベルのため、出力電圧が $+0.4\text{V}$ 以上を off の状態、 -3V 以下を on の状態と呼び、これ以外の場合は on でも off でもなく不感帯である。すなわち出力電圧が $+0.4\text{V}$ から -3V の間の入力電圧が電圧比較回路の感度であって、それは第 4.12 図より $\pm 3\text{mV}$ である。

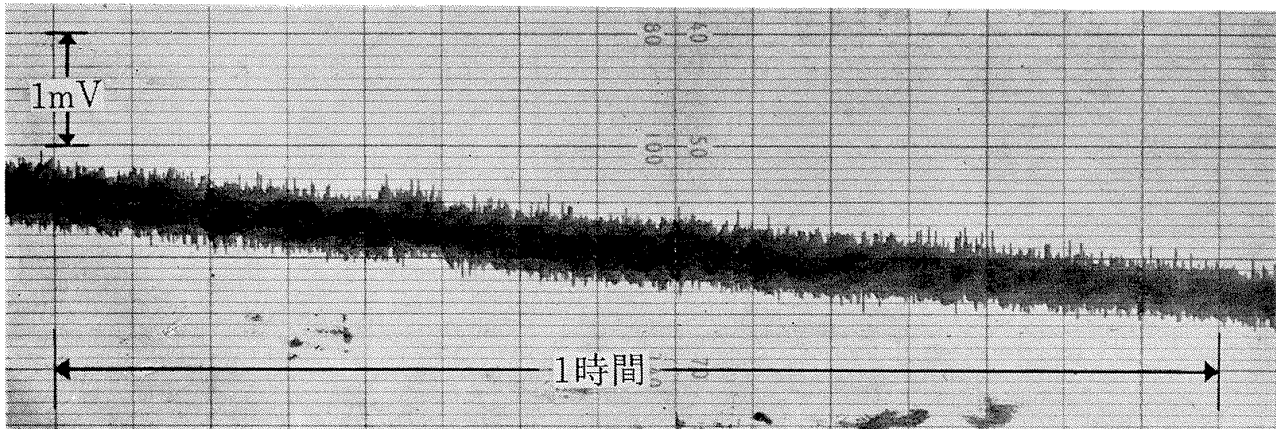


第 4.12 図 電圧比較回路の入出力特性

なお入力インピーダンスは約 800Ω 、周波数帯域は $\text{DC}\sim 160\text{kc}$ (-3dB 以内) であった。

4.1.4 基準電源の安定度

A-D 変換器の入力電圧と比較するためのアナログ電圧は基準電源と抵抗回路網とで作っている。基準電源の安定度が直接 A-D 変換器の精度に影響を与えるわけである。ここで用いられている水銀電池を基にした -10V の基準電源について、ドリフト、負荷、ならびに温度特性を測定した。第 4.13 図はドリフト特性で、約 $\pm 0.5\text{mV/h}$ である。また、負荷（電流 0 から 5mA まで変化）による電圧変動は $\pm 1\text{mV}$ 以下で、温度 ($20^{\circ}\text{C}\pm 10^{\circ}\text{C}$ の範囲) による電圧変動は $\pm 7\text{mV}$ 以下であった。以上を総合して安定度は $\pm 8.5\text{mV}$ 以内である。



