

# 航空宇宙技術研究所資料

TM-19

吹出式超音速風洞による実験データの処理方式について (1)

新井 忠・原 亘利

1963 年 6 月

航空宇宙技術研究所

# 吹出式超音速風洞による実験データの 処理方式について (I)\*

## 吹出式超音速風洞測定用信号変換記録 装置の精度について

新井 忠\*\*・原 亘利\*\*

### 1. ま え が き

風洞実験は航空機、飛しょう体等の設計、基礎研究には欠くことのできないものであり、近年超音速航空機の著るしい発達に伴って、超音速風洞における風洞実験が必要とされるようになった。超音速風洞実験には、多量のデータをすみやかに測定し処理することが要求され、これが計測法の発達をうながして、諸外国において電子工学の粋を集めた種々のデータ処理装置が開発された<sup>(1)(2)</sup><sup>(3)</sup>。最近のものでは、計数型電子計算機と直結して実時間処理を行なうもの<sup>(4)</sup>、磁気テープにアナログ記録する方式のもの<sup>(5)</sup>、およびデジタル記録する方式のもの<sup>(6)</sup>があるが、これらのデータ処理装置についての紹介は方式論にとどまり、その構成と定量的な検討はほとんど紹介されていない。航技研吹出式超音速風洞では、データ精度の面では、デジタル記録方式に劣るがデータ全体の傾向および実験の成功、不成功が直視的にわかる点で優っているアナログ記録方式を採用した。ここでは、本装置についてその具体的構成を掲げ、これを精度と対応づけた雑音の面から主として検討し、問題点を明確にした。

なお、本報告は当研究室で行なわれている吹出式超音速風洞による実験データ処理方式の研究の一連のものであり、第1報として、特にアナログ信号増幅、走査混合、変調、記録に重点を置いて考察した。さらに、計測法の実例は近く他の資料として発表する予定である。

### 2. 装 置 の 概 要

本風洞は内径10mの球型貯気槽に貯えられた  $21\text{kg}/\text{cm}^2$  の乾燥圧縮空気を 20~30 秒間で断面積  $1\text{m} \times 1\text{m}$  の測定部へノズルを通して吹き出し、測定部にマッハ数 1.5~4 の超音速の気流を得る

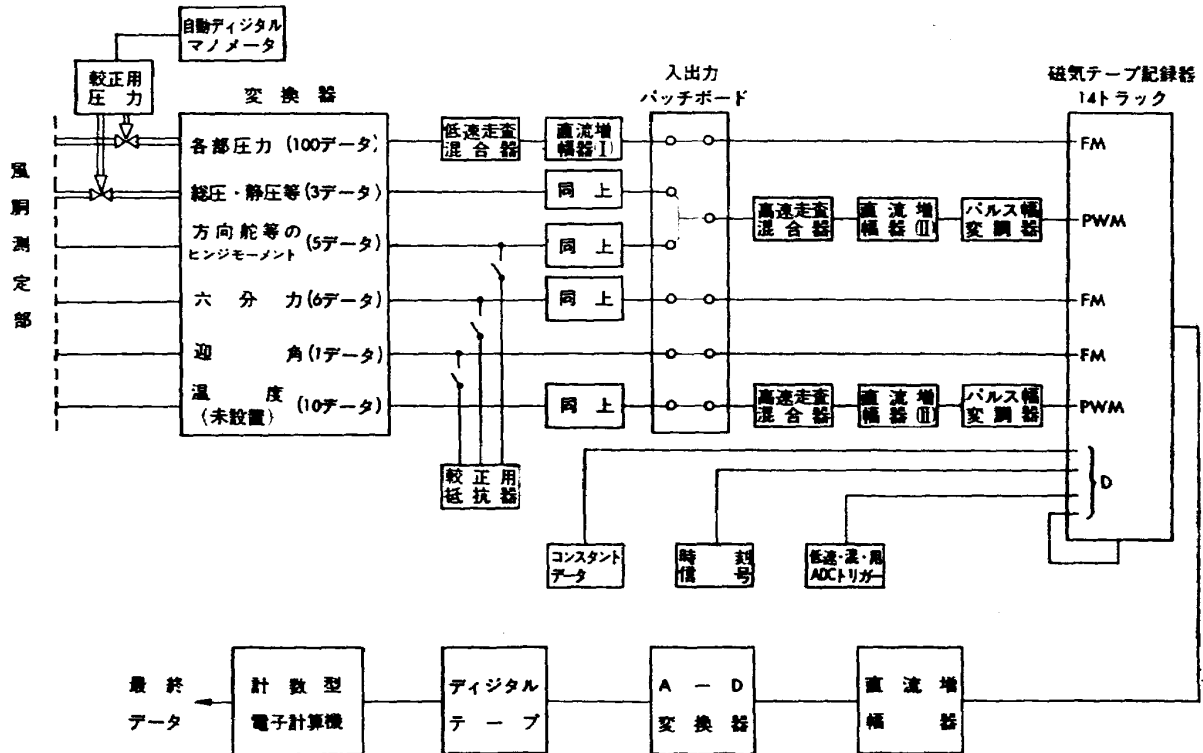
\* 昭和38年4月22日受付

\*\* 空気力学第二部

(7)(8)ものである。

実験は試験すべき航空機、飛しょう体等の縮尺模型に六分力天秤（六分力変換器）を内装して測定部中央に支え、模型が気流方向に対してとる迎角を変化させ、超音速気流によって模型が受ける六分力、方向舵、昇降舵等のヒンジが受けるヒンジモーメントおよび迎角、各部の圧力、温度を変換器によりアナログ電圧に変換して測定する。

各実験データは入出力パッチボードを経て第1図のように磁気テープにアナログ記録する。また



第1図 データ処理装置系統図

実験データのほか、測定圧力の校正のための圧力校正値（コンスタントデータ）、磁気テープ中でアドレスとなる実験月日、運転一連番号、時刻信号等は2進10進符号のパルス列としてデジタル記録する。これ等は実験終了後再生し、実験データは2進10進3桁にA-D変換して、デジタルテープへ記録し直し、計数型電子計算機により空力性能算定に必要な演算を行なった後、行印刷機による表、カード穿孔機による穿孔カードの形となって10進3桁の表示で最終データとなる。

### 3. 精 度

変換器、増幅器、走査混合器等の線型要素を縦続接続し測定系を構成して圧力、力等を測定する場合、起こりうる誤差として直線性のずれ、ゼロ調整の不完全、増幅度の変化等による固定誤差と、その他に測定値のパラック不定誤差がある。固定誤差は、実験の直前に既知の校正基準量を加えて校正基準値を得ておくことによって原理的に補正可能であるが、不定誤差は補正を行なうこと

ができず、測定の正確さを本質的に支配するものとなる。したがって、ここでは測定値のパラツキのほとんど全部を  $x \pm \varepsilon$  に含有するような  $\varepsilon$  を精度として選びたい。もしも測定値のパラツキが各構成要素の雑音にのみ起因するとすれば、 $\varepsilon$  を雑音の概念と対応しうる量によって表わすことが有効と思われる。

まず、ここで  $n$  個の構成要素の内部雑音および外部雑音の実効値を各要素のフルスケールに対する百分率で表わし、これをそれぞれ  $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_n$  とする。

又、すべての雑音は相互に関連なく独立として、各雑音の平均値はすべて 0 とし、各要素のフルスケールを一致させ、各要素で発生した雑音はすべて測定系の最終出力端まで伝達するとすれば、この時最終出力端に現われる雑音  $\phi_{au}$  は

$$\phi_{au}^2 = \sum_{i=1}^n \phi_i^2 \quad (1)$$

で表わされる。次に  $\varepsilon$  に測定値のフルスケールに対する百分率で表わしたパラツキの標準偏差  $\sigma$  を導入して  $\varepsilon$  を

$$\varepsilon = k\sigma = k\phi_{au} = k\sqrt{\sum_{i=1}^n \phi_i^2} \quad (2)$$

で表わせば、精度  $\varepsilon$  は各構成要素の個々の相互に関連のない独立した雑音と対応がつき、この結果は、測定系構成要素の設計に有効な指針を与え得ると思われる。

したがって、ここで精度を定量づけるため、 $x \pm \varepsilon$  の外に出るパラツキの確率が正規分布の場合の  $x \pm 3\sigma$  に相当する  $\varepsilon$  をその測定系の精度と定める。

