

# 新に試作された乱れ測定装置について

佐藤浩, 小橋安次郎, 井内松三郎, 山本一夫, 恩田善雄

(1954 年 11 月 22 日受理)

## A New Equipment for Turbulence Measurements

Hiroshi SATO, Yasujiro KOBASHI, Matusaburo IUCHI,  
Kazuo YAMAMOTO and Yoshio ONDA

(Received November 22, 1954)

**ABSTRACT:** This paper presents a description of newly constructed equipment for hot-wire anemometry, which can be used for studying the detailed structure of turbulence in wind-tunnel. Improvements were made in many points by using the latest accomplishments of electronics. The frequency range of amplifier was extended to meet the need of measuring turbulence in a supersonic flow.

Problems in design and construction practice are discussed in detail. Some simple tests in low-speed wind-tunnel proved the satisfactory performance of equipment.

### 1. ま え が き

熱線風速計で風洞の中の乱れを測ることがはじめて試みられたのは、もう 20 年以上も前のことである。それ以来、電子管技術の長足の進歩は測定精度を高め、熱線の使い方にも次々に新生面をひらいた。最近、我国でも化学工業や機械工業などの色々な分野で乱れを測ることが要求されるようになったので、現在の技術で一応標準になるようなものを作り、それを報告することは我々の研究のためばかりでなく、他にも益があると思われる。勿論、日進月歩の電子管技術に依存する点が多いから、新しいものがいつ迄も使えるわけではなく、装置は数年毎に更新されるのが今までの例である。<sup>(1)(2)</sup> 現在のところ、1953 年に L.S.G. Kovátsznay が発表したもの<sup>(3)</sup> はアメリカでも規準とされているので、我々もその程度のものを、なるべく費用をかけないで、又、二、三の点は改良して、設計し製作した。

こゝに述べられる装置は、主として風洞の中の乱れの微細構造をしらべる為のもので、他の目的

に使うのにはうまくゆかない点があるかも知れない。性能の要求が厳しくなる程、多用途性は失われるからである。我々は以前にも同様な装置を試作した経験があり、<sup>(4)(5)(6)</sup> 他にも国内で、浜の報告<sup>(7)</sup>があるが、今度の計画の眼目の一つは近い将来問題となるべき、音よりも速い流れにおける乱れを測ることを考に入れていることである。これは未開拓の分野であり、測定技術は確立されていないが、我々の試みもその方向に一步を踏出したことにはなるであろう。

### 2. 回路の構成

熱線の扱い方や、乱れを測る手順についてはいろんな文献があるから、<sup>(8)(9)</sup> ここでは唯、問題になる点だけを拾い上げてみよう。

まず、熱線の電気抵抗  $R$  と風速  $U$  との関係は、例えば Fig. 1 のようである。之は普通に静的較正の曲線と呼ばれる。この曲線は風の温度、湿度、線の表面の状態や材質の組織などによつて変化するから、この較正はしよつちゆうやつていなくては行けない。直接  $R$  と  $U$  についてと

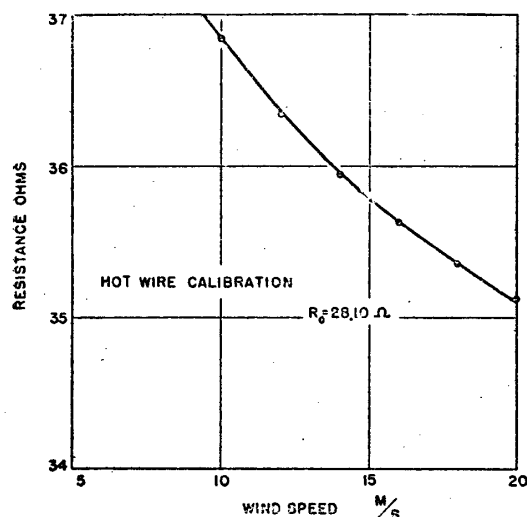


Fig. 1. 熱線の静的較正

らないで、適当に整理された量をとれば、曲線の変化は少いと言われるが、矢張りそれ程信用されてはいない。このことが熱線の第一の欠点である。唯、曲線はいつもほぼ平行にずれるから、熱線の感度  $\partial R / \partial U$  はそれ程変化しない。

次にこの  $R$  と  $U$  との関係が linear でないことは、感度は  $U$  の関数ということになり、これがまた別の問題のもとになる。即ち、乱れの変動分  $u$  が主流速度  $U$  に比べて小さければ  $R$  と  $U$  との大体 linear な部分で動作させることができるが、その比が大きくなると熱線からの出力は非直線歪を受けていることになる。 $U$  のあまり大きくない脈動流などでは特に注意しなくてはならない事柄である。

第三に、熱線に方向性のないことがまた  $U$  の小さい場所での測定を困難にする。即ち、熱線は風が前から吹いたのか、後から吹いたのかを区別することができないのである。 $U=0$  という極端な場合は、風速の変動はすべて一方向に“整流”された電氣的出力になる。

熱線について第四の問題は、熱容量がある為に高い周波数の変動についてゆけなくて、感度が落ち、位相がずれることである。熱容量は電気容量

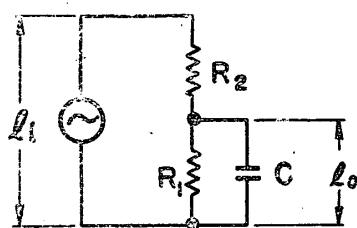


Fig. 2. 熱線の等価回路

と同様に考えることができるから、周波数特性に関しては、熱線は  $C$  と  $R$  とを組合せた Fig. 2 と等価になり、出力は

$$\frac{e_0}{e_i} = \frac{1}{1 + j\omega M} \quad (1)$$

の形になる。時定数  $M$  は、熱線の太さ、温度、電流などによつて変るが、ここでも幸なことに風速による変化はそれ程大きくない。例えば、 $5\mu\text{m}$  の太さの白金線で電流  $40\text{ mA}$  のとき、次のようになる。

$U$ m/s	10	15	20
$M$ millisec	0.39	0.37	0.36

このことは境界層や、管の中の流れのようなものを測るのに有難いことである。

時定数  $M$  が何かの方法でわかつたとすれば、増巾器の中で Fig. 2 と丁度逆の回路を使つて、高い周波数を強調してやれば、総合的には周波数特性は平坦なものになる筈である。現在の電子管技術を以てすれば、これ位のことは容易であるが、唯、問題はどれだけの周波数範囲をとればよいかという点にある。式 (1) によれば、無限大の周波数で感度はゼロになるが、その逆数として無限の増巾をしてやることはできない。それで、どうしても或周波数でとめてやることになる。その範囲は結局、どんな乱れを相手にするかできまってくるわけであるが、今までのところ、普通の風洞の中で  $U=5\text{ m/s} \sim 20\text{ m/s}$  の程度なら大体  $10\text{ kcps}$  迄でよいことが実験で判つている。乱れは風に乗つて熱線を通りすぎるものと考えれば音速に近い、或はそれ以上の風速での乱れに対しては  $100\text{ kcps}$  位迄も欲しくなる。

このように周波数の範囲が広がることは、もう一つの問題をひきおこす。雑音である。増巾器は大体周波数に比例して利得が増大するという形になつていて、実効的な帯域巾は使用する周波数範囲より遙に広がつていて、それによつて、雑音の為に小さな乱れが測れなくなつて了う可能性がある。熱線それ自体は  $100\text{ } \Omega$  以下の低インピーダンスであるから、問題は真空管の熱的、機械的雑音である。