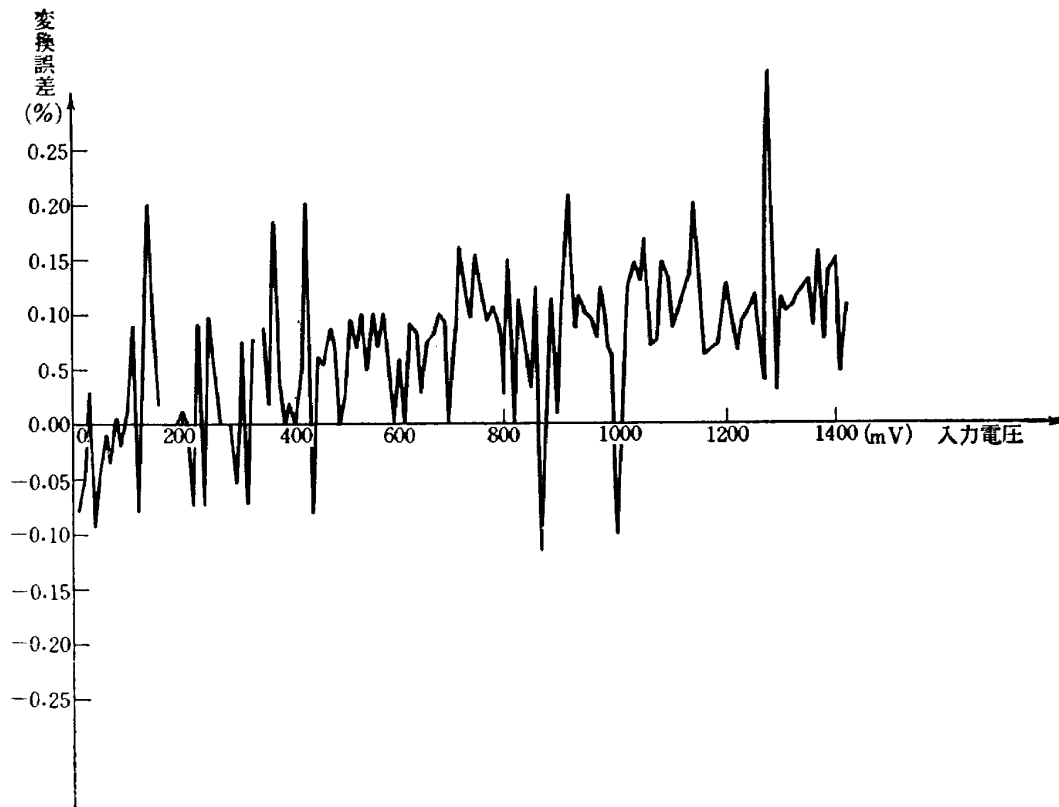
第 4.13 図 基準電源（-10V）のドリフト

4.1.5 基準抵抗の精度

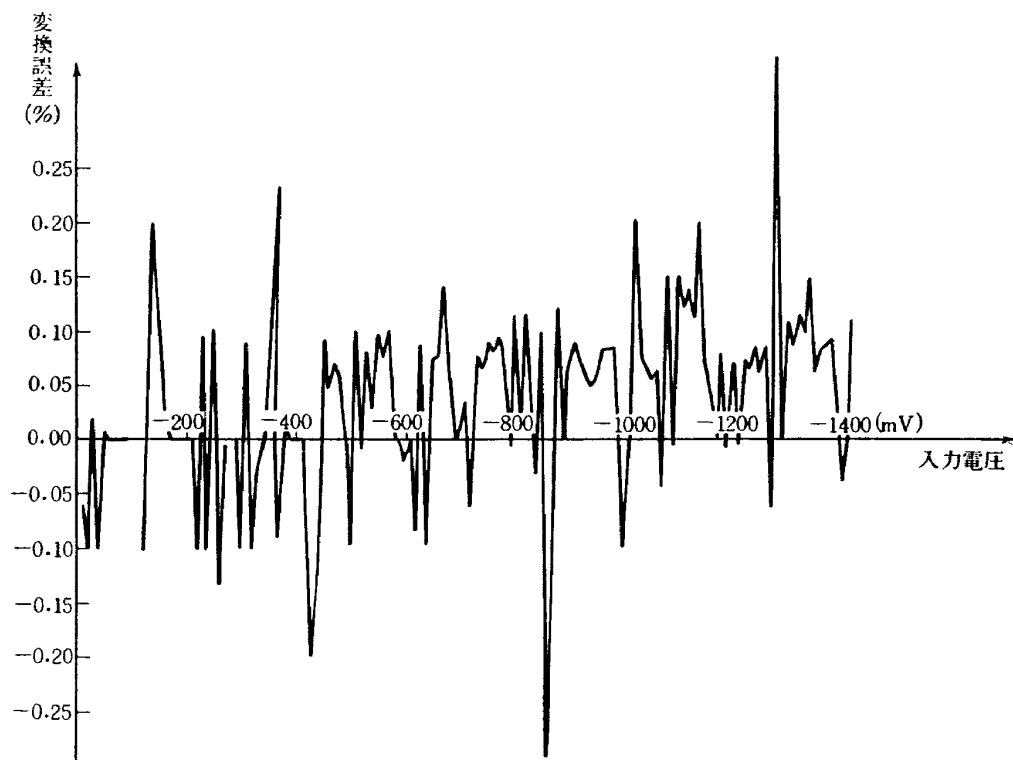
第 4.1 図に示されている基準抵抗の内、 R_5 から R_{13} までおよび R_{14} は精密巻線で作られており、その抵抗値は正確で温度係数は非常に小さい ($2 \times 10^{-5}/^{\circ}\text{C}$)。 R_1 から R_4 までの抵抗は値が大きいため炭素皮膜抵抗を用いているが、抵抗値の正確なものを選択して使用している。これらの抵抗の測定値ならびに基準値に対する誤差を第 4.6 表に示す。第 4.1 図をみれば判るように、-10 V の基準電源よりアナログ電圧を作る回路の抵抗としては、基準抵抗と基準抵抗切替器の on 時の抵抗の和を採らなければならないから、それを考えに入ると第 4.6 表で R_{14} から R_7 まではだいたい基準値の $\pm 0.1\%$ の精度を持っていることがわかる。 R_6 から R_1 までは抵抗値が基準値とかなり異なっているが、低い桁の数値に対応している部分であるから全体の精度にはほとんど効いてこない。

