

低雑音，定温度型熱線風速計の試作

西岡通男*・佐藤 浩

A Low-Noise, Constant Temperature Hot-Wire Anemometer

By

Michio NISHIOKA and Hiroshi SATO

Abstract: A constant-temperature hot-wire system was newly designed and constructed. In order to reduce the noise, a 2nd-order high-cut filter was inserted into the feedback loop. The stability criterion was made and the operation of the system was proved to be satisfactory. The noise level was reduced down to one tenth of the original system. The linearization of the output was made by a transistor chain of common emitters. Details of construction and operation are presented.

概 要

低雑音の定温度型熱線風速計および直線化器を試作した。風速計は帰還回路に2次の高域シャ断フィルタを組入れることもでき、出力雑音は風速換算値で従来より一けた小さく0.03%~0.06%にできる。直線化器は温度補償ができ取扱いの容易なトランジスタチェーン[8]回路である。試作器は2チャンネルであるが、チャンネル間の相互干渉もなく、試測定の結果は良好であった。

この報告の前半では熱線の特性や回路原理さらに周波数応答や雑音などに関して議論し、後半部では試作器の回路とその取扱いを説明している。また周波数応答の簡単な測定法が述べられ、試作器の風速変動に対する周波数応答が記されている。

緒 言

乱流計測にはもっぱら熱線風速計が用いられている。今日ではレーザ光による乱流測定の方法[1]が開発されつつあるが、取扱いが比較的簡単で出力処理が容易な長所を考えると、ここ当分は熱線風速計の果たす役割は大と思える。

ここでは雑音の低減を考慮して設計試作した定温度型熱線風速計と直線化器について報告する。

定温度型回路の原理については多くの文献[2],[3],[4]があるが、初心者には理解しにくい面もある。この報告の前半では熱線の特性や回路原理さらに周波数応答や雑音に関して議論し、後半部では試作器の回路と取扱いを詳しく述べている。また試作器の周波数応答を記

* 大阪府立大学工学部航空工学科。

昭和44年4月から1年間、佐藤研究室の研究生。

し、その測定法も説明している。

1. 原 理

1.1 熱線の特性

熱線風速計は流れの冷却作用で熱線の温度が変化し、温度により熱線の電気抵抗が変化するという二つの現象を利用して風速を知ろうとするものである。熱線プローブには長さが 1 mm、直径が数 μm の寸法の白金線またはタングステン線をピアノ線等のサポートに前者ではハンダ付、後者ではスポット溶接したものをよく用いる。

熱線の電気抵抗 R_w と温度 T_w の関係は通例の温度域 ($0\sim 300^\circ\text{C}$) では線型とみなすことができる。

$$R_w = R_f \{1 + \alpha(T_w - T_f)\} \quad (1)$$

R_f は温度 T_f における抵抗値で、長さ l 、直径 d 、体積抵抗率 ρ の熱線では、 $R_f = 4\rho l / \pi d^2$ である。 α は ρ の温度係数とよばれる。白金とタングステン線について表 1 に他の物理的性質とともに ρ, α, R_f を記している。

表 1 熱線の物理的性質

材 料	許容引張応力 ($\text{g}/\mu\text{m}^2$)	最高使用温度 ($^\circ\text{C}$)	T_f ($^\circ\text{C}$)	ρ (Ωm)	α ($1/^\circ\text{C}$)	R_f (Ω) 条件 (l, d)
白 金	0.02	800	20	10.6×10^{-8}	3.9×10^{-3}	5.4 (1 mm, 5 μm)
タングステン	0.2	300	20	5.5×10^{-8}	5.3×10^{-3}	5.0 (1 mm, 3.8 μm)