## 4. 構成要素

### 4.1 変換器

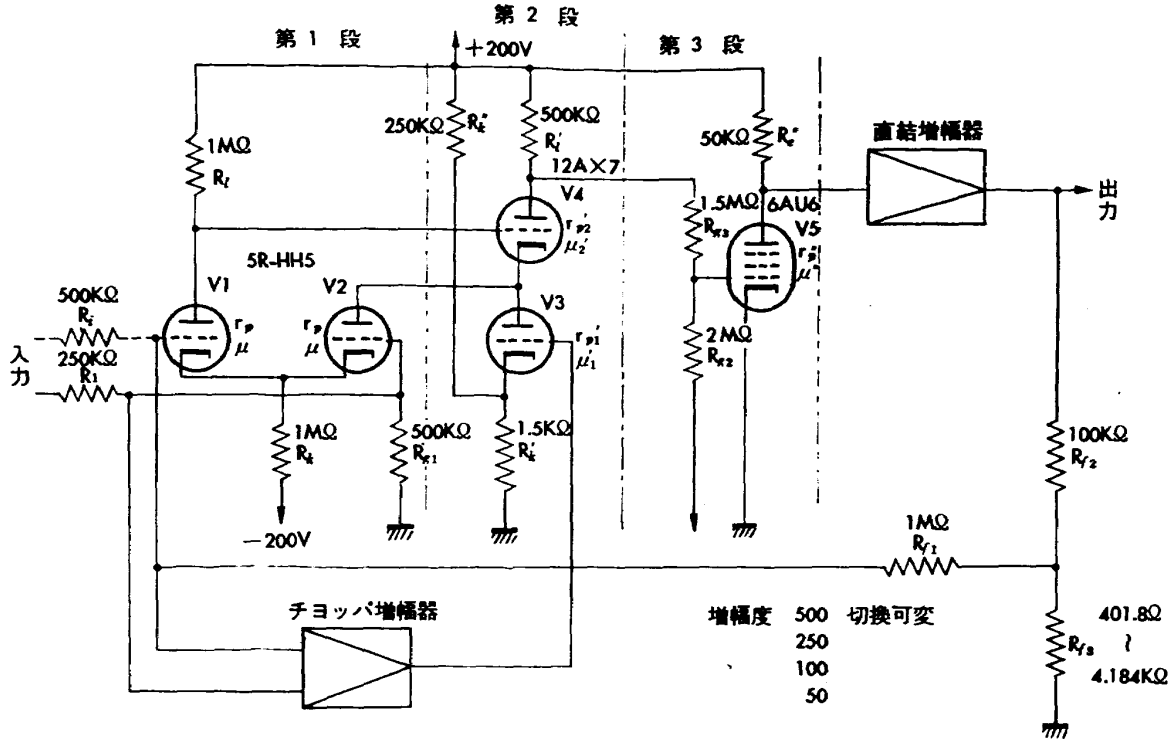
表1を使用する。変換器には雑音がないものとし、出力ラインの雑音は直流増幅器 (I) に入り込んだ外部雑音とみなす。

表1 変換器の種類

	圧力変換器	力変換器 (六分力天秤) : ヒンジモーメント変換器	角度変換器 (迎角変換器)
方 式	ストレインゲージ方式	ストレインゲージ方式	巻線型ポテンショメータ方式
抵 抗 値	360Ω 4ゲージ法	120Ω 4ゲージ法	10kΩ
励 起 電 圧	10 VDC	6 VDC	6 VDC
最 大 出 力	10 mV <sub>P</sub>	10 mV <sub>P</sub>	3 V <sub>P</sub>
直 線 性	0.5 %	1.0 %	0.2 %
そ の 他	絶対圧力指示		

## 4.2 直流増幅器 (I)

変換器出力を磁気テープ記録器の入力レベルまで増幅するために使用する。入力フルスケール 10mV, 増幅度 500~50 倍, 周波数特性 DC~200c/s±0.2%であるためドリフトおよび雑音には細心の注意が払われなければならない。



第2図 直流増幅器系統図

## 4.2.1 ドリフト

ドリフトの原因の主なものは,

- (1) 陽極, 陰極供給電源電圧の変動
- (2) ヒータ電源電圧の変動に伴う格子陰極間の接触電位差の変動
- (3) 周囲温度の変動に伴う回路定数の変動

等である。測定系の精度の面を検討するにはこれらを定量的には握し設計基準を確立しなければならない。(1), (2)について考察を加えてみる。

まず, チョッパ増幅器のない場合について, 一般に  $n$  段増幅器の各段の信号増幅度を  $G_{s1}, G_{s2}, \dots, G_{sn}$ , とし, また, ドリフト増幅度 $\equiv$ ドリフト電圧/陽極供給電源電圧等の変化分, と置き, 各段のドリフト増幅度を  $G_{D1}, G_{D2}, \dots, G_{Dn}$  とすると,  $n$  段増幅器の, ドリフト増幅度/信号増幅度 は

$$R_D = \frac{G_D}{G_S} = \frac{G_{D1}}{G_{S1}} + \frac{1}{G_{S1}} \cdot \frac{G_{D2}}{G_{S2}} + \frac{1}{G_{S1} \cdot G_{S2}} \cdot \frac{G_{D3}}{G_{S3}} + \dots + \frac{G_{Dn}}{G_{S1} \cdot G_{S2} \cdot \dots \cdot G_{Sn}} \quad (3)$$

で表わせる。

$i$  段目の  $G_{Di}/G_{Si}$  を陽極供給電源電圧等の変化分に対しておのおの求めると表2のようになる。

表2 ドリフト増幅度対信号増幅度

各段の	ドリフト増幅度 信号増幅度	近 似 式
第 1 段	$R_{P1} = \frac{G_{P1}}{G_{S1}}$	$-\frac{R_i + 2\gamma_p}{\mu R_i}$
	$R_{N1} = \frac{G_{N1}}{G_{S1}}$	$\frac{\gamma_p}{\mu R_k}$
	$R_C = \frac{G_C}{G_{S1}}$	$\frac{\gamma_p}{\mu R_k}$
	$G_{S1}$	$-\frac{\mu R_i}{R_i + 2\gamma_p}$
第 2 段	$R_{P2} = \frac{G_{P2}}{G_{S2}}$	$-\frac{R_a}{\mu_2' R_i'}$
	$R_{C1}' = \frac{G_{C1}'}{G_{S2}}$	$\mu_1'$
	$R_{C2}' = \frac{G_{C2}'}{G_{S2}}$	1
	$G_{S2}$	$-\frac{\mu_2' R_i'}{R_a}$
第 3 段	$R_{P3} = \frac{G_{P3}}{G_{S3}}$	$\frac{R_{g2} + R_{g3}}{R_{g2} + R_{g3} + R_i'}$
	$R_{N3} = \frac{G_{N3}}{G_{S3}}$	$-\frac{R_i' + R_{g3}}{R_{g1} + R_{g3} + R_i'} \cdot \frac{R_{g2} + R_{g3}}{R_{g2}}$
	$R_{C''} = \frac{G_{C''}}{G_{S3}}$	$\frac{R_{g2} + R_{g3}}{R_{g2}}$

仮定： $\mu, \mu_1', \mu_2', \mu'' \gg 1 : R_a \gg R_i' : R_k'' \gg R_k'$

$$\frac{(R_i' + \gamma_{p2}')\{\gamma_{p1}' + (1 + \mu_1')R_k'\}}{R_a} \ll R_i, \gamma_p, R_i'$$

$$\frac{(R_i' + \gamma_{p2}')\{\gamma_{p1}' + (1 + \mu_1')R_k'\}}{R_a} + \gamma_p \ll (1 + \mu)R_k$$

$R_{g2} + R_{g3}$  は第2段への負荷としての影響なし

$$\mu'' \cdot \frac{R_{g2}}{R_{g2} + R_{g3} + R_i'} \gg 1$$

$$(\mu'' \cdot \frac{R_{g2}}{R_{g2} + R_{g3} + R_i'} + 1)R_i'' \gg R_i'' + \gamma_{p''}$$

$$R_a \equiv R_i' + \gamma_{p2}' + (\mu_2' + 1)\{\gamma_{p1}' + (\mu_1' + 1)R_k'\}$$

記号：

$$G_D : \begin{cases} G_{P1}, G_{P2}, G_{P3} \text{ は陽極供給電源電圧の変動に対するドリフト増幅度} \\ G_{N1}, G_{N2}, G_{N3} \text{ は陰極供給電源電圧の変動に対するドリフト増幅度} \\ G_C, G_{C1}', G_{C2}', G_{C''} \text{ は格子陰極間の接触電位差の変動に対するドリフト増幅度} \end{cases}$$