第 4.6 表 基準抵抗の精度

基準抵抗	抵抗測定値 (Ω)	基準抵抗切替器の on 時の抵抗 (Ω)	基準値との差 (Ω)	相対誤差 (%)
R_{14} (2.0 k Ω)	1.9953×10^3	3.5	-1.2	-0.06
R_{13} (2.0 k Ω)	1.9987×10^3	1.3	0	-0.00
R_{12} (2.5 k Ω)	2.4957×10^3	1.5	-2.8	-0.11
R_{11} (5.0 k Ω)	4.9971×10^3	1.4	-1.5	-0.03
R_{10} (10.0 k Ω)	9.9954×10^3	1.2	-3.4	-0.04
R_9 (20 k Ω)	2.0021×10^4	1.7	19.3	0.10
R_8 (25 k Ω)	2.5034×10^4	1.4	32.6	0.13
R_7 (50 k Ω)	5.0050×10^4	1.1	48.6	0.10
R_6 (100 k Ω)	1.0016×10^5	1.6	158.4	0.16
R_5 (200 k Ω)	1.9967×10^5	1.7	-328.3	0.16
R_4 (250 k Ω)	2.5020×10^5	1.4	198.6	0.08
R_3 (500 k Ω)	4.9680×10^5	1.7	-3198.3	0.64
R_2 (1 M Ω)	9.9100×10^5	1.4	-8998.6	0.90
R_1 (2 M Ω)	2.0070×10^6	1.2	6998.8	0.35



(a) 入力正の場合



(b) 入力負の場合

第 4.14 図 A-D 変換器総合試験

4.1.6 変換誤差

A-D 変換器の総合試験を行なって、生ずる誤差を調べた。A-D 変換器の入力端子に正確な既和直流電圧を印加し、変換された数値をディジタルテープに書き込み、その平均値を計算して期待された数値との差のフルスケール (999) に対する割合を変換誤差とし、これと入力電圧との関係を図示したのが第 4.14 図 (a) 入力電圧正の場合、および (b) 入力電圧負の場合、である。入力電圧の大きさにより変換誤差はかなり異なるが、おおむね $\pm 0.25\%$ 以内に入っていることがわかる。

4.1.7 総合精度

4.1.1 より 4.1.5 までの測定データから A-D 変換器全体を通しての精度を求めてみる。誤差の要因および誤差電圧の一覧が第 4.7 表である。この A-D 変換器では、予め 1 V 電圧を入力として加えてディジタル化し、その値が 700 になるように基準電源 -10 V を微調節してから使用する。したがって、この較正をしない場合とした場合のそれぞれについて精度を求めることにする。

第 4.7 表 A-D 変換器誤差成分一覧

誤 差 の 要 因		誤 差 の 大 き さ (mV)	
番号	項 目	1V 較正をしない場合	1V 較正をした場合
①	−7 倍直流増幅器	± 2.1	± 2.1
	ドリフト 直 線 性	± 5.0	± 5.0
②	−1 倍直流増幅器 (2 台直列とする)	± 0.8	± 0.8
	ドリフト 直 線 性	± 2.0	± 2.0
③	チャンネル切替器の V_{CE} (on 時)	± 2.1	± 1.3
④	符号切替器の V_{CE} (on 時)	± 1.6	± 0.2
⑤	−7 倍直流増幅器の出力インピーダンスとチャンネル切替器の on 時の抵抗の和によるもの	± 5.0	0
⑥	基 準 電 源 (-10 V) の ド リ フ ト	± 0.5	± 0.5
	“ 負 荷 変 動	± 1.0	± 1.0
	“ 温 度 変 動	± 7.0	± 7.0
⑦	電圧比較回路のゼロ点の移動	± 1.0	± 1.0
⑧	基準抵抗の偏差によるもの	± 6.0	± 2.8
総 合 誤 差 電 圧		± 34.1	± 23.7