熱線は電流 I を注入され、ジュール熱 $W = I^2 R_w$ で加熱される。加熱の度合は気流温度 T_e における抵抗値 R_e からの増分で示し、加熱度 $a_w = (R_w - R_e) / R_e$ が定義される。一方、強制対流による冷却作用で熱線が単位時間に失う熱量 H については次のキングの式が適用できる。

$$H = (T_w - T_e)(B\sqrt{U} + C) \quad (2)$$

ここで、 U は熱線に垂直な気流速度、 B および C は気体の物理的性質と個々のプローブに関係する定数である。厳密にいうと、強制対流のほかに自然対流、サポートへの伝熱さらにふく射などによる熱損失がある。しかしこれらの影響は一般には小さく、たかだか定数 B, C に反映する程度で、熱損失が $(T_w - T_e)$ に比例し、 \sqrt{U} と直線関係にあるという (2) 式の関数形は現実のプローブの総熱損失を十分近似している。ただ、定数 B, C は上記のほかにゴミの付着などで経時変化すること [5]、長さが 0.5 mm 以下のプローブではサポートへの伝熱の影響が大で有効長が短くなって望ましくないこと [6]、30 cm/sec \sim 50 cm/sec 以下の風速域では (2) 式のような関数形が成立しないこと [7] などを注意したい。

定常な風速 U のもとでは熱線は熱平衡にあり供給および損失熱量が互いに等しく、

$$W - H = 0 \quad (3)$$

(3)式は具体的には、

$$I^2 = I_*^2 \frac{2a_w}{1+a_w} \left(1 + \sqrt{\frac{U}{U_r}}\right) \quad (4)$$

I_* と U_r は B, C のかわりに導入された定数で、とくに U_r は熱線の特性速度とよばれている。(4)式は風速 U , 加熱電流 I , 加熱度 a_w の3者間の関係を示している。これからわかるように風速が変わると、一般には I も R_w も変化する。そこで風速が変わっても、電流が変化しないように、あるいは加熱度（したがって抵抗および温度）が変化しないように電気回路で電流を制御すれば、前者すなわち定電流では風速 $U = U(R_w)$, 後者すなわち定温度では $U = U(I)$ となる。したがって、定電流では U と R_w 定温度では U と I の関係をあらかじめ校正しておけば、 R_w あるいは I を測って U を知ることができる。この $U(R_w)$ 曲線および $U(I)$ 曲線は熱線の静校正曲線とよばれ風速検知の基礎となる。ただ、 I_*^2, U_r が先述の種々の因子に影響され、わずかであるが常に変わっている。それゆえ測定の正確を期するにはこの静特性を実験ごとに校正しなければならない。図1(a), (b) はそれぞれ定電流および定温度で測定された静特性の例である。図1(c) はキングの式の検定のため、 $U < 1.5 \text{ m/sec}$ の低風速域での静特性を(4)式の座標で記している。キングの式からのずれがよくわかる。

静特性は定常な気流中の特性である。次に動特性を考える。熱線には熱容量 C_w があるため、温度（抵抗）変化には有限の時間が必要となる。したがって、風速 U が時間的に変動する気流中の熱線の特性を調べるには、熱線が貯える熱量 Q の時間変化 dQ/dt を考慮しなければならない。 dQ/dt は当然供給される熱量と失う熱量の差に等しい。

$$W - H = dQ/dt \quad (5)$$

風速の変動分が平均値に比べて小さいと考えられる流れの場合、(5)式は簡単化できて[4], 周波数応答の形で書くと、

$$r_w(1 + j\omega M) = \left(\frac{\partial R_w}{\partial I}\right)_U i + \left(\frac{\partial R_w}{\partial U}\right)_I u \quad (6)$$

ここで、 r_w, i, u はそれぞれ R_w, I, U の時間変動成分であり、 $j = \sqrt{-1}$, ω は角周波数である。 M は熱線の時定数とよばれ、

$$M = C_w / \{(\partial H / \partial T_w)_U - (\partial H / \partial T_w)_I\} \\ = \frac{(1 + a_w)C_w}{2I_*^2 R_f \alpha (1 + \sqrt{U/U_r})} \quad (7)$$