雑音を小さくするには何といても細い熱線を使つて  $M$  を小さくするのが一番よいが、あまり細くすると切れ易くなるという矛盾がある。

現在のところ、時々使われる太さ  $1\mu\text{m}$  のものが大体の限度であろう。

乱れの変動が一旦電気的信号に変えられたら、あとは普通の可聴周波数を扱う技術で、色々細工することができる。唯、乱れのとくに特徴的なのは、最後の出力を2乗平均の形で読んで、直接、乱れのエネルギーと結びつける点である。この為に従来は真空熱電対型の計器が使われていたが、それが非常に切れ易いのも頭痛の種である。

最後に、band-pass filter を使つて乱れのスペクトルを測るときに、出力がふらふらして読み取り難いという問題がある。乱れというものがもとも不規則なものである以上、或程度は仕方がな

いが、低い周波数の成分を正確に測るのには余程時定数の大きい計器を使つても追付かない。結局、数十秒という永い時間について出力を平均する積分回路のようなものが必要になつてくる。

以上のような要求や、問題に応ずる為に設計された全回路の block diagram は Fig. 3 の通りで、実際に出来上つたものは Fig. 4 の写真に示すようなものである。沢山の unit があるが大体次の3つの部分に分けることができる。

変換部

増巾部

較正部

その各々について簡単に説明してみよう。

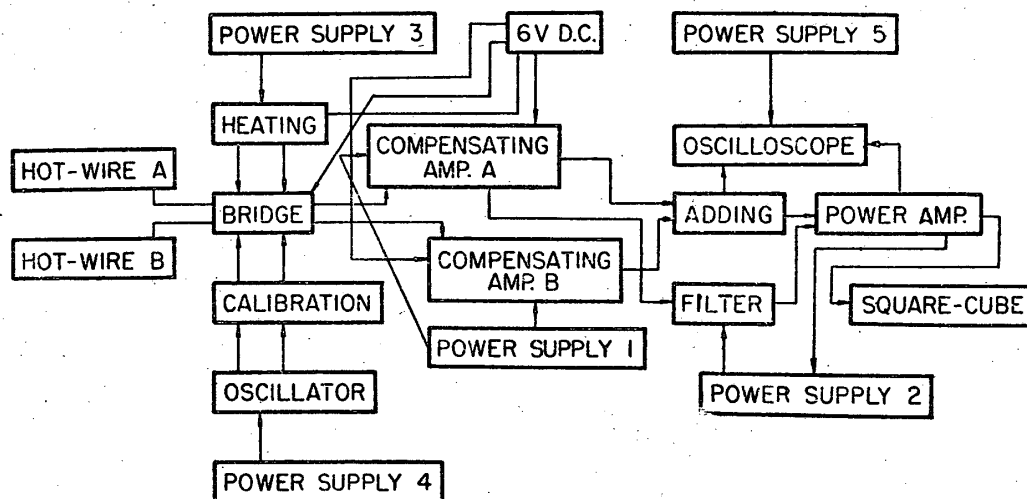


Fig. 3. Block diagram

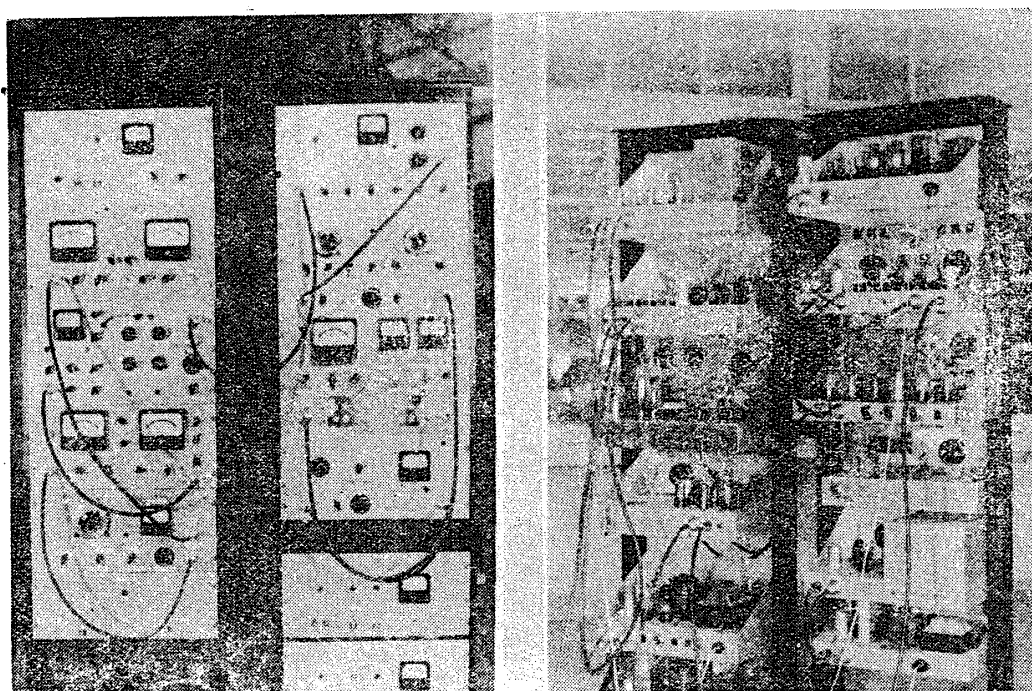


Fig. 4. 試作された装置

### 3. 変換部

これは熱線に電流を供給して、乱れを電圧変動に変えると共に、いろんな較正や測定を行う為の切換を行う部分である。

まず重要なのは熱線の時定数  $M$  を知ることである。その為には Kovásznay によつて考案された矩形波テスト<sup>(10)</sup> が今のところ一番簡単で精度もよい。それは熱線を通れる直流に矩形波を重ねて、その出力を増巾してブラウン管で見る方法である。熱線の感度は高い周波数で落ちるから、加えられた矩形波はひどく形の変つたものになつて出てくるが、増巾器の中で行われる補償が適当ならばもとの矩形波になる。但しこのとき注意しなくてはならないのは  $I$  を直流電流、 $i$  を矩形波

電流、 $R$  を熱線の抵抗、 $r$  を矩形波によつて変化した抵抗とすれば、熱線の両端にあらわれる電圧、

$$(I+i)(R+r)=IR+iR+Ir+ir$$

のうち  $Ir$  だけが乱れに対応しているのであつて、 $ir$  は小さいから無視できるが、 $iR$  は bridge を使つて打消してやらなくてはならないことである。矩形波に含まれる高調波が増巾器の周波数範囲を十分に代表すれば、この方法で熱線に対する補償の適当さをしらべることは極めて容易である。

もう一つの特徴は2本の熱線を同時に使えるようにしたことである。このことは主流の方向に直角な成分  $v$  や  $w$ 、あるいはいろんな相関を測る為に必要なのである。current supply は独立したものを2つ作り、各々の熱線は切換によつて bridge の腕の一つになれるようにした。