$G_S$ ： $G_{S1}, G_{S2}, G_{S3}$  は信号増幅度

$$R_D : \begin{cases} R_{P1}, R_{P2}, R_{P3} \text{ は陽極供給電源電圧の変動に対するドリフト増幅度/信号増幅度} \\ R_{N1}, R_{N2}, R_{N3} \text{ は陰極供給電源電圧の変動に対するドリフト増幅度/信号増幅度} \\ R_C, R_{C1}', R_{C2}', R_{C''} \text{ は格子陰極間の接触電位差の変動に対するドリフト増幅度/} \\ \text{信号増幅度} \end{cases}$$

次に、チョッパ増幅器により補償を行なう場合、これのドリフトはないものとし、チョッパ増幅器増幅度 $\equiv A_0$ 。

$$\frac{V3 \text{ の格子端から } V4 \text{ 出力端までの増幅度} \mp}{V1, 2 \text{ の格子端から } V4 \text{ 出力端までの増幅度}}$$

$$\frac{(R_L + 2\gamma_p)R_a}{\mu R_1 \mu_2' R_1'} \cdot \frac{\mu_1'(1 + \mu_2')R_1'}{R_a} \equiv A_1$$

とすれば、 $R_D$  は  $1/A_0 A_1$  に改善される。

ここで具体的に(1), (2)のおのおのについてドリフト電圧の最大値の3倍をアナログフルスケール入力 10mV に対し 0.1%に押えるような要求条件に対しては、2図の回路定数、および  $\mu=80$ ,  $\gamma_p=0.3 M\Omega$ ,  $\mu_1'=100$ ,  $\gamma_{p1}'=0.5 M\Omega$ ,  $\mu_2'=100$ ,  $\gamma_{p2}'=0.1 M\Omega$ ,  $A_0 A_1=240$  を式(3)に代入し、 $G_{S1} \cdot G_{S2} \cdot G_{S3} \cdot G_{S4} \gg G_{D4}$  なるため第4項以降を無視して  $R_D$  を求め、電源についての安定化条件を求めると、陽極供給電源電圧(+200V)に対しては0.01%、陰極供給電源電圧(-200V)に対しては0.021%、接触電位差の変動についてはV3による  $R_e$  が最も大きく、これに対し0.40mV以内に押えるように電源を安定化すればよいことが分かる。したがって±200V に対し0.015%、ヒータ電源 9.5Vに対しては接触電位差を 0.40mV 以内に押えうる安定度を0.1%と想定して安定化を行ない、ドリフト電圧を時間率で実測した結果実測された雑音は不規則性雑音の性質を示し、実効値の3倍として、0.069%を得た。

この結果を計算値より推定すれば、+200V の変動が大半を占め、残りを -200V およびヒータ電源の変動で占めているとみてよい。また、ドリフトの原因としては、ここでは(1), (2)の場合のみを考慮することでドリフトを予測しうることを示している。

#### 4.2.2 雑音

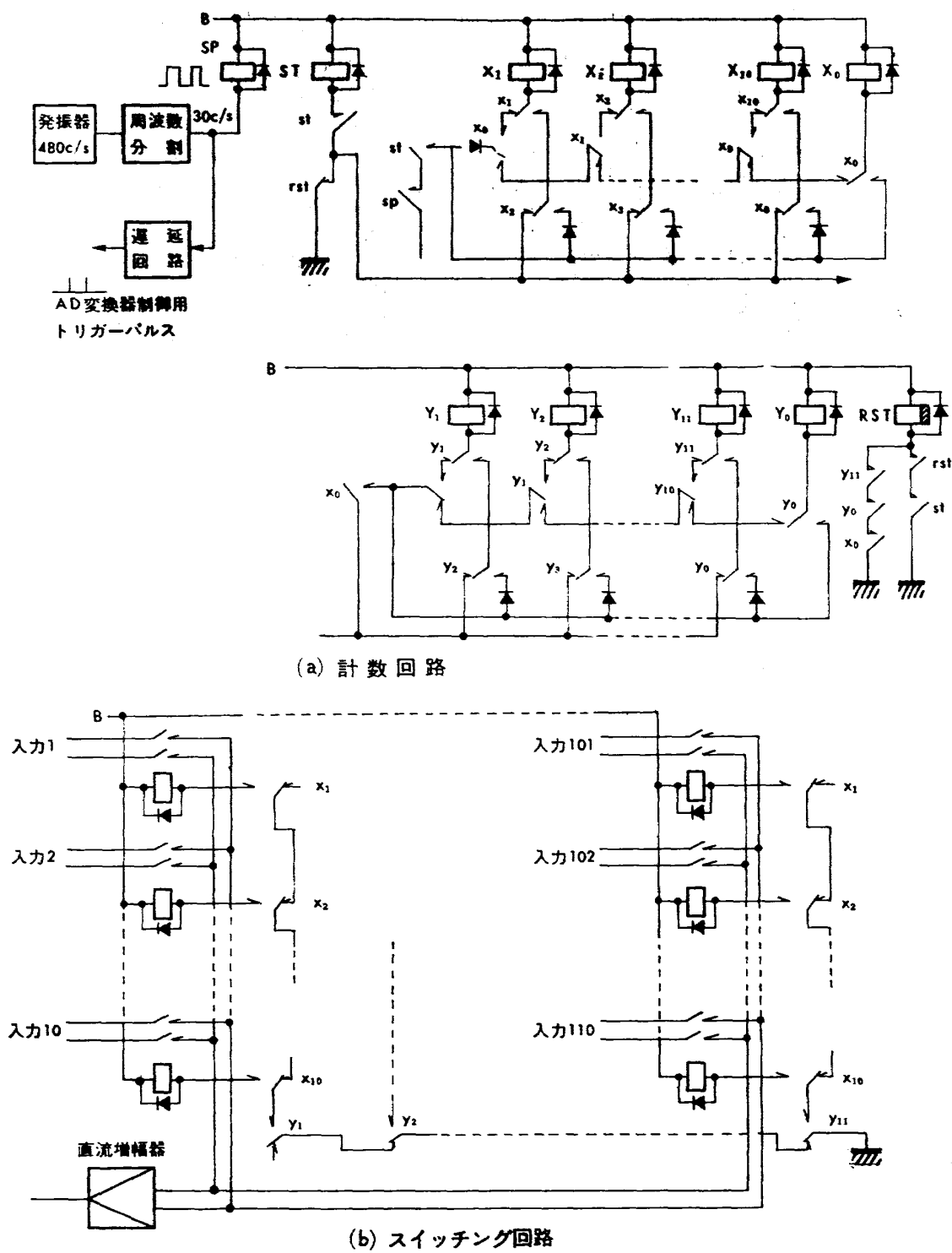
外部雑音を防ぐため、増幅器をしゃへい板でおのおのしゃへいする。入力平衡型にして入力ラインの同相成分の雑音を相殺する。内部雑音の内、低周波領域で散射雑音より多いと言われるフリツカ雑音については初段管を低電流 (100 $\mu$ A) で動作させて軽減する。この結果雑音は外部雑音、内部雑音を含めて、力関係、総圧等の変換器を接続した場合、アナログ入力 10mV フルスケールに対し、0.27%、各部圧力用変換器を接続した場合、0.40%となった。前者は変換器1台に対し直流増幅器1台を対応させてあるため、入力ラインの同相成分の雑音は十分相殺し得て、入力端短絡による変化量、約5%であり、雑音のほとんど全部を内部不規則雑音で占めている。ただし、初段管は特に特性の揃ったものを厳選しなければならない。後者については、変換器出力は走査混合器によって切り換えられて直流増幅器に入るため、同相成分の雑音を各変換器とも同じように相殺することが技術的に困難であり、内部雑音とほぼ同じ程度の 50c/s を主成分とする外部雑音の重ね合わせは避け得ない。

#### 4.3 低速走査混合器

一般にリレー式で構成する走査混合器の走査速度は主としてリレーの動作復旧時間に左右され、低速である欠点を持つ、反面低レベルの走査混合に適する利点を持つ。したがって、周期成分をほ