まず較正をしなかった場合について考える。第 4.7 表で第 ① 項と第 ② 項は、−7 倍および −1 倍直流増幅器の出力端におけるドリフトと直線性のずれの最大値で、測定データより直ちに求められたものである。第 ③ 項はチャンネル切替器 10 個の、また第 ④ 項は符号切替器 2 個のオフセット電圧のそれぞれ最大値を取ってある。第 ⑤ 項は、−7 倍増幅器の出力インピーダンスとチャンネル切替器の on 時の抵抗 R_{on} の和が $5\ \Omega$ 以内で、かつ次段の −1 倍増幅器の入力イン

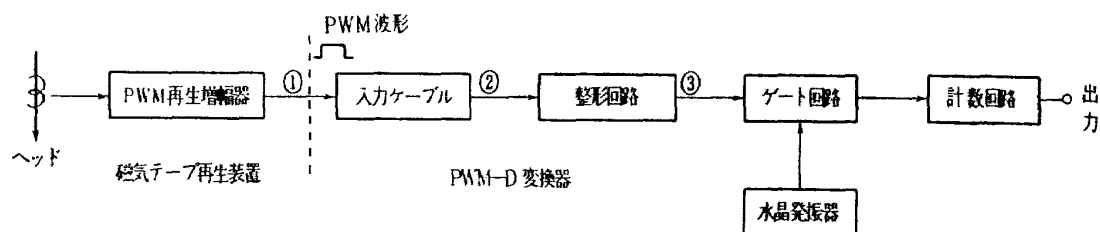
ピーダンスが $10\text{ k}\Omega$ であるから、出力電圧 10 V に対しては $\pm 5\text{ mV}$ の誤差電圧を生ずることを示す。第⑥項は基準電源の安定度で、ドリフト、負荷、温度特性より求めたものである。第⑦項は電圧比較回路の入出力特性曲線から求めたものであり、第⑧項は、4.3.2の式(4.12)に $|AE_s|=0$, $|E_s|=10\text{ V}$, $R=2000(1-0.0006)\Omega$, $r_i=2000\Omega$ を代入して基準抵抗の偏差による電圧 $|AE_i|=6\text{ mV}$ を求めたものである。以上を総計すると $\pm 34.1\text{ mV}$ となる。

次に 1 V の校正を行なった場合を考えると、この時には恒常的な電圧偏位が補正される。したがって第 4.7 表で、第③項、第④項、第⑤項および第⑧項の誤差電圧は減少するが、その他の各項は変らない。第③項と第④項では校正により各切替器の V_{CE} バラツキ分だけが誤差となり、それぞれ $\pm 1.3\text{ mV}$, $\pm 0.2\text{ mV}$ となる。第⑤項は校正によって零となるが、第⑧項については、入力電圧 1 V に対しては誤差は零になるが、それ以外の入力の場合はやはり抵抗偏差による誤差が生じ、入力電圧 1.43 V (フルスケール) の時その値は最大になる。 1 V , すなわち数値 700 に対応する基準抵抗 R_9 , R_{10} , R_{11} の基準値からの偏差を 4.3.2 の式 (4.12) に代入して求めると $\pm 2.8\text{ mV}$ となり、これだけ誤差は減ずる。以上の各誤差を全部加えると $\pm 23.7\text{ mV}$ となる。

変換器全体を通しての誤差を、ここでは発生しうる最大の値をとることにして、各部分における誤差電圧の和を全体の誤差電圧(総合誤差電圧)とした。この電圧は第 4.1 図 A 点におけるものである。それ故この総合誤差電圧と、入力最大値 1.43 V に対する A 点における値 10 V との比を総合精度とすれば、それは校正をしない場合には $\pm 0.34\%$, 校正した場合には $\pm 0.24\%$ となり、この場合に要求精度($\pm 0.25\%$)を満足する。4.1.6 の変換誤差からもみられるように、実際には互いに打消し合う誤差電圧もあって、このような最大誤差を生ずる確率はむしろ小さいであろう。

4.2 PWM-D 変換器

この変換器は第 4.15 図に示すごとく、PWM 波形が正の間、基準の水晶発振器の出力パルスゲートして数えるもので、 $90\mu\text{s} \pm \text{約 } 8\mu\text{s}$ から $660\mu\text{s} \pm \text{約 } 8\mu\text{s}$ までの幅を持った矩形波を受けてこれを 0 から 990 までの数値に変換する。この種の変換器の精度は主としてゲート回路と基