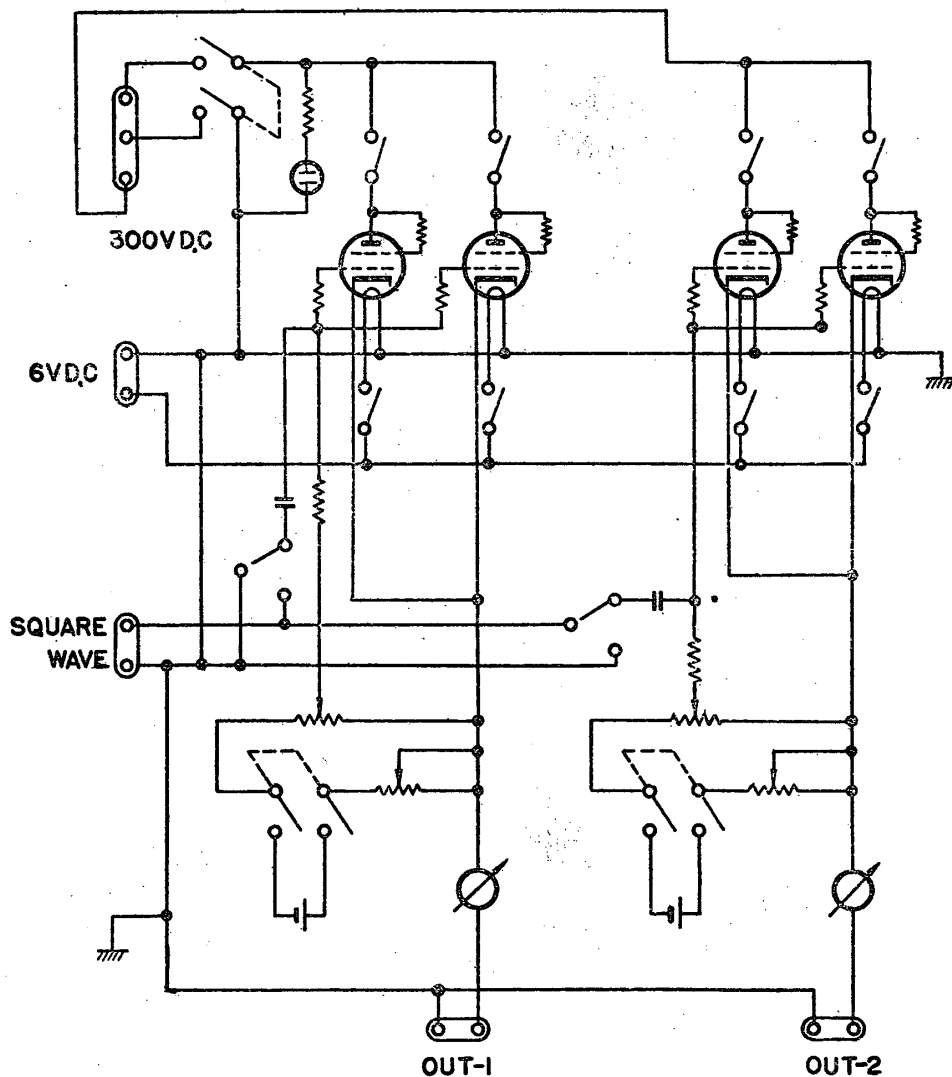


Fig. 5. Heating unit

## (a) 熱線

現在のところ熱線として適当なのは次のようなものである。

材 質——白金, 白金-ロジウム, タングステン

太 さ—— $1\mu\text{m}\sim 10\mu\text{m}$

長 さ—— $0.5\text{ mm}\sim 2\text{ mm}$

使用温度—— $200^{\circ}\text{C}\sim 300^{\circ}\text{C}$

出力電圧—— $10\mu\text{V}\sim 10\text{ mV}$

時 定 数—— $0.1\text{ milli sec}\sim 3\text{ milli sec}$

材質については最近詳しい研究が進んでおり,<sup>(11)</sup> 将来はもつとよいものが採用される可能性があるが, 他の要目はそれ程変らないであろう。

## (b) Heating unit (Fig. 5)

この unit の役割は次のようなものである。

(1) 熱線に適当な直流電流を供給し, その値を読むこと。

(2) 直流に矩形波を重ねること。

この2つのことをやるには真空管のプレート電流を利用する。グリッド・バイアスを変えれば簡単に電流を調節できるし, グリッドに矩形波電圧

を加えればそれが直流に重なる。難点はヒーター電流, バイアス電圧という不安定の原因になり得る要素を新に持込んだことであるが, 両方共, 電池を使うことにすればまずそれ程の問題ではない。真空管はいろんなプレート電流について直線部分で動作させることが望ましいから, プレートの負荷抵抗を所用電流に応じて切換えることにした。Fig. 5 で Out-1, Out-2 は各々の熱線に電流を供給する出力ターミナルである。

## (c) Bridge unit (Fig. 6)

この unit は切換によつて次の4つのことができる。

(1) 熱線から出る変動電圧を次の段の増巾器に入れること。

(2) 増巾器の利得を測ること。

(3) bridge を構成して, 熱線の抵抗を測り, 静的較正を行うこと。

(4) bridge を作つて矩形波テストを行うこと。

図において上端左右の A, B は電流の供給されるターミナルで, その下にある A, B は熱線につながる点である。bridge の arm ratio は

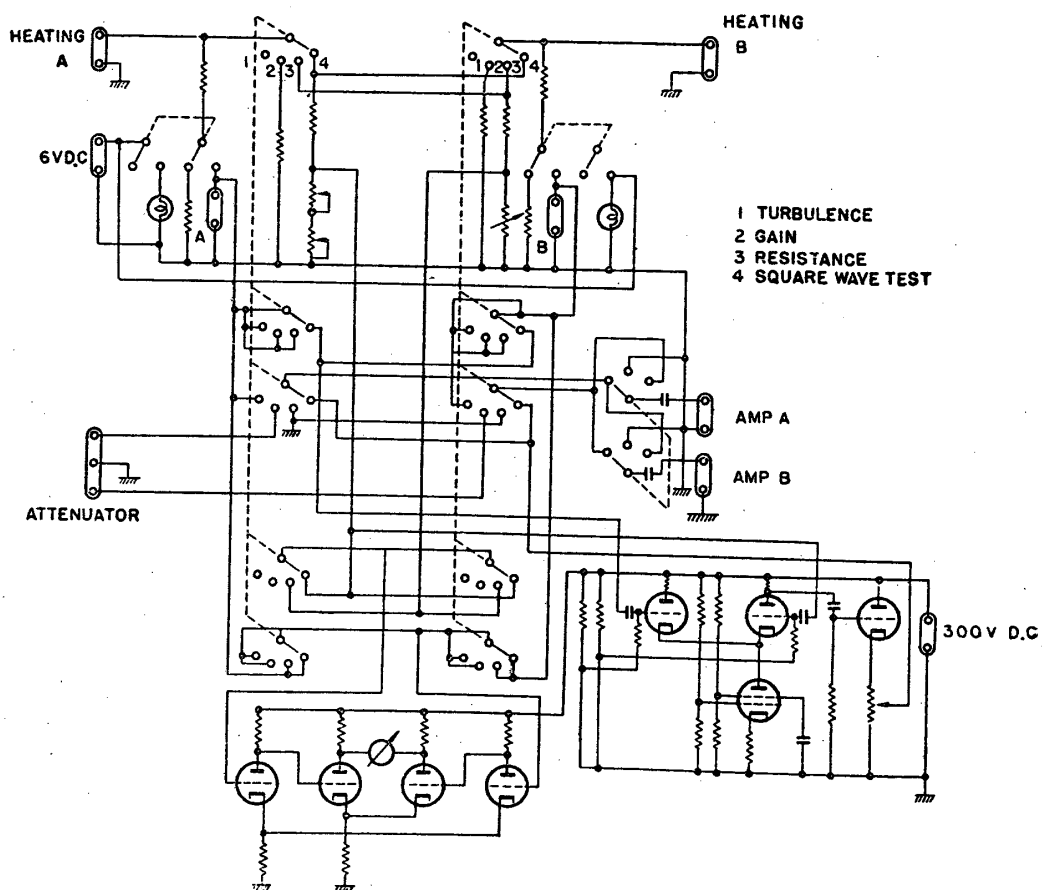


Fig. 6. Bridge unit

10 対 1 にとり，調節腕には最大 1111 オームの 10 進無誘導抵抗器を用いた。しかしそれは高周波の特性がよくないので矩形波テストのときは高周波用の可変抵抗器に切替える。下端は増巾型ガルバノメーターで，右下の 4 本の球から成る回路は矩形波テストのとき不必要な電圧を打消す為のいわゆる difference amplifier である。