とんど含まない多量の測定データの走査混合には経済的である。本装置では、整定した圧力の走査混合に使用している。

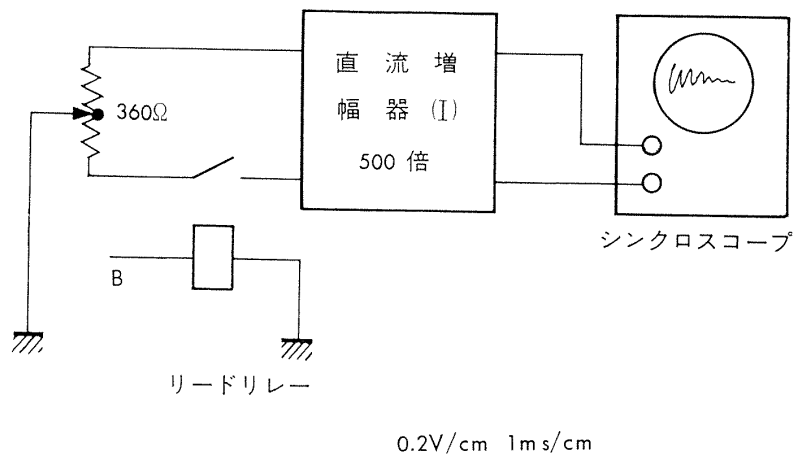
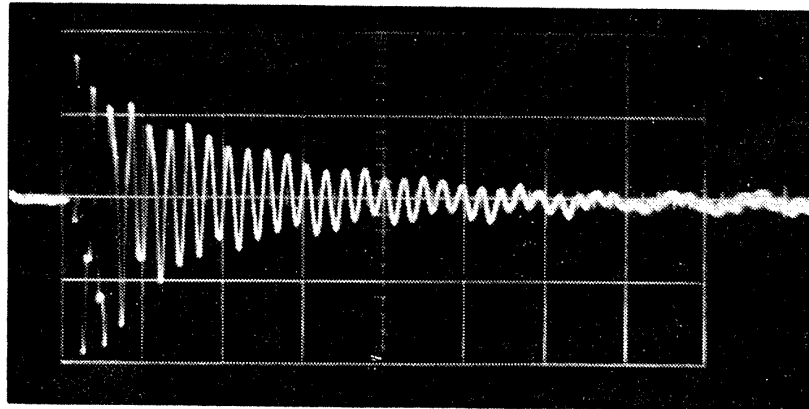
入力回路のスイッチングにはリードリレー RDA-3 を使用した。また、スイッチングリレーの制御は接点組数が多くとれ、動作復旧時間が 7 ~ 4 ms であるワイヤスプリングリレーにより10進2桁の計数回路を構成し、全リレー式とした。走査速度はワイヤスプリングリレーの動作復旧時間



第3図 低速走査混合器系統図



を7msとして、最高35サンプル/秒程度まで可能であるが、動作復旧時間の経年変化による誤動作を防ぐため、30サンプル/秒で確実な動作を行なわせるよう留意した。一方、スイッチングリレー RDA-3のチャタリングによる雑音をのがれるため、A-D変換器制御用にトリガパルスを導入しなければならない。スイッチング開始より約10ms遅延したところでは、チャタリングによる雑音は、約20mV $p$ に減衰しており、波形を純正弦波とみなせば、実効値はフルスケールに対し



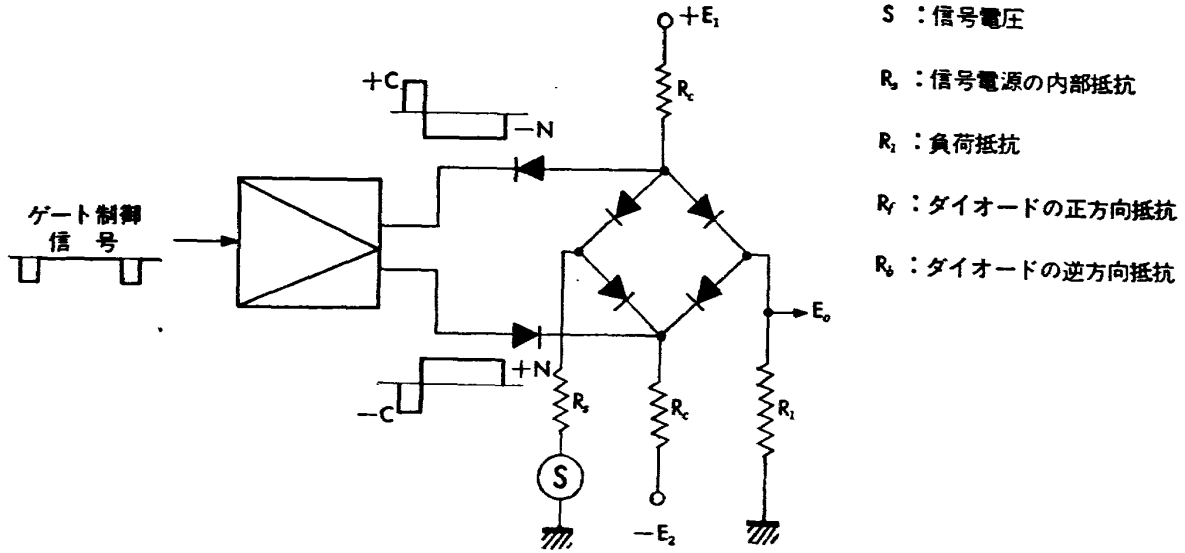
第4図 スwitching用リレーチャタリング

0.28%にしうる。したがって、リレーの動作復旧時間を考慮する反面、小入力の場合の設計に際してはチャタリングの大きさを測定して、A-D変換の時間設定を行なう必要があった。

#### 4.4 高速走査混合器

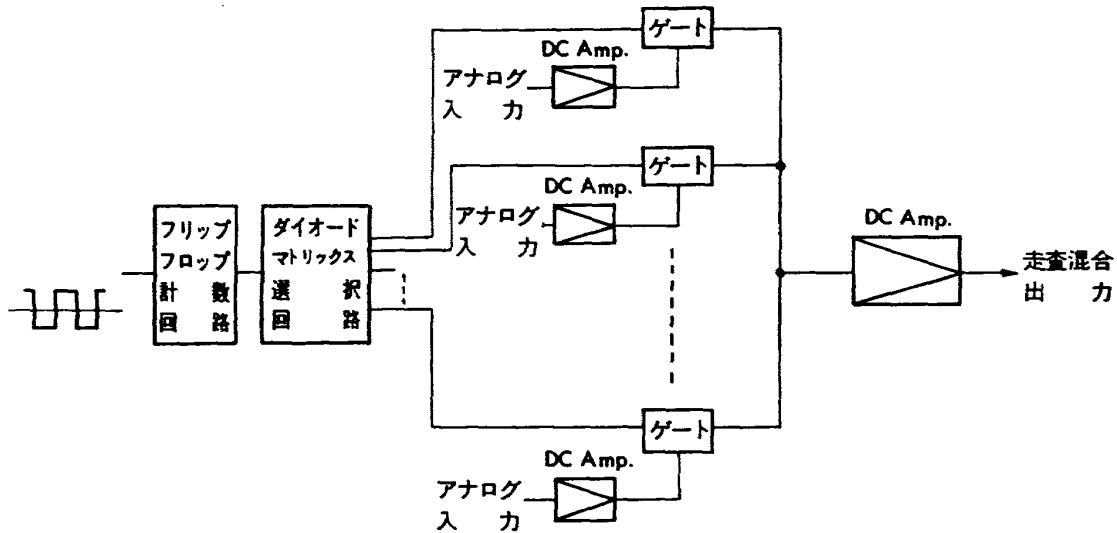
フリップ・フロップによる計数回路、ダイオードマトリックス選択回路<sup>(9)</sup>、6ダイオード・ブリッジゲート<sup>(10)</sup>、により構成し、900サンプル/秒で5V $p$ フルスケールのアナログ電圧のスイッチングを行なう。

スイッチングに使用する6ダイオード・ブリッジゲートは、ゲートを構成する各ダイオードの $R_f$ 、 $R_b$ が等しければ、ゲートの開閉にかかわらず、入力=0の場合、出力=0でペディスタル出力のないことを特長とするが、実際の回路構成においては $R_f$ 、 $R_b$ が不均一のためペディスタルを



- S : 信号電圧
- $R_b$  : 信号電源の内部抵抗
- $R_i$  : 負荷抵抗
- $R_f$  : ダイオードの正方向抵抗
- $R_b$  : ダイオードの逆方向抵抗