第 4.15 図 PWM-D 変換器

準の水晶発振器の周波数安定度によって定まるけれども、入力波形によっても影響されるので波形整形回路を必要とする。

4.2.1 入力整形回路

PWM 方式ではデータの大きさが矩形波の長さで表わされているので、その矩形波の立上り、立下り時間はできるだけ小さい方が好ましい。第 4.15 図中 ①②③ における波形をシンクロスコープで観察し、波形の歪状態を測定して第 4.8 表を得た。入力ケーブルにより波形はかなり劣化するが整形回路を通ると元の波形以上によくなっている。

第 4.8 表 入力整形回路の特性

テストポイント 項 目	PWM 再生増幅器出力①	入力ケーブル出力 ②	整形回路出力 ③
立 上 り 時 間	1.5 μ s	3 μ s	0.5 μ s
立 下 り 時 間	1.5 μ s	3~4 μ s	1.0 μ s

なお PWM-D 変換器への入力波高値は 7 V から 20 V 程度が良く、整形回路の出力波高値は 7 V である。変換器の入力インピーダンスは約 3.3 k Ω である。

4.2.2 基準の水晶発振器の安定度

計数されるパルスの周波数安定度は直接変換精度に効いてくるので、特によくなければならない。使用されている 1.737 Mc の水晶発振器の温度および時間に対する周波数変動を測定した結果を第 4.9 表に示すが、変動 ± 20 c/s とすれば発振の安定度は $\pm 1.2 \times 10^{-5}$ である。

第 4.9 表 水晶発振器の周波数変動

温 度 に よ る 変 動	± 10 c/s/10°C~20°C
時 間 に よ る 変 動	± 10 c/s/3 h

4.2.3 変換誤差

入力ケーブルを経ないで直接 PWM-D 変換器の整形回路に各種の入力、すなわち幅が 90 μ s から 660 μ s までの 14 種の矩形波（立上り時間 20 n sec）を与えそれをディジタル化し 1,000 個の平均値を求めた。その結果期待される数値に対して全部 ± 0.6 カウント以内の差に収まっていた。これはフルスケールに対しては ± 0.06 % の誤差となる。これに入力ケーブルによる波形劣化のための誤差を加えたものが全体の誤差になる。

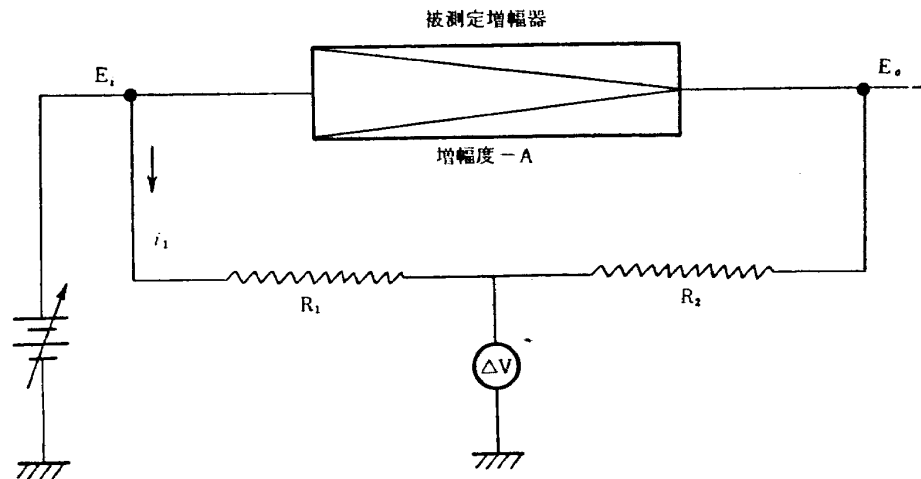
4.2.4 総合精度

4.2.1 より 4.2.3 までの測定データを基にして PWM-D 変換器全体の精度を考える。まず計数パルスの周波数変動による誤差は、周波数安定度を $\pm 1.2 \times 10^{-5}$ とし、フルスケール信号 $570 \mu\text{s}$ の間カウントすると約 ± 0.02 カウントの誤差となり、無視しうるほど小さい。次に入力ケーブルおよび整形回路による影響については、入力ケーブルにより矩形波はかなり劣化してくるが次段の整形回路を通ると立上り時間は $0.5 \mu\text{s}$ 、立上り時間は $1.0 \mu\text{s}$ となり、むしろ PWM 再生増幅器の出力波形よりよくなり、結局 $\pm 0.5 \mu\text{s}$ 程度、すなわち ± 1 カウントの誤差が入るものと考えられる。最後にゲート回路による誤差であるが、4.2.3 の変換誤差 ± 0.6 カウントのうち計数パルスの周波数変動によるものが無視しうるから、この値はゲート回路の開閉による誤差と考えてよい。以上より PWM-D 変換器の総合精度は約 ± 1.6 カウント程度、すなわち 0.20% 以内である。