#### 4. 増 巾 部

さきに述べたように増巾部を設計する上に注意しなくてはならないのは，高い周波数における補償と，雑音の問題である。

そのうち補償については古くからの問題で，いろんな方法が提案されているが，現在最も多く使われているのは  $C-R$  による方法 (Fig. 7) と，negative feed-back による方法 (Fig. 8) とである。後者は特に Kovásznay らによつて好んで用いられている。<sup>(3)</sup> 先ず， $C-R$  のやり方について考えてみよう。

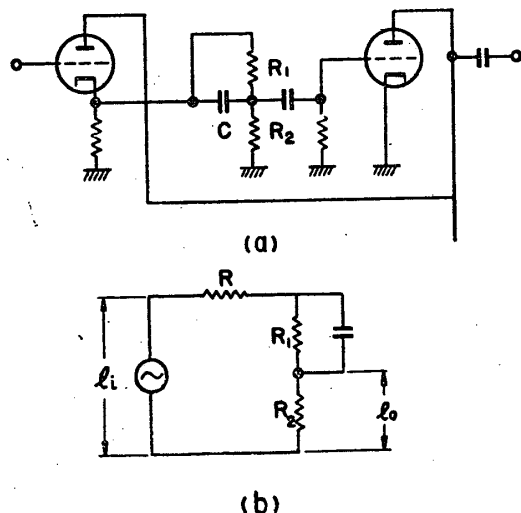


Fig. 7.  $C-R$  compensation

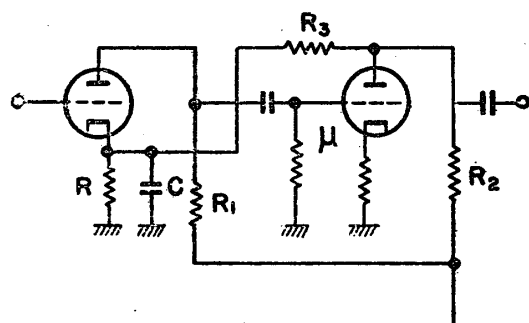


Fig. 8. Negative feed-back compensation

Fig. 7 (a) の回路は等価的に (b) のように考えることができるから入力と出力との比は，

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{1+s^2}{l} \cdot \frac{n}{(1+s^2)+n-jsn} \quad (2)$$

$$\text{但し, } s = \omega CR_1, \quad l = R_1/R_2, \\ n = R_1/(R+R_2)$$

となる。今， $CR_1 = M$  としてもこの式は (1) の丁度逆にはなっていないが，そのちがいはそれ程大きくはなく， $n$  を大きくとればいくらかでも小さくすることができる。利得が理想的な補償に比べて 1 db (10%) の偏差になるような周波数を Fig. 9 に示す。ここに用いられた  $n$  は普通 ceiling-to-floor ratio とよばれているが，高い周波数迄完全に補償をするには，この値を大きくすると同時に， $M$  を小さくすることが絶対の要請となることは明かである。一方，位相の特性は可成り悪く，Fig. 9 の補償限度に於て理想的なものとの喰違いは約  $25^\circ$  に達する。普通の測定では位相はそれ程問題にならないが乱れの波形を忠実に再現する為には大切なことで，将来，解決されなければならない事柄の一つである。

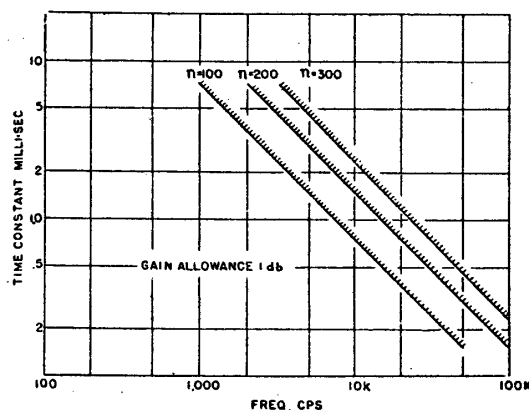


Fig. 9. 補 償 限 度

ここで Fig. 7 と Fig. 8 の両方のやり方を比較してみよう。

(1) 補償の特性としてはどちらも同じになる筈であるが，Fig. 8 の場合の ceiling-to-floor ratio は，

$$n = 1 + \frac{\mu R_1}{R+R_3}$$

となる。この中には真空管の増巾度  $\mu$  が含まれており，それは実は  $R$ ,  $R_2$  及び  $R_3$  の値によつて変るから，設計通りの  $n$  を与えることは中々むづかしい。Fig. 7 のやり方ではその点は非常に簡単である。

(2) Fig. 8 の回路の設計はかなり微妙である。

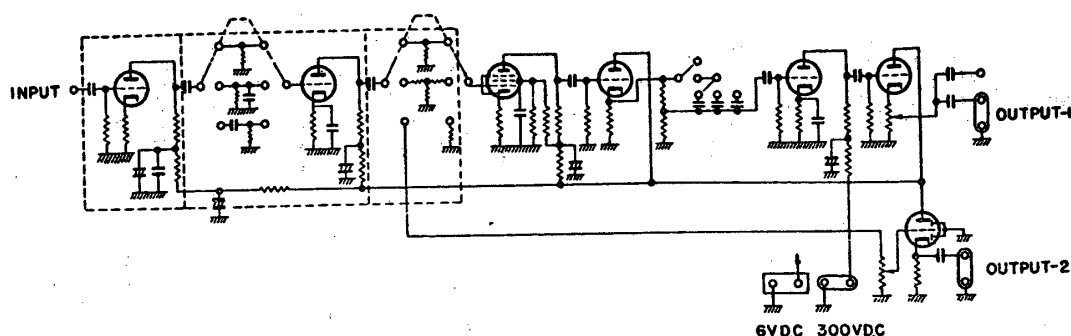


Fig. 10. Compensating amplifier

それは feed-back のいろんな抵抗値は直流的に  
もちょうどまくなっている必要があるからであ  
る。特に  $n$  を大きくとる場合にはそれらの適当  
な値をきめるのにかなり手間がかかる。また、真  
空管の特性が変わるとせつかくとれた釣合が崩れて  
了う可能性がある。

(3) 雑音の点からは、Fig. 7 のものはこの補  
償段で利得は  $1/n$  に減衰して、小さな電圧とな  
り、それを再び増巾しなくてはならないから不利  
である。それに対してもう一つの方では増巾しな  
がら補償できるからよい。

(4) 切換えるべき  $C$  が Fig. 8 では一方が接  
地しているという利点がある。しかし  $R$  の値が  
大きくとれないから  $C$  の方を大きくしなければ  
ならない。大体、Fig. 7 の  $C$  の 100 倍位の値  
になり、このことは配線のむづかしさと同時に高  
い周波数で変な特性になる不安がある。