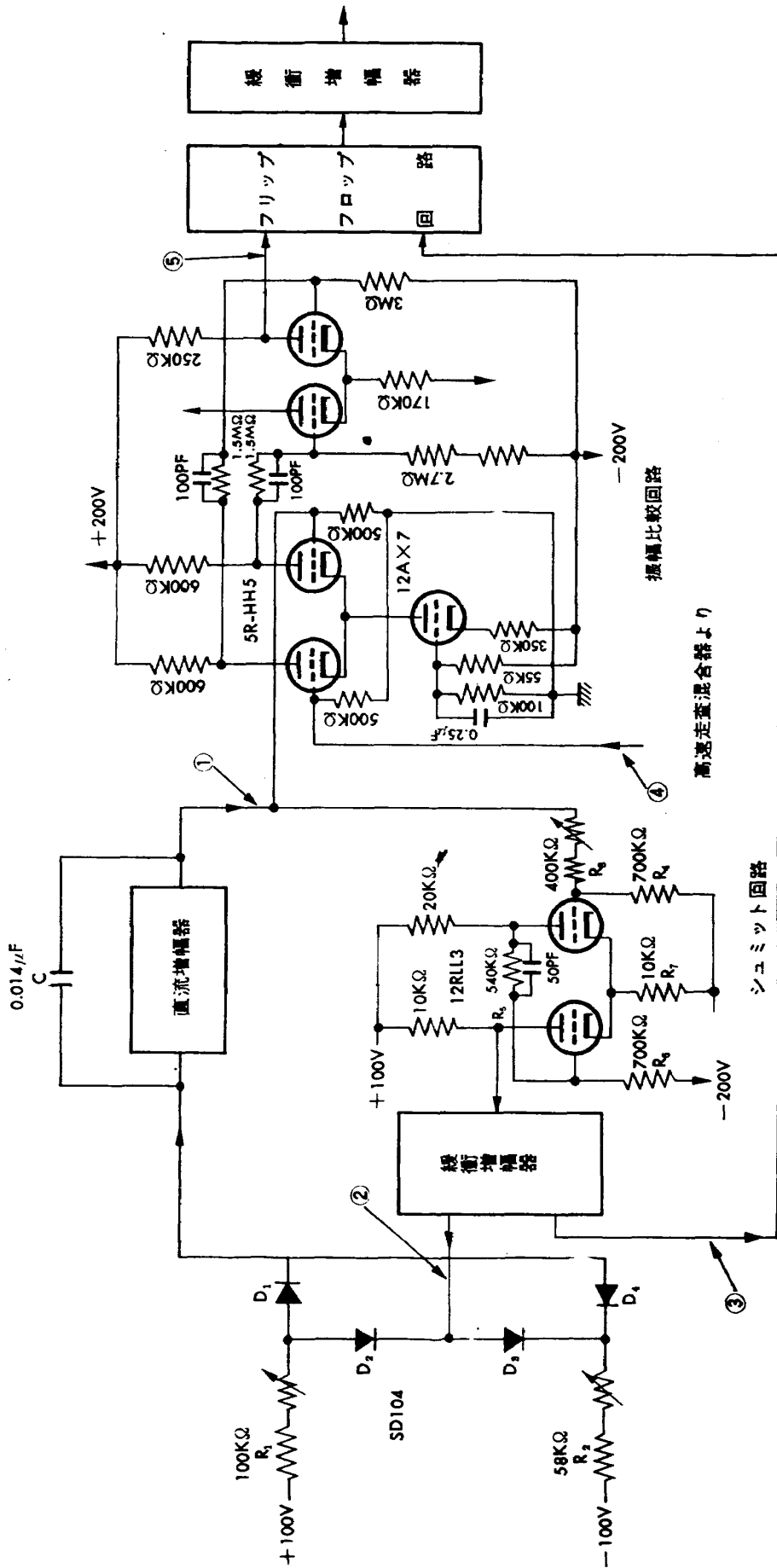
(a) 6-ダイオードブリッジゲート



(b) 並列接続

第5図 高速走査混合器系統図

完全に消去することは技術的に困難である。したがって、整流比の大きなダイオードを使用することによって解決しなければならない。ここではシリコンダイオード SD-104 を使用し、 $R_f=50\Omega$ ,  $R_b=100M\Omega$ ,  $R_i=1M\Omega$ ,  $R_c=20\Omega$ ,  $R_e=10K\Omega$ ,  $S=5Vp$ ,  $E=E_1=E_2=10E_m=100V$ ,  $C=2C_m=10V$ ,  $N=2N_m=10V$  のように設計することにより  $5Vp$  フルスケールに対しペディスタル出力の最大値を  $0.1\%$  に押え得た。 $E$  の安定度は  $0.1\%$  であればペディスタル出力に比べ無視しうる。このペディスタル出力は固定誤差を生ずる原因の範ちゅうに属するものであるが、ダイオードの特性の変化を考慮すれば、 $5mV$  を最大値とする純正弦波の雑音とみなし、この要素の内部雑音とし



第6図 (a) パルス幅変調器系統図

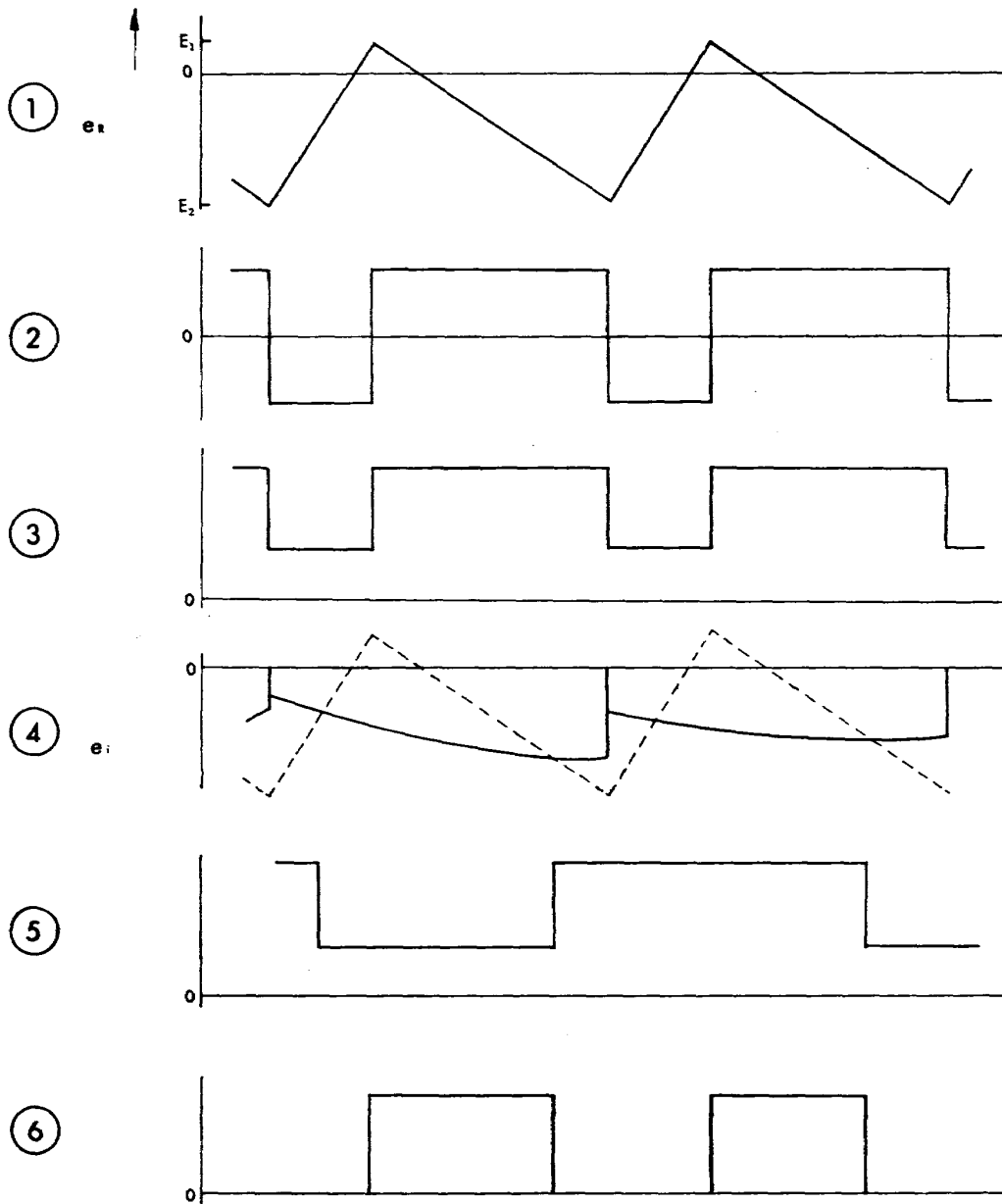
て0.07%と見積っておくのがよいと思われる。

#### 4.5 パルス幅変調器

直流増幅器（Ⅱ）からの  $40V_p$  フルスケールのアナログ出力をパルス幅変調する。0およびフルスケールに対し、それぞれ  $90\mu s$ ,  $660\mu s$  パルス幅、走査速度  $900$  サンプル/秒の RDB 標準を採用した。構成は、基準信号となる基準三角波発生部と、変調部よりなる。