4.3 付 録

4.3.1 直流増幅器の利得と直線性の測定法

増幅器の利得および直線性の測定もその精度が 10^{-8} 以上になると、測定法自体を工夫しないと良い結果が得られない。今回の測定では第 4.16 図のごとき回路を用いたので、ここにその原理を記す。



第 4.16 図 直流増幅器利得と直線性測定回路

入力電圧を E_i 、出力電圧を E_o 、抵抗 R_1 、 R_2 に流れる電流を i_1 とし、 R_1 と R_2 間の点とアース間の電圧を ΔV とすれば次の三式が成立する。

$$E_o = -A E_i \quad (4.1)$$

$$i_1 = \frac{E_i - E_o}{R_1 + R_2} \quad (4.2)$$

$$\Delta V = E_i - i_1 R_1 \quad (4.3)$$

式 (4.3) に式 (4.1), (4.2) を代入すると

$$\Delta V = \frac{R_2 - AR_1}{R_1 + R_2} E_i \quad (4.4)$$

式 (4.4) を書き直して

$$A = \frac{R_2}{R_1} - \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{\Delta V}{E_i} \quad (4.5)$$

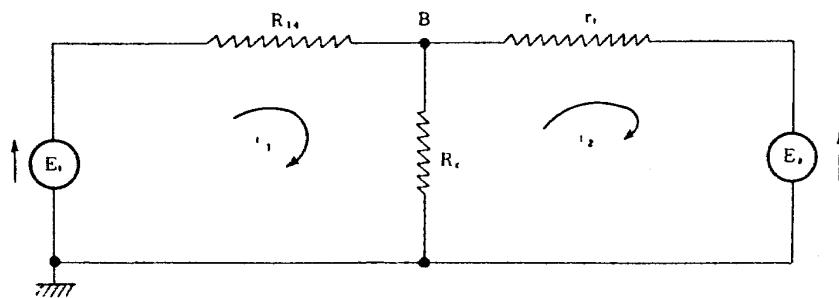
$$R_2/R_1 = 1 \text{ とすると, } A = 1 - 2\Delta V/E_i \quad (4.6)$$

$$R_2/R_1 = 7 \text{ とすると, } A = 7 \left(1 - \frac{8\Delta V}{7E_i} \right) \quad (4.7)$$

通常 ΔV は μV , E_i は V のオーダーであるので利得が正確に求められ, E_i を変化して ΔV を測れば直線性を精度よく測定できる。

4.3.2 電圧比較回路の動作解析

第 i 番目の基準抵抗切替器だけが閉じた場合を考えてみよう。この場合のコード回路は第 4.17 図で表わせる。



第 4.17 図 コードの等価回路

ただし

E_i : 入力電圧

E_s : 基準電源 ($-10 V$)

V_c : 入力電圧と基準電圧の差 (B 点の電位)

R_{14} : $2 k\Omega$ 標準抵抗

r_i : i 番目の基準抵抗と基準抵抗切替器の on 時の抵抗の和

R_c : 電圧比較回路の入力抵抗

なお E_s , E_i の電源インピーダンスはそれぞれ r_i , R に含ませて考える。 V_c はミルマンの定理より次のようになる。

$$V_c = \frac{\frac{E_i}{R_{14}} + \frac{E_s}{r_i}}{\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_{14}} + \frac{1}{r_i}} \quad (4.8)$$

式 (4.8) の分母は常に正であるから次の関係が成立する。

$$E_i > -\frac{R_{14}}{r_i} E_s \text{ のとき, } V_c > 0 \rightarrow \text{電圧比較回路 on} \quad (4.9)$$

$$E_i = -\frac{R_{14}}{r_i} E_s \text{ のとき, } V_c = 0 \quad (4.10)$$

$$E_i < -\frac{R_{14}}{r_i} E_s \text{ のとき, } V_c < 0 \rightarrow \text{電圧比較回路 off} \quad (4.11)$$

そこで E_s , r_i および R_{14} の基準値からの偏差が入力電圧 E_i におよぼす影響を考えてみよう。式 (4.10) より E_i の変化分 ΔE_i は次式のごとくなる。

$$|\Delta E_i| = \left| \Delta \frac{R_{14}}{r_i} \right| \cdot |E_s| + \left| \frac{R_{14}}{r_i} \right| \cdot |\Delta E_s| \quad (4.12)$$