このような比較のもとに、我々は Fig. 7 の方  
式を採用した。

次に雑音については、結局、初段の真空管とし  
て熱的及び機械的振動による雑音の少ない球をえら  
ぶことに帰着する。前者については、一応、3 極  
管で  $g_m$  (相互コンダクタンス) の大きいものを  
えらぶというのが原則になる。後者は使う場所の  
音や、振動の大きさによつてちがうから何とも言  
えない。Kovácsnay は 6J4 を推しているが、我  
々は入手の容易、その他を考へて 12AT7 に決め  
た。かなり気をつけてクッションをよくしてある  
が、機械的雑音は可成り大きい。compensating  
amp 全体をフェルトか岩綿のようなもので包む  
ことは、どうしても必要である。

以上のような考慮のもとに、我々は増巾部に対  
して次のような性能を期待した。

入 力—— $10 \mu V \sim 100 mV$

出 力—— $10 V$

周波数—— $5 \text{ cps} \sim 30 \text{ kcps}$

セット可能な  $M$ —— $0.01 \text{ milli sec}$  飛びに  
 $0.01 \sim 5.0 \text{ milli sec}$

作られた unit は次のようなものである。

(a) Compensating amplifier (Fig. 10)

初段 (12AT7) はシールドとクッションを特に  
嚴重にした。次の段との間には普通の  $C-R$  結  
合のほか high-cut と low-cut に切換えられる  
ようにしてある。これは Output-2 に band-pass  
filter をつないでスペクトルを測るときのため  
である。次の段には T 型の attenuator が入つて  
いる。第 4 段は cathode follower で、インピー  
ダンスを下げて  $C-R$  による補償を行つてい  
る。ここで  $n$  は一応 200 にとつた。次でもう一  
段増巾されて、最後の cathode follower で利得  
の微調整と共に低い出力インピーダンスで次の  
unit につながる。真空管のヒーターにはハムを  
避ける為に直流を用いざるを得なかつた。

(b) Power amplifier (Fig. 11)

周波数特性も補償され、電圧もかなり大きく  
なつた信号を最終要求の 10 ボルト迄増巾する為  
のもので、それ程問題になることはない。出力を読  
む unit には balanced signal が必要なので  
push-pull にした。周波数特性をよくする為に適  
当な negative feed-back が施してある。また乱  
れの主流方向への微係数の 2 乗平均を測るため  
に、第 2 段の次に  $C$  と  $R$  から成る differential  
circuit をはさみ、切換によつて使えるようにし  
た。

(c) Square-cube unit (Fig. 12)

最後の出力を乱れのエネルギーの形にする為  
には、電圧の 2 乗平均を読まなければいけない。従  
来使われていた真空熱電対型の計器は非常に切れ

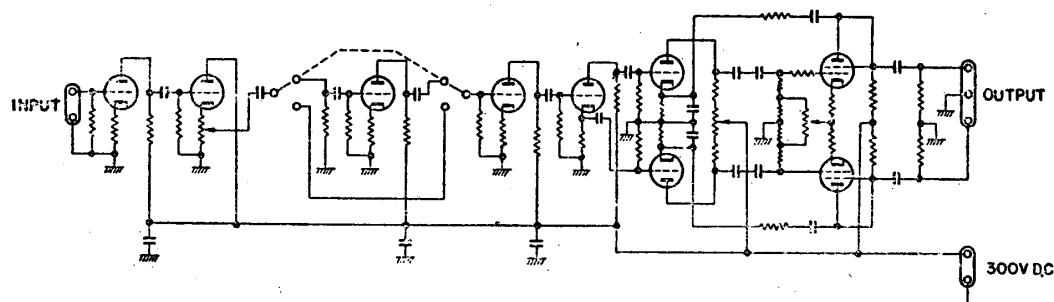


Fig. 11. Power amplifier

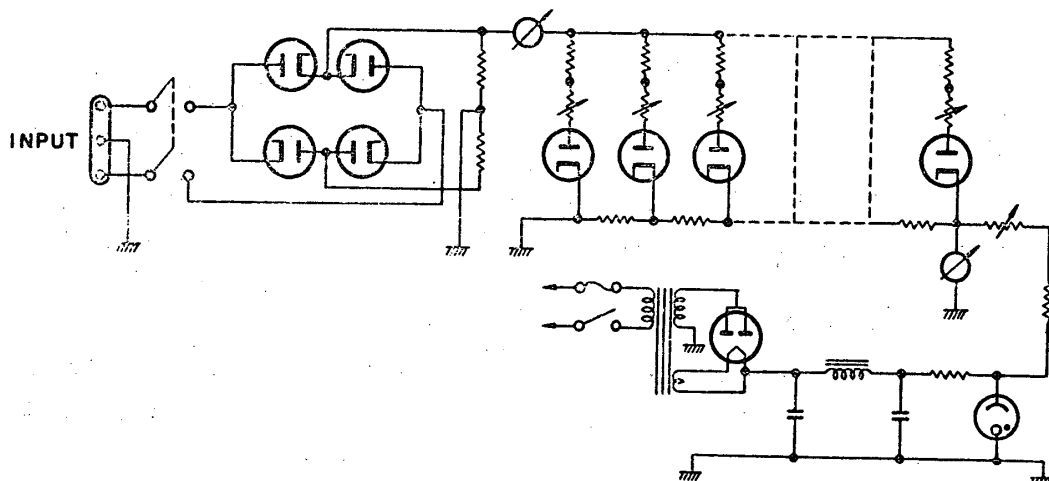


Fig. 12. Square-cube unit

易いという欠点があつたが、Kovácsnay によつて紹介された biased diode の方法<sup>(3)</sup>はこの不便を解消するばかりでなく、瞬間的にもよい2乗検波になつていたので非常に便利である。原理は等間隔にバイアスされた沢山の2極管の負荷抵抗を適当に調節して、入力電圧の2乗に比例したプレート電流を得ようというものである。この方法によれば3乗の特性を持たせることもできるから、その準備だけはしてある。我々の場合は2乗用として 6H6 が5本 (10本の2極管に相当) であるが、充分によい特性が得られた。

#### (d) Adding unit

2本の熱線を使つて相関などを測るとき、両方から来た信号の和又は差を作る必要がある。この unit は和と差を作ること、時間で微分することができる。雑音を少なくする為の high-cut filter もこの unit の中に入れる予定である。

#### (e) Band-pass filter (Fig. 13)

filter は2段になつており、その中間で利得を上げている。2段にしなくてはならぬ理由はすでに述べられているが、<sup>(4)</sup>簡単に言えば、filter の前であまり増巾しすぎて歪んだ波形を入れないよ

うにする為と、エネルギーの小さい、高い周波数の成分に対して雑音の影響をなるべく少なくするためである。第1段の filter は変形された Wien bridge の型で、第2段は phase shift 型の何れも negative feed-back を利用したものである。周波数の範囲は 10 cps~30 kcps で、連続的に変えられる。200 cps 以下の測定をするときには第2段目だけ使う。帯域巾を変えるには両方の filter 共、feed-back の量を変えればよく、発振寸前に置いたとき最も尖鋭になる。入力ターミナルのすぐうしろにあるのは、いろんな時定数の low-cut filter である。第2段の filter は band-pass のほかに、band-reject としても使えるようにした。

#### (f) Heater supply

block diagram に示したような各 unit の真空管のヒーターには6ボルト直流を供給した。50 cps 或は 100 cps のハムは小さい乱れを測るとき非常に邪魔になるからである。その他の真空管は自動電圧調整器を通して交流で加熱した。