##### 4.5.1 基準三角波発生部

クリスタル・ダイオードによるスイッチ回路、積分回路、履歴効果を持たせたシュミット回路により閉ループを構成して基準三角波を発生する。安定度は電源電圧変動に伴うシュミット回路の開閉特性の変動およびダイオード特性の経時変化に左右されると思われる。陽極および陰極の電源安



第6図 (b) パルス幅変調器タイムチャート

定度は、直流増幅器 (I) の解析より類推して 0.1%、程度が予想された。また、整流比の大きいダイオード SD-104 を用いて、 $R_1, R_2 \gg R_f$  のように  $R_1$ , および  $R_2$  を定めて、ダイオード特性の変動を軽減するよう留意した。

#### 4.5.2 変調部

変調部は基準三角波  $e_R$  とアナログ電圧  $e_i$  を差動増幅器型振幅比較回路で2段比較増幅することにより、 $e_i = e_R$  を尖鋭に選り出して精度を高める。特に、初段管は直流増幅器用に設計されたバランスの良い経時変化の少ないものを使用しなければならない。ここでは 5R-HH5 を使用した。

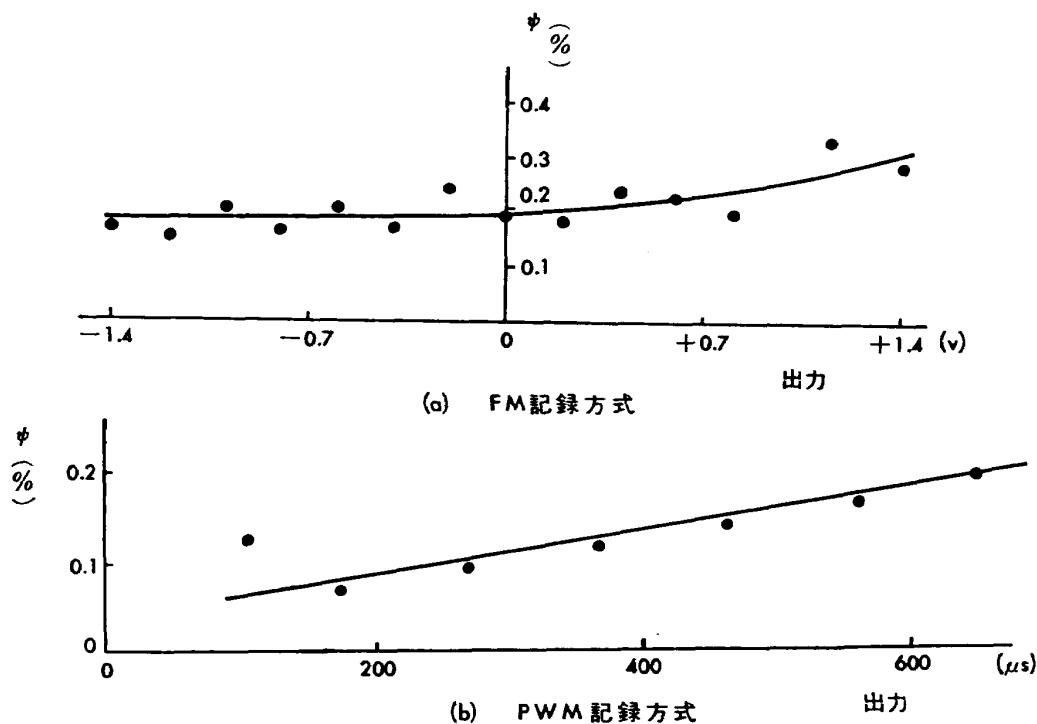
#### 4.5.3 結果

直流増幅器 (II) に一定入力を加えた場合、パルス幅のバラツキは時刻間隔測定の結果正規分布を示し、0.023%に押え得た。これは主として熱雑音、真空管の雑音、電源変動等、不規則雑音に起因したものと考えられる。なお、パルス性雑音に対するパルス幅の異常は実測中認められなかった。

#### 4.6 磁気テープ記録器

実験データの記録装置でありアンペックス社の FR-100A, を用いている。使用テープは同社の計測用テープ 1" 2500' 1.5-M2 である。

雑音の主なものはワウおよびフラッタによる雑音、振幅雑音ならびに変調雑音等であり、FM記録方式においては直結増幅器のドリフトがこれらに加わる。これらが出来におよぼす影響をA-D変換器の雑音も含めた形ですべて磁気テープ記録器による雑音とみなし7図に示した。これらによる雑音は振幅の確率分布を実測した結果、不規則雑音とみなせることが判った。



第7図 出力端の雑音

7図(a)は入力=1.4VDCで最大周波数編移40%, さらにA-D変換器のフルスケール1,000となるようにしてある。7図(b)は0スケール, フルスケールに相当するパルス幅90 $\mu$ s, 660 $\mu$ sがA-D変換器の0およびフルスケール1,000と一致させてある。これらの雑音の減少は磁気テープおよび記録器の技術水準の向上にまたねばならない。

#### 4.7 A-D変換器

使用したA-D変換器の特性を3表に示す。

表3 A-D変換器特性

	パルス幅変調用	アナログ電圧用
方 式	計 数 方 式	比 較 方 式
入 力	90~660 $\mu$ s 幅のパルス	最大 $\pm 10$ Vpeakのアナログ電圧
出 力 信 号 の コ ー ド	2進化10進3桁(1-2-4-8)コード	2進化10進3桁(1-2-4-8)コード
直 線 性 お よ び 精 度	フルスケールに対し $\pm 0.25\%$ (計数1000)	フルスケールに対し $\pm 0.25\%$ (計数1000)
変 換 時 間	90~660 $\mu$ s	平均 250 $\mu$ s
サ ン プ ル 周 期	900 Sample/s	1000 Sample/s
デ ィ ジ タ ル テ ー プ へ の 書 込 み	NRZ方式	NRZ方式