である。(6)式の r_w, i, u は一般に複素数（フーリエ変換された量）で、物理的には振幅と位相特性をもっている。本当の意味で定電流制御が実現できるとすれば、 $i = 0$ であるから(6)式から次式が導かれる。

$$\frac{r_w}{u} = \left(\frac{\partial R_w}{\partial U}\right)_I \frac{1 - j\omega M}{1 + (\omega M)^2} \quad (8)$$

u が $\sin \omega t$ なる変動をするときを考えると、出力 r_w は u に比べて振幅が $(\partial R_w / \partial U)_I / \sqrt{1 + (\omega M)^2}$ 倍になり、位相が $\tan^{-1} \omega M$ だけ遅れた正弦波になる。したがって、高い周波数の風速変動には忠実に追従できない。直流的応答時の振幅と比較したとき相対振幅が $1/\sqrt{2}$ 倍になる周波数を一般にしゃ断周波数とよび、追従しうる周波数の上限の目安にして

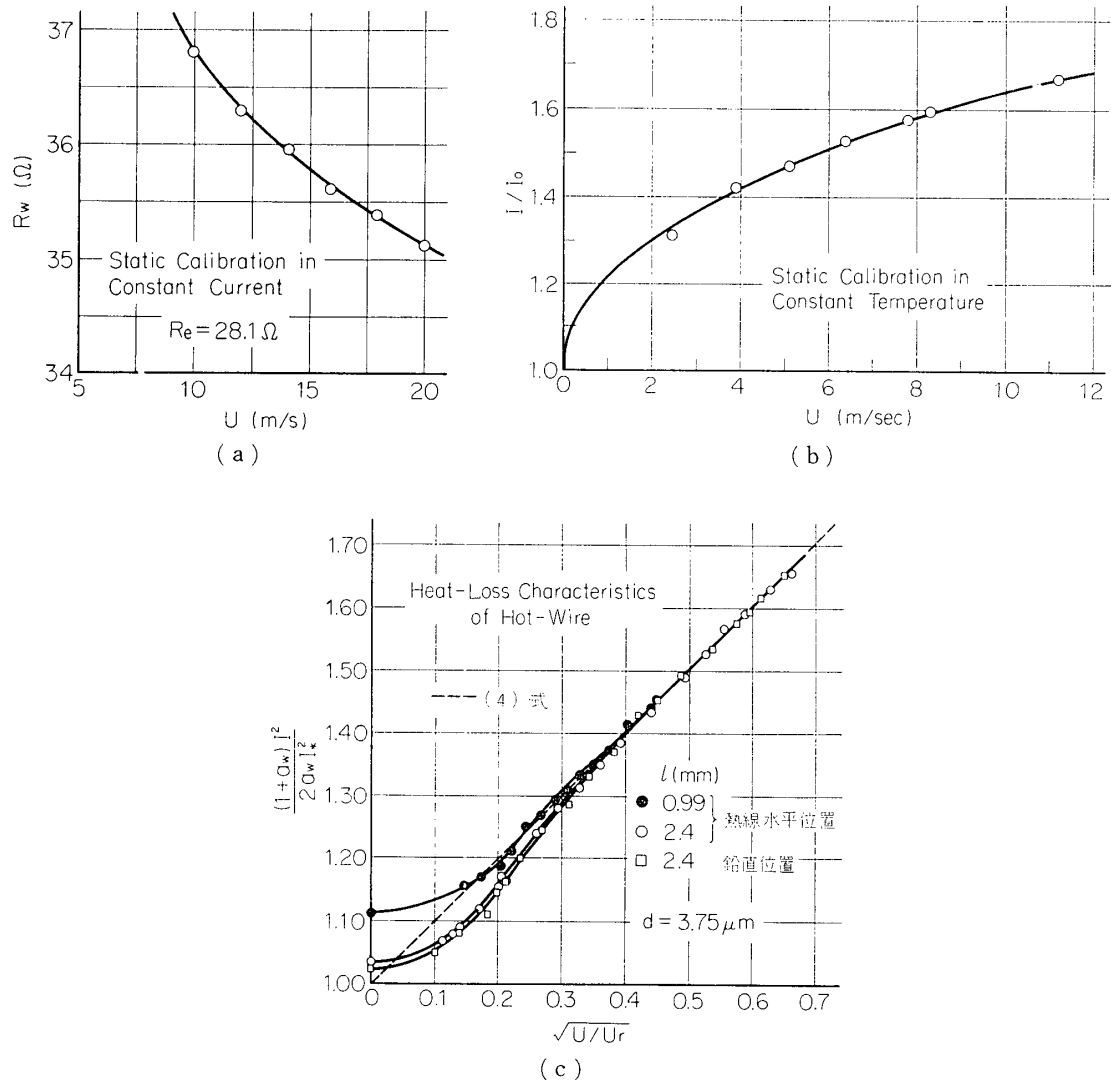


図 1 (a) 熱線の静校正 (定電流)
 (b) 熱線の静校正 (定温度)
 (c) 熱線の熱損失特性 (低風速域)

いる。シャ断周波数は時定数 M に反比例する。きわめて細い熱線を用いるのはこの M を小さくし、シャ断周波数をできるだけ高くしたいためである。(7)式に示すように M は動作条件によるが、 $l=0.5\sim 5\text{ mm}$ 、 $d=1\sim 10\ \mu\text{m}$ の白金あるいはタングステン線で $I=20\sim 200\text{ mA}$ とすれば $0.1\sim 10\text{ milisec}$ 程度にでき、シャ断周波数は数 100 Hz になる。これより高い周波数に应答させるには r_w に比例する電圧を入出力特性が $(1+j\omega M)$ なる増幅器で補償増幅すれば振幅も位相も忠実に u に追従する。このような原理に基づいているのがいわゆる定電流型熱線風速計である。定電流型熱線風速計は出力雑音が比較的小さいという長所をもつが、一方では、適切な補償を行なうにはあらかじめ M を知っていないと、 M が動作条件によるので逐一これを測定しなければならないこと、 $(\partial R_w/\partial U)_I$ が