#### (g) Plate supply (Fig. 14)

変換部や増巾部の動作を安定にする為には電圧変動の少い plate supply が要求される。その為



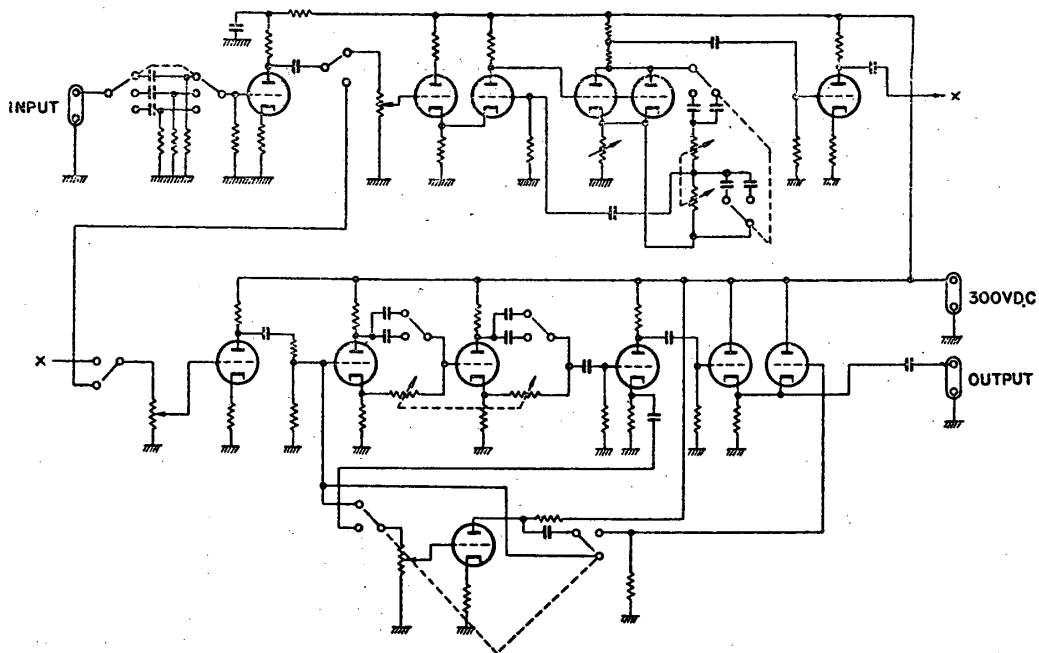


Fig. 13. Band-pass filter

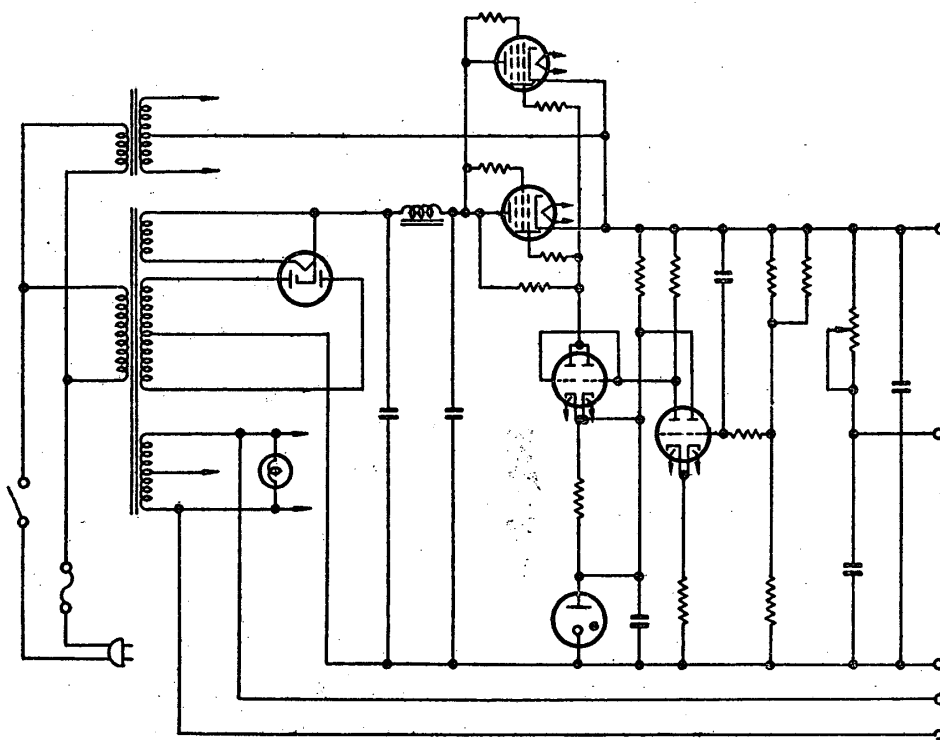


Fig. 14. Plate supply

に図のようなものを標準型にきめて<sup>(12)</sup> いろんなところに使った。これはいわゆる電子管安定電源といわれるもので、各 unit の出力は 300 V, 150 mA である。

## 5. 較 正 部

装置全体の動作を監視したり、増巾器の利得や

熱線の特性を測定したりする為のものをひつくるめて、較正部と呼ぶことにする。これに要求される機能は、

(1) 増巾器の利得を知る為に、周波数と振巾の知れた正弦波電圧を供給すること。

(2) 熱線や増巾器の特性を知る為の矩形波電圧を発生すること。

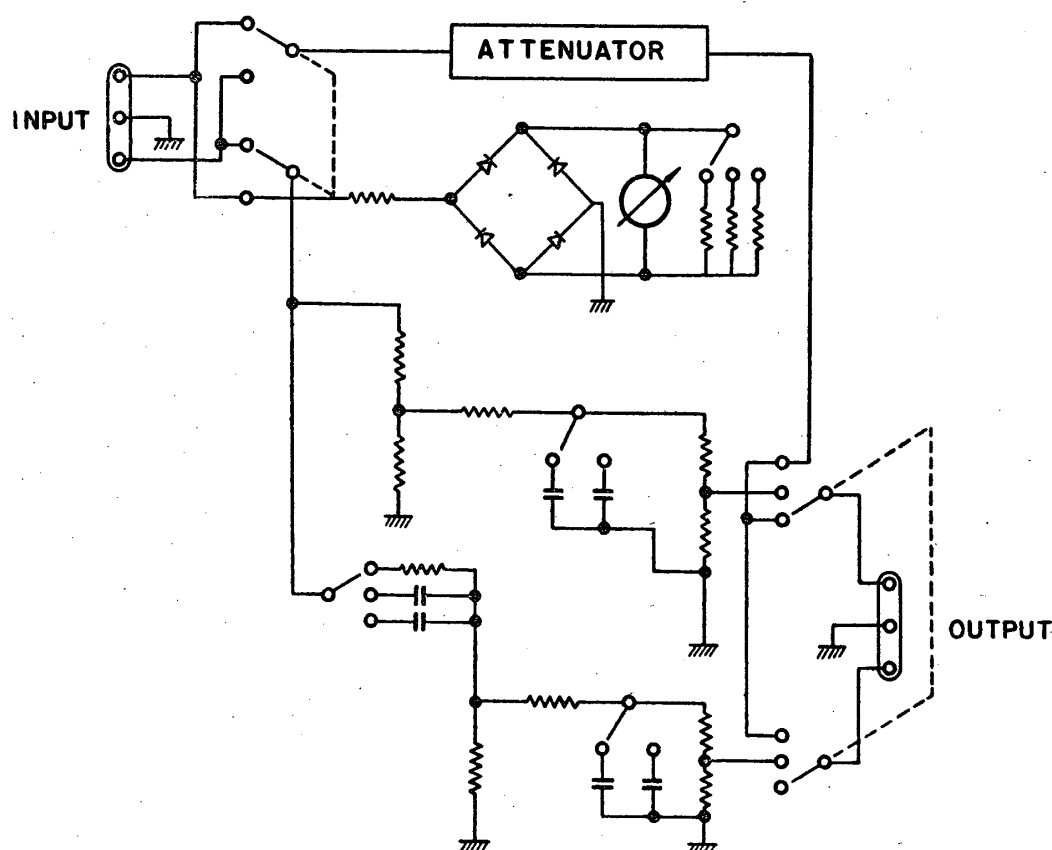


Fig. 15. Calibration unit

(3) 熱線と等価な電気回路を持つこと。

(4) 2つの増巾器のバランスをしらべる為の信号を供給すること。  
であり、その為に3つの unit がある。

(a) Oscilloscope

変換部や増巾部の重要な点には小さなターミナルをつけて、必要に応じて動作状態をしらべることにした。目で見ることができるといふ点で oscilloscope は欠くことのできないものである。