### 5. 総合試験結果

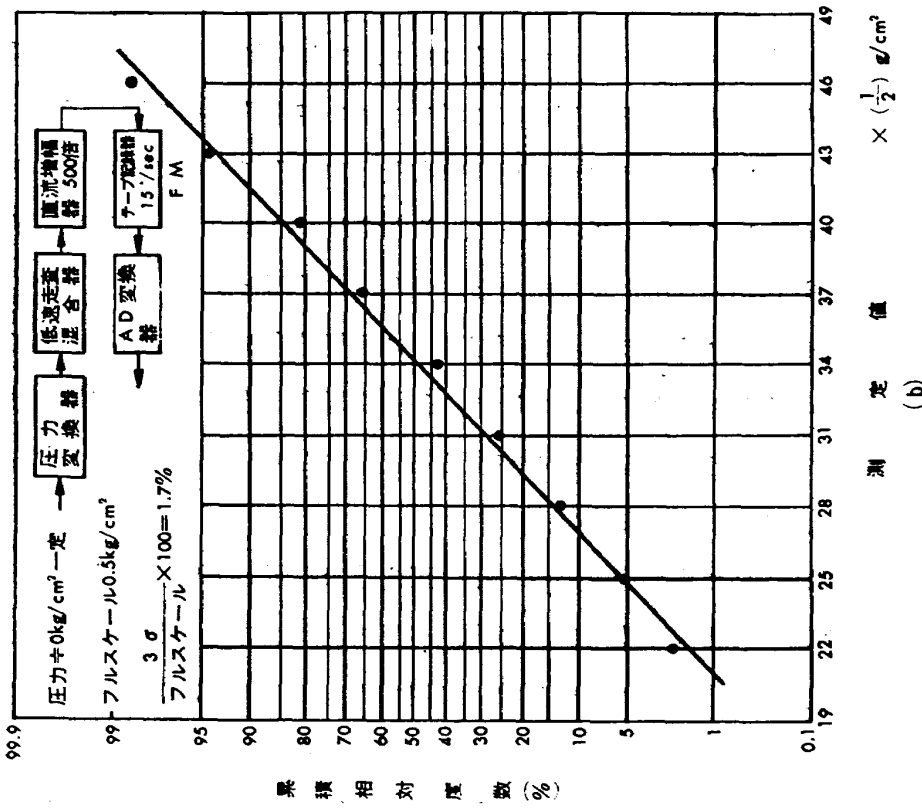
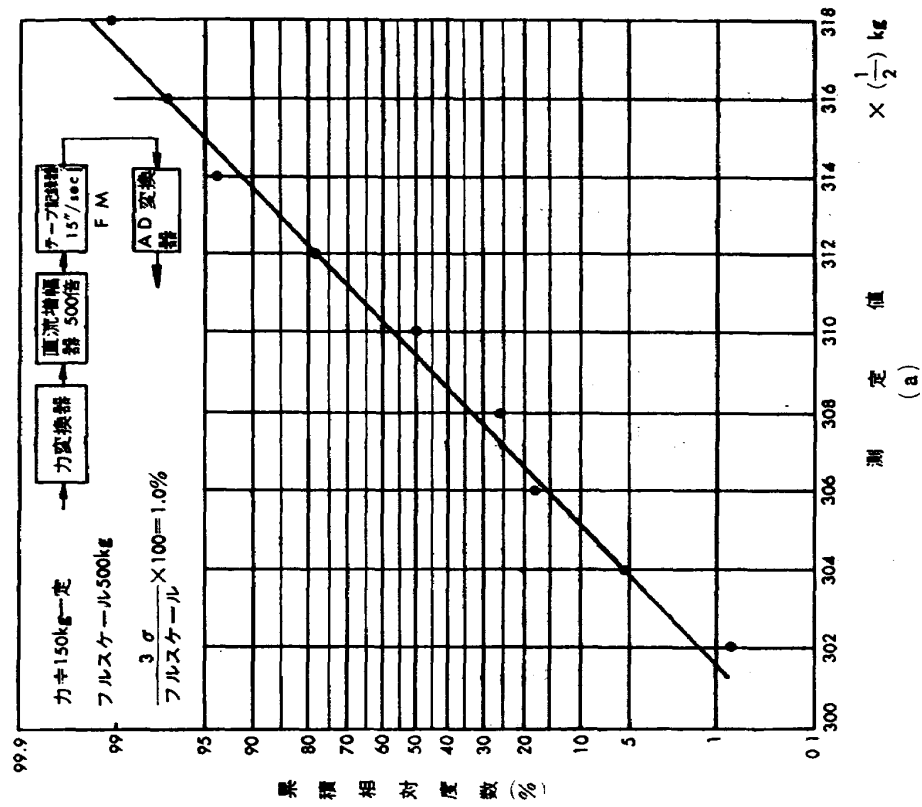
以上述べた各構成要素のフルスケールを一致させて, これを縦続接続して測定系を構成し, 変換器に一定の測定量を加えた場合, その測定値のパラツキの確率分布を8図に示してある。

8図(a)の系統についてはパラツキは正規分布を示すとみてよいであろう。したがって, この測定系の精度 $\epsilon$ は $3\sigma$ としてよい。この系統の, 各構成要素の雑音 $\phi_i$ は不規則雑音とみなしてよいものであった。これらから $3\phi_{au}$ を求めると,  $3\phi_{au}=1.0\%$ となる。

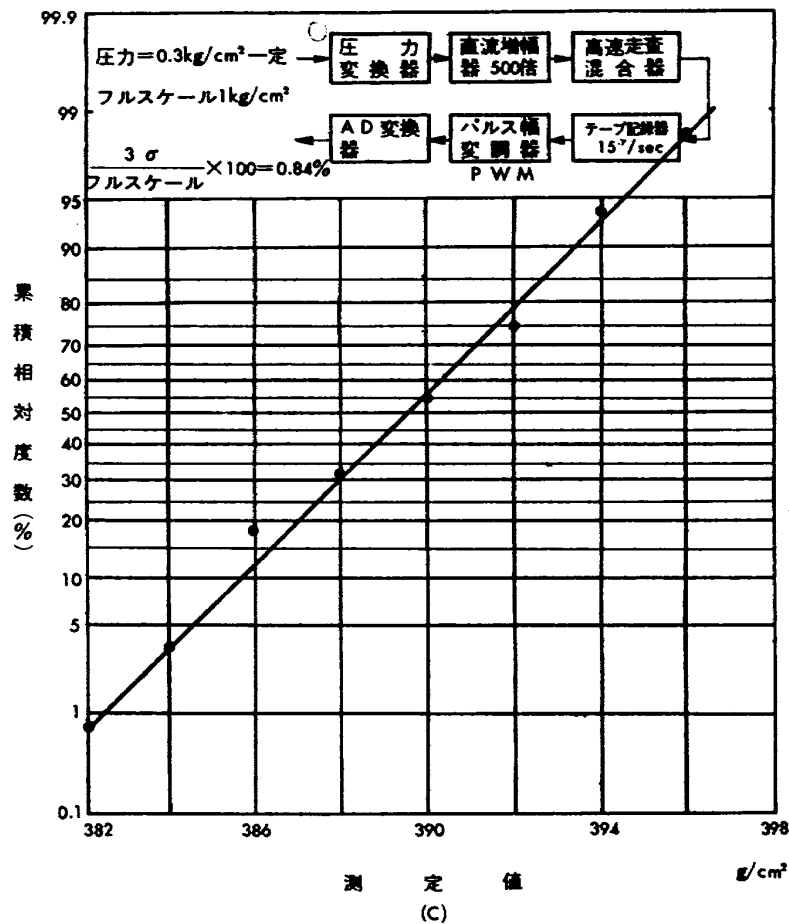
8図(b)の系統についてもパラツキは同じように正規分布を示しているとみてよいであろう。したがって,  $\epsilon=3\sigma=1.7\%$ である。この場合, 各構成要素の雑音には直流増幅器の外部雑音, チャタリングによる雑音のように周期成分を有する雑音を含んでいた。式(2)にこれらをすべて代入して $3\phi_{au}$ を求めると,  $3\phi_{au}=1.6\%$ となる。

8図(c)の系統についても同様にパラツキは正規分布を示しているとみてよい。したがって $\epsilon=3\sigma=0.84\%$ である。各構成要素の雑音の内, ペDESTAL出力は雑音の大きさを想定するために純正弦波と仮定したが, 本質的には不規則雑音に属するものであり, この系統については, すべて不規則雑音とみてよい。 $3\phi_{au}$ を求めると,  $3\phi_{au}=0.90\%$ となる。

以上の結果を総括すると, 次のことが言える。 $3\sigma$ ,  $3\phi_{au}$ を小数点以下1桁までの範囲で観察する限り, ①測定値のパラツキは各構成要素の雑音によるものである。②したがって, 雑音が不規



第8図 測定値のパラッキ (その1)



第8図 測定値のパラッキ (その2)

則なら測定値のパラッキも不規則分布を示すが、周期性雑音を含む場合も、それが不規則雑音の中に占める割合が同等以下なら、結果的には不規則雑音とみなしてよい。③各構成要素の雑音は相互に関連のない独立なものであり、最終出力端まで伝達するとみなしてよい。④精度はいずれの場合も  $3\sigma$  とみなしてよい。⑤精度  $\varepsilon$  (%) は  $k=3$  とし、各構成要素の雑音  $\psi_i$  を測定することにより予測でき、実測値と小数点以下1桁の範囲までよく合う。したがって、標準偏差の概念により精度と雑音を対応させたことは、精度の面から測定系構成要素に検討を加える場合の有効な設計指針となっている。

なお、測定系の構成にあたっては、その要素の中に特に大きな雑音を有するものがあると式(2)によって示されるように、精度はそれにより決定されてしまうので、十分配慮する必要がある。

なお、本装置に期待する精度は、磁気テープ記録器の雑音が入力レベルにより7図のように異なるため、これの最大値をとって式(2)より求めると (a) の場合1.2%、(b) の場合1.7%、(c) の場合1.0%となる。