実例として, $E_s = -10 \text{ V}$, $r_i = 2000 \Omega$, $R_{14} = 2000 \times (1 - 0.0006) \Omega$, すなわち E_s , r_i には偏差がなく, R_{14} が基準値より 0.06 % だけ小さかった場合 (第 4.6 表), これが入力電圧 E_i におよぼす大きさを求めると, 上記値より

$$\left| \Delta \frac{R_{14}}{r_i} \right| = 0.0006, |E_s| = 10 \text{ V}, \left| \frac{R_{14}}{r_i} \right| \doteq 1, |\Delta E_s| = 0$$

となるから, 式 (4.12) に代入すると, $|\Delta E_i| = 6 \text{ mV}$ となる。。

結 言

以上磁気テープデータ処理設備について、計画の基本的検討、構成と機能および完成した装置の精度を明確には握する意味から行なった特性試験の結果を述べた。PWM 方式では、PWM-D 変換器とテープ記録再生の精度がほぼ同程度であり、両者を合わせても 1% よりかなり小さい誤差である。(もちろんこれはパルス幅に変調する際の誤差は入っていないが)。これに対して FM 記録では、A-D 変換器の精度は 0.25% 以内であるが、テープ記録再生において 2~2.5% と 1桁下の精度しか有せず一般に動的データの処理では、アナログテープの記録過程における誤差が大きく精度を支配することが明らかである。ここに得られた諸値はこの設備に固有のものではあるが、このような方式に対して期待しうる精度の一例として、これを使用し、あるいは今後この種の方式の計画をなす場合に参考となるものと思う。

本設備はすでに、きわめて数多くの使用を経て所期の成果を挙げていることは、この計画をなし運用を担当するものの喜びとするところである。

本設備の整備にあたっては、当所松浦陽恵科学研究官ならびに樋口一雄計測工務部長のご指導をいただき、また、計測研究室新田慶治技官の協力によるところが大きい。特性試験に際しては、測定およびデータの整理にデータ処理研究室の占部和章、成田健一、青山直の三君の協力を得た。本設備の製作は日本電気(株)に依頼し、同社計算機工場宮城嘉男氏、枝本康雄氏をはじめ多くの方々に多大のご尽力をお願いした。深く感謝する次第である。

文 献

- 1) Wallace, R. L., Jr.: The Reproduction of Magnetically Recorded Signals, Bell System Tech. J., part II, Vol. 30, No. 4 (Oct., 1951) p. 1145.
- 2) Davies, G. L.: *Magnetic Tape Instrumentation*. (1961) p. 247~p. 253, McGraw-Hill.
- 3) Ebers, J. J. and Moll, J. L.: Large-Signal Behavior of Junction Transistors, Proc. I. R. E., Vol. 42, No. 12 (Dec., 1954) p. 1761~p. 1772.

<p>NAL TR-59 航空宇宙技術研究所 磁気テープデータ処理設備とその特性</p> <p>1964 年 1 月 71 ページ</p> <p>磁気テープデータ処理設備は、風洞試験、飛行実験等における動的計測データの処理を高速かつ自動的にこなすために計画されたもので、設計に際しては特に、多チャンネルデータの同時性と動的現象に対する応答を確保すること、計算機との関連を容易かつ効率的ならしめる編集操作を行ない、計算機との関連を容易かつ効率的なアナログテープ再生装置と A-D 変換器について特性試験を行ない、本設備による処理精度を明らかにした。</p>	<p>I. 田畑 浄治 中 正 夫 山 本 芳 樹 三 浦 雅 男</p> <p>II. NAL TR-59</p> <p>III. 681.142.004: 5/6.001</p>
<p>NAL TR-59 航空宇宙技術研究所 磁気テープデータ処理設備とその特性</p> <p>1964 年 1 月 71 ページ</p> <p>磁気テープデータ処理設備は、風洞試験、飛行実験等における動的計測データの処理を高速かつ自動的にこなすために計画されたもので、設計に際しては特に、多チャンネルデータの同時性と動的現象に対する応答を確保すること、計算機との関連を容易かつ効率的ならしめる編集操作を行ない、計算機との関連を容易かつ効率的なアナログテープ再生装置と A-D 変換器について特性試験を行ない、本設備による処理精度を明らかにした。</p>	<p>I. 田畑 浄治 中 正 夫 山 本 芳 樹 三 浦 雅 男</p> <p>II. NAL TR-59</p> <p>III. 681.142.004: 5/6.001</p>
<p>NAL TR-59 航空宇宙技術研究所 磁気テープデータ処理設備とその特性</p> <p>1964 年 1 月 71 ページ</p> <p>磁気テープデータ処理設備は、風洞試験、飛行実験等における動的計測データの処理を高速かつ自動的にこなすために計画されたもので、設計に際しては特に、多チャンネルデータの同時性と動的現象に対する応答を確保すること、計算機との関連を容易かつ効率的ならしめる編集操作を行ない、計算機との関連を容易かつ効率的なアナログテープ再生装置と A-D 変換器について特性試験を行ない、本設備による処理精度を明らかにした。</p>	<p>I. 田畑 浄治 中 正 夫 山 本 芳 樹 三 浦 雅 男</p> <p>II. NAL TR-59</p> <p>III. 681.142.004: 5/6.001</p>
<p>NAL TR-59 航空宇宙技術研究所 磁気テープデータ処理設備とその特性</p> <p>1964 年 1 月 71 ページ</p> <p>磁気テープデータ処理設備は、風洞試験、飛行実験等における動的計測データの処理を高速かつ自動的にこなすために計画されたもので、設計に際しては特に、多チャンネルデータの同時性と動的現象に対する応答を確保すること、計算機との関連を容易かつ効率的ならしめる編集操作を行ない、計算機との関連を容易かつ効率的なアナログテープ再生装置と A-D 変換器について特性試験を行ない、本設備による処理精度を明らかにした。</p>	<p>I. 田畑 浄治 中 正 夫 山 本 芳 樹 三 浦 雅 男</p> <p>II. NAL TR-59</p> <p>III. 681.142.004: 5/6.001</p>