(b) Oscillator

正弦波と矩形波の両方を発生できるものを作った。周波数は 10 cps~60 kcps で出力は約 2 ボルト、インピーダンスは約 500 オームである。

(c) Calibration unit (Fig. 15)

この unit は4つの部分からできている。図で一番上にある attenuator は、T 型2段で、大体 2 db 飛びに 140 db 迄、減衰できる。入力インピーダンスは  $1\text{ k}\Omega \sim 10\text{ k}\Omega$  で、出力インピーダンスは  $100\ \Omega$  で一定である。高周波抗抵を使って組立てたから、少くも 100 kcps 迄は周波数によるちがいはない筈である。

attenuator の下にあるのは Germanium diode と直流電流計とを組合した入力計である。oscillator の出力を読むわけであるが、その出力インピーダンスは抵いので真空管電圧計のようなものを使わなくてもよい。この入力計も充分高い周波数まで信頼性がある。

その下にある C と5つの R とで作られているのは熱線の等価回路であつて、dummy hot-wire と呼ばれる。これを本当の熱線の代りに使って、例えば増巾器の特性をしらべるのに利用する。C を切換えれば、時定数 M は 0.2, 0.5, 1.0, 1.2, 2.0 milli sec と変えられる。

一番下にあるのはもう一つの dummy であるが左端についている phase shifter によつて上の dummy とすこし位相のちがう正弦波を与え、それを別々に取出して2つの増巾器で相関をとつてみて、位相のずれから要求される値に一致するかどうかを調べるためのものである。それで2つの compensating amplifier や adding unit がうまく働いているかどうかを知ることができる。

## 6. 装置の性能

以上のようにして設計され、組立てられた装置によつて測定できるのは次のような量である。

$$\overline{u^2}, \overline{v^2}, \overline{w^2}, \overline{uv}, \overline{uw}, \overline{u_1 u_2}, \left(\frac{\partial u}{\partial x}\right)^2, \left(\frac{\partial v}{\partial x}\right)^2, \left(\frac{\partial w}{\partial x}\right)^2, \overline{u_k^2}, \overline{v_k^2}, \overline{w_k^2}, (\overline{uv})_k, (\overline{uw})_k$$

記号は普通に使われるもので、脚符 1, 2 は空間内で異つた点における値を示し、 $k$  はスペクトル成分をあらわす。ここで測定できるというのは、普通の制限内のことで、熱線の性質のところ述べたように、非常に強い乱れのと看や、主流の速度が小さいときには別の考慮が必要である。

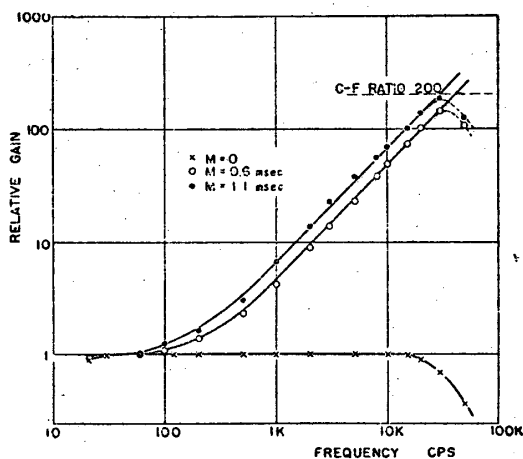


Fig. 16. 増巾器周波数特性

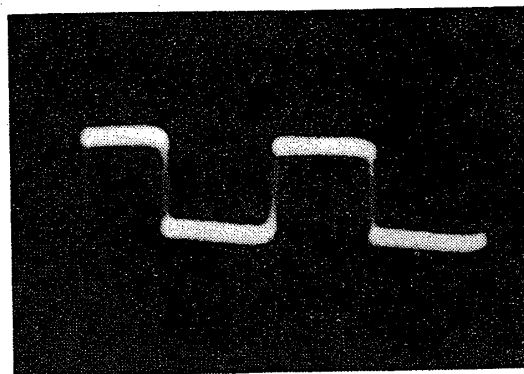
compensating amp と power amp の総合最大利得は  $M=0$  にセットしたとき、電圧比 110 db ( $3 \times 10^5$  倍) である。周波数特性は Fig. 16 に示した。太い実線は理想的な補償で、点は実際に測られたものである。20 kcps までは確実に追隨していることが判る。高い周波数の成分が小さい乱れに対しては一応 30~40 kcps 迄、使えると言つてよからう。大抵の乱れは高い周波数でエネルギーが急激に小さくなる。風洞のそばで実際に使つたときの雑音は、 $M$  を 0.5 milli sec にセットしたとき、いろいろなものを合せて入力換算 150  $\mu$ V であつた。

band-pass filter は利得約 60 db ( $10^3$  倍) で、選択度  $S$  の定義として、

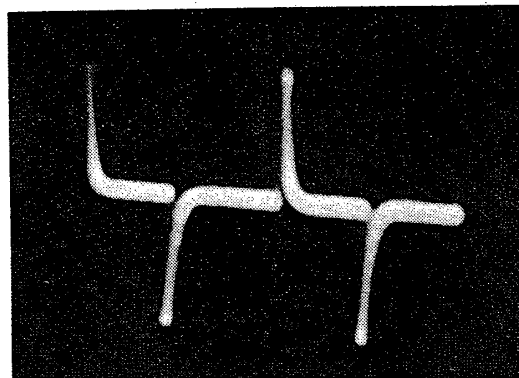
$$S = \frac{f_0}{f_1 - f_2}$$

$f_0$  は中心周波数、 $f_1, f_2$  はその両側で出力が

半分になる周波数、としたとき、最大で  $S=50$  位にできる。このような型の filter で大きな問題は安定性で、之を定量的にあらわすことは難しいが、 $S$  を大きくするとかなり不安定になる。実際に長時間使えるのは  $S=20$  位迄のところである。



(a)



(b)

Fig 17. 矩形波テスト 1,000 cps

(a) 増巾器特性  $M=0$

(b) 微分特性

矩形波を使つて増巾器や、熱線の特性をしらべたオツシロ写真を Fig. 17 と 18 に示した。

Fig. 17 は増巾器に矩形波を入れたときの出力の波形で、(a) は  $M=0$  にセットした普通の増巾 (b) は微分回路を通したときである。増巾器は大体満足できる特性を持つており、微分すると矩形波がパルスになる有様がよくわかる。