## 6. む す び

アナログ記録方式を採用した本装置の精度を標準偏差の概念によって、各構成要素の雑音と対応



づけて述べたが、これらを総括すれば、つぎのような結論が導かれる。

- (1) 測定値のパラッキは、測定系を構成する各要素の雑音  $\psi_i$  によるものであり、測定系の精度は  $\psi_i$  を測定することによって求まる。ただし、 $\psi_i$  は相互に関連のない独立なものとする。
- (2)  $\psi_i$  より求めた測定系の精度 (%) は、測定値のパラッキから求めた精度 (%) と小数点以下1桁の範囲までよく合う。各要素の  $\psi_i$  については、周期性雑音を含む場合も、不規則雑音の占める割合に比べ、これが同等以下なら差しつかえない。
- (3) 測定系中、特に大きな雑音を有する要素を含む場合は、精度はほとんど、その要素によつて定まる。
- (4) なお、本実験を通して測定系を構成する各要素の雑音の性質と、問題点を明らかにすることができた。

ここに述べた検討結果と装置の構成は単に超音速風洞データ処理装置としての特殊用途のみならず、一般のアナログ方式のデータ処理装置について適用しうるものと確信する。

最後に、常に御指導を賜った重見孝部長、高木広治、谷喬室長、斉藤秀夫、石原久蔵、高島一明技官、実験結果の整理に協力していただいた外立政隆、榊原盛三、関根英夫技官、ならびに本装置の製作に当たられた日本電気(株)に謝意を表わします。

#### 文 献

- (1) V.S. Haneman, L.L. Rauch, R.J. Leito & U.A. Cotecchia: "Automatic Reduction of Wind-Tunnel Data" Aeronautical Eng. Rev., Vol. 12, pp42-47, (Feb. 1953)
- (2) "Engineering Specifications for the Boeing Transonic Wind Tunnel Data Handling System", Document No. D-16601, (Apr. 12, 1955)
- (3) "Engineering Specification for the Boeing Supersonic Wind Tunnel Data Gathering System", Document No. D-17161, (Sep. 2, 1955)
- (4) M. Seamons, M. Bain & W. Hoover: "Real-time Presentation of Deduced Wind Tunnel Data", External Publication No. 413, Jet Propulsion Laboratory, (Aug. 30, 1957)
- (5) "Project Datum", Air Force Flight Test Center Edwards Air Force Base California, (1 Aug. 1956)
- (6) "Wind Tunnel Data Processing System", McDonnell Aircraft Corporation.
- (7) 航空技術研究所 1 m × 1 m 吹出式超音速風洞の計画と構造, 航空技術研究所報告 TR-29, 1962年10月。
- (8) 新井忠, 前田永一, 高橋晃, 堀彰男: 超音速風洞運転制御装置, 計測装置, NEC No. 59, pp42-49, (Mar. 1963)。
- (9) D.R. Brown, & N. Rochester: "Rectifier Networks for Multiposition Switching", Proc. IRE, Vol. 37, pp139-147, (Feb. 1949)
- (10) J. Millman & T.H. Puckett: "Accurate Linear Bidirectional Diode Gates", Proc. IRE, Vol. 43, pp29-37, (Jan. 1955)

<p>NAL TM-19 航空宇宙技術研究所 吹出し超音速風洞による実験データの処理方式について(I) 吹出し超音速風洞測定用信号変換記録装置の精度について</p> <p>1963年 6 月 16 ページ</p> <p>データ処理方式の一つアナログ記録方式を用いて構成された, 吹出し超音速風洞測定用信号変換記録装置の精度について述べている。従来ばくぜんと言われてきた精度に標準偏差の概念を導入して測定系構成要素の雑音と対応づけで定量的に定義し, これにより各構成要素の雑音の性質と大きさに検討を加え系の設計指針として有効な方法を得ている。ここに述べている検討結果は, 単に吹出し超音速風洞測定用信号変換記録装置としての特殊用途のみならず, 各方面のアナログデータ処理装置に広く応用しうる</p>	<p>I. 新井 忠 原 亘 利 II. NAL TM-19 III. 533. 6. 07. 087. 4</p>	<p>I. 新井 忠 原 亘 利 II. NAL TM-19 III. 533. 6. 07. 087. 4</p>
<p>NAL TM-19 航空宇宙技術研究所 吹出し超音速風洞による実験データの処理方式について(I) 吹出し超音速風洞測定用信号変換記録装置の精度について</p> <p>1963年 6 月 16 ページ</p> <p>データ処理方式の一つアナログ記録方式を用いて構成された, 吹出し超音速風洞測定用信号変換記録装置の精度について述べている。従来ばくぜんと言われてきた精度に標準偏差の概念を導入して測定系構成要素の雑音と対応づけで定量的に定義し, これにより各構成要素の雑音の性質と大きさに検討を加え系の設計指針として有効な方法を得ている。ここに述べている検討結果は, 単に吹出し超音速風洞測定用信号変換記録装置としての特殊用途のみならず, 各方面のアナログデータ処理装置に広く応用しうる</p>	<p>I. 新井 忠 原 亘 利 II. NAL TM-19 III. 533. 6. 07. 087. 4</p>	<p>I. 新井 忠 原 亘 利 II. NAL TM-19 III. 533. 6. 07. 087. 4</p>
<p>NAL TM-19 航空宇宙技術研究所 吹出し超音速風洞による実験データの処理方式について(I) 吹出し超音速風洞測定用信号変換記録装置の精度について</p> <p>1963年 6 月 16 ページ</p> <p>データ処理方式の一つアナログ記録方式を用いて構成された, 吹出し超音速風洞測定用信号変換記録装置の精度について述べている。従来ばくぜんと言われてきた精度に標準偏差の概念を導入して測定系構成要素の雑音と対応づけで定量的に定義し, これにより各構成要素の雑音の性質と大きさに検討を加え系の設計指針として有効な方法を得ている。ここに述べている検討結果は, 単に吹出し超音速風洞測定用信号変換記録装置としての特殊用途のみならず, 各方面のアナログデータ処理装置に広く応用しうる</p>	<p>I. 新井 忠 原 亘 利 II. NAL TM-19 III. 533. 6. 07. 087. 4</p>	<p>I. 新井 忠 原 亘 利 II. NAL TM-19 III. 533. 6. 07. 087. 4</p>

## 既 刊 資 料

TM- 1	高マッハ数風洞について (I)	1961年 11月	平木 一, 清水福寿 橋本 登
TM- 2	航空技術研究所計数型電子計算機設備 プログラブラリー I	1962年 2月	樋口一雄, 戸川隼人 三好甫, 高橋利之 能美力, 板垣芳雄 鳥海良三, 佐藤保子
TM- 4	18 cm×20cm超音速風洞について	1962年 5月	長洲秀夫, 伝田幸雄
TM- 5	遷音速流の線型理論	1962年 8月	細川 巖
TM- 6	18 cm×18cm遷音速風洞整備試験	1962年 8月	橋本 登, 井上政一
TM- 7	慣性力形疲労試験機	1962年 8月	竹内和之, 山根皓三郎
TM- 8	アルミ合金の前歴が疲れ寿命に およぼす実験的研究	1962年 9月	池田為治, 坂元思無邪
TM- 9	方向性次元解析と相似解に関する覚書	1963年 2月	甲藤好郎, 小出 勉
TM-10	DATATRON 205 用 ALGOL 58 使用法について	1963年 2月	高橋利之
TM-11	光弾性による高速車盤の縞模様	1963年 2月	永井文雄
TM-12	コーティングの断熱効果に関する実験	1963年 3月	竹中幸彦, 小川幸一 林 洋一
TM-13	遷音速における 45° 後退角の予備的実験	1963年 3月	中井暎一, 小原 瑛
TM-14	変断面片持梁固有振動数の一計算方法 について	1963年 3月	中井暎一, 小原 瑛 鳥海良三, 安藤泰勝
TM-16	フラッタ試験設備測定部交換ノズルの 予備試験	1963年 4月	中井暎一, 橋爪 宏 高木俊朗, 橋本 登
TM-17	VTOL 機用 Jet Lift Engine に関す る一考察	1963年 5月	鳥崎忠雄, 松木正勝 山中竜夫, 藤井昭一
TM-18	ヘリコプター振動のパワースペクトル 解析	1963年 6月	小野幸一

注：欠番は配布先を限定したもの。

---

## 航空宇宙技術研究所資料19号

昭和38年6月発行

発行所	航空宇宙技術研究所 東京都三鷹市新川700 電話武蔵野(0422)(3)5171(代表)
印刷所	奥村印刷株式会社 東京都千代田区西神田1~10

---