TR-45	固有問題 ($\sum \lambda^k A_k$) $x=0$ の数値解法 A Numerical Method for the Eigenvalue Problem ($\sum \lambda^k A_k$) $x=0$	1963 年 4 月	戸川 隼人
TR-46	翼の固有振動数に関する一解析法 On the Vibration Analysis of Aircraft Wings	1963 年 6 月	川井 忠彦, 泉 日出夫 戸川 隼人, 林 洋一
TR-47	鋳鉄円板の回転破壊におけるコリオリの力の影響 Influence of Coriolis' Force on the Burst of Rotating Disc of Cast Iron	1963 年 8 月	佐藤 和郎, 永井 文雄
TR-48	曲面に沿う境界層 Effects of Surface Curvature on Laminar Boundary-Layer Flow	1963 年 8 月	林 二 識
TR-49	高速軸流圧縮機の研究 (Ⅲ) An Investigation of High Speed Axial Flow Compressor (Ⅲ)	1963 年 9 月	松木 正勝, 宮地 敏雄 大山 耕一, 吉田 晃 西脇 英夫, 岩部 柱相
TR-50	境界収縮法による偏微分方程式の境界値問題の数値解法 Numerical Method for Boundary Value Problems of Partial Differential Equations by Boundary Contraction	1963 年 9 月	樋口 一雄, 能美 力
TR-51	人間の静的不安定系の制御能力 Human Control Ability of the Statically Unstable System	1963 年 9 月	武田 峻
TR-52	粒状加熱器の熱特性 Thermal Characteristics of a Pabble-Bed Heater	1963 年 9 月	林 二 識
TR-53	円管流の非定常熱伝達 第1報 一壁温が時間と流向距離のみによる場合— Thermal Characteristics of the Unsteady Flow through a Circular Pipe whose Temperature depends on Time and Flow-Directional Distance only	1963 年 10 月	林 二 識
TR-54	偏微分方程式の混合境界値問題の差分法による数値解法 Difference Method for the Mixed Boundary Value Problems	1963 年 10 月	三 好 甫
TR-55	ボスをもった車盤の回転強度 Rotating Strength of which has a Boss	1963 年 11 月	佐藤 和郎, 永井 文雄
TR-56	亜音速および遷音速における二次元非定常空気力の測定 (第 I 報) Measurements of the Unsteady Airloads for Two-Dimensional Flow at Subsonic and Transonic Speed Range (I)	1963 年 11 月	中村 泰治, 田辺 義一
TR-57T	Measurements of the Aerodynamic Derivatives of a Biconvex-Flat Airfoil in Supersonic Flow at Mach Number 2 to 3	January 1964	Takao Ishii Mitsunori Yanagisawa
TR-58	高度 500 フィートないし 10,000 フィートにおける上下突風の測定および解析 Measurements and analyses of gust Velocities from 500 to 10,000 feet altitude	1964 年 1 月	竹内 和之, 小野 幸一 山根 皓三郎

航空宇宙技術研究所報告 59 号

昭和 39 年 1 月 発行

発 行 所 航空宇宙技術研究所

東京都調布市深大寺町 1880

電話武蔵野(0422)(3)5171(代表)

印 刷 所 笠井出版印刷社
東京都港区芝南佐久間町1の53