Fig. 18 は熱線の特性で、(a) は必要な成分  $I_r$  だけの波形である。このようにひどく歪んだ波形を補償するのに、 $M=0.22$  milli sec にセットすると (b), 0.42 で (c), 0.62 milli sec で (d) となる。之を見ると熱線の時定数は 0.42 milli sec であつて、(b) のときは補償不足、(d) のときは過度であることが一目でわかる。

square-cube unit のうち square 特性を Fig. 19 に示した。周波数に無関係に完全に 2 乗を行

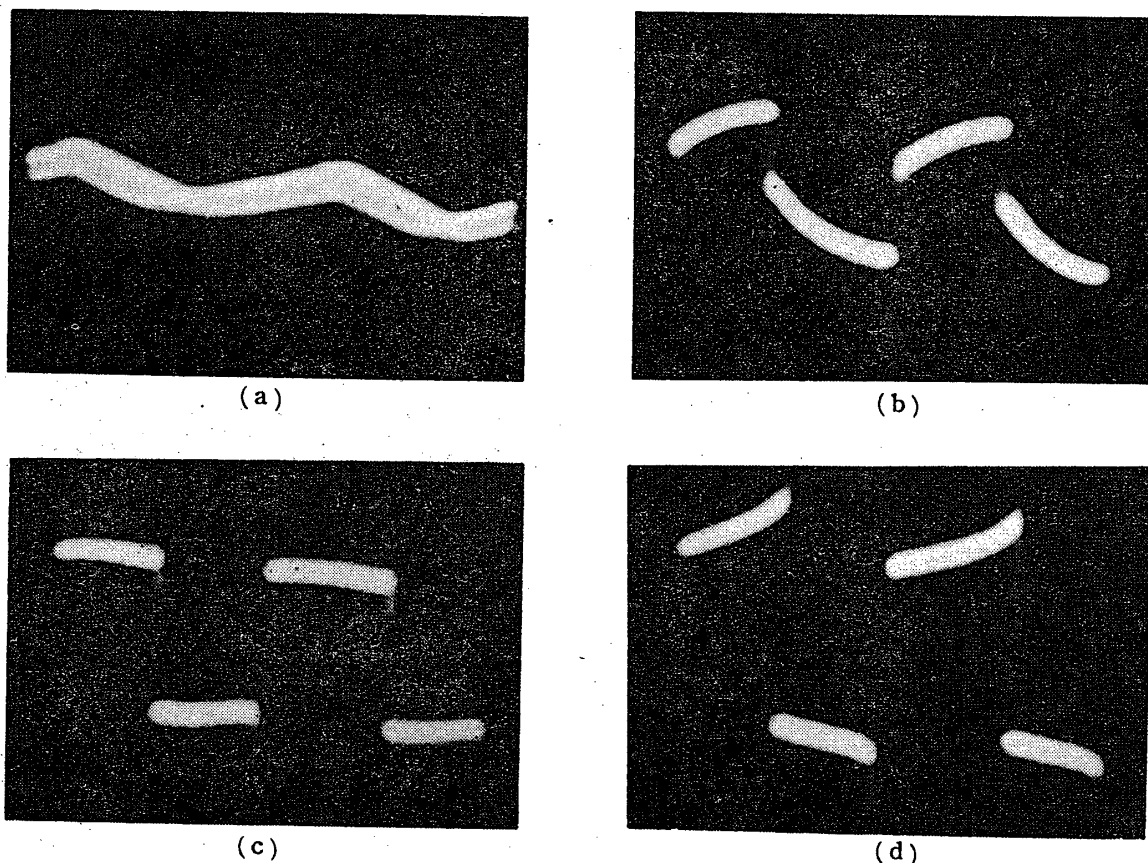


Fig. 18. 矩形波テスト 1,000 cps  
(a) 熱線出力 (b) 補償不足 (c) 補償適正 (d) 補償過度

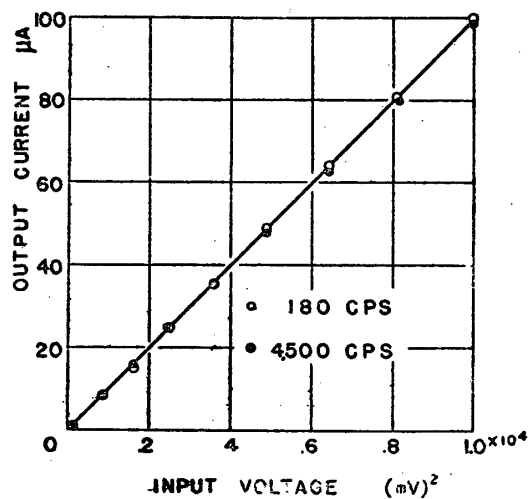


Fig. 19. Square-cube unit 特性

っている。cubeの方は未完成である。

Plate supply もかなり良い特性を持ち (Fig. 20), その変動率はほとんど測れない程であるが, あまり大きな負荷電流をとらない方がよいことがわかる。いわゆる ripple は 1mV の程度である。

以上の装置を使つて, 風洞の中で二, 三の簡単な試測定を行つてみた結果は, 大体満足すべきものであつた。

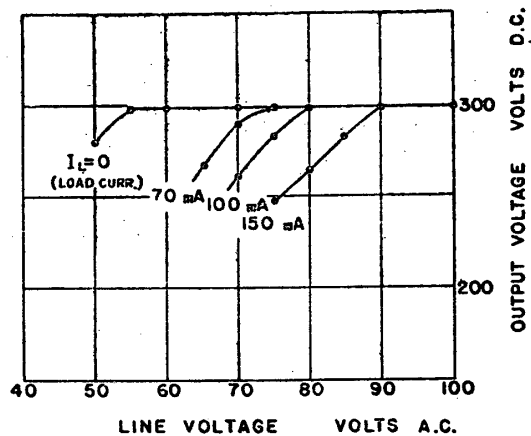


Fig. 20. Plate supply 特性

## 7. む す び

我々の手で完成した装置の概略は上に述べた通りである。これですべてが片附いた訳ではなく, 所々に問題になる点や未完の部分が残されている。将来ともその完成と改良を怠ることはできない。

この仕事は 1954 年 4 月に立案され, 9 月に略完了した。その間, 設計について有益な助言を与えられた谷一郎教授, 庄野久夫氏, 製作に当つて

協力を惜まれなかつた清水勇氏及び理工学研究所  
一号館工場の諸氏に深く感謝する。

### 文 献

- (1) W.C. Mock Jr.: Nat. Adv. Comm. Aero. Tech. Rep. 518 (1937)
- (2) G.B. Schubauer and P.S. Klebanoff: Nat. Adv. Comm. Aero. ACR 5K27 (1946)
- (3) L.S.G. Kováshay: Nat. Adv. Comm. Aero. TN 2839 (1953)
- (4) H. Sato: J. Phys. Soc. Japan 6 (1951) 387~392, 7 (1952) 392~396
- (5) Y. Kobashi: Proc. 3rd Japan NCAM (1953) 261~264
- (6) 佐藤 浩: 生産研究 4 (1952) 341~344
- (7) 浜 良助: 理工学研究所報告 7 (1953) 145~174
- (8) 佐々木達治郎, 玉野光男: 空気力学実験法 (1941)
- (9) R.C. Pankhurst and D.W. Holder: *Wind-tunnel Technique* (1952)
- (10) L.S.G. Kováshay: Nat. Adv. Comm. Aero. TM 1130 (1947)
- (11) H.H. Lowell: Nat. Adv. Comm. Aero. TN 2117 (1950)
- (12) W.C. Elmore and M. Sands: *Electronics, Nuclear Phys. Series* (1949)