U の関数 (図 1(a) 参照) であるから, u が少し大きいと非線型効果がでることなどが欠点といえる. したがって定電流型熱線風速計は強い乱れの測定には不向きである. この点を克服したのが定温度型熱線風速計である.

本当の意味で定温度, したがって定抵抗が実現したとすれば, (6) 式において, $r_w=0$ であるから,

$$\frac{i}{u} = - \left(\frac{\partial R_w}{\partial U} \right)_I \bigg/ \left(\frac{\partial R_w}{\partial I} \right)_U = \left(\frac{\partial I}{\partial U} \right)_{R_w} \quad (9)$$

となり, 時定数 M の影響は受けない. 温度変化が皆無であるから熱容量の影響がないのは当然である. したがって (9) 式は静特性 (4) 式と全く等価で, それゆえ定温度型熱線風速計の出力電流 I と風速 U は変動分も含めて代数式 (4) で与えられる. この代数関係を演算する直線化器で電流 I に比例する電圧を処理すれば風速に比例する出力が得られる. このように定温度型熱線風速計は定電流型の欠点を一挙に解決したのである. 今日では熱線風速計といえば定温度型がより一般的となっている. しかし定温度型には特有の問題がある. それは後述する発振と雑音の問題である. これらは定温度を実現する電気回路固有の問題であるから, どのようにすれば定温度が実現できるかを述べて, そのあとで議論する. また, 熱線の特性に関してまだ述べるべきことが 2, 3 あるが [6], 実際上あまり気にしないでよいと思われるので割愛する.

1.2 定温度法の回路原理

定温度の実現には差動増幅器とホイートストンブリッジの組み合わせが広く採用されている. 図 2 に示すように, 差動増幅器は 2 個の入力端子と 1 個の出力端子をもち, 入出力の関係が次式で表わされる特性をもっている.

$$E = A(E_+ - E_-) = -AE_i \quad (10)$$

すなわち, 差動増幅器は (+) 端子と (-) 端子にはいる入力の差だけを増幅し, 出力にはこの差のゲイン A 倍がでる.

さて, 一辺に熱線を含むホイートストンブリッジの E_i-I 特性を調べよう. ブリッジと差動増幅器を図 3 のように結線する. 増幅器への入力

は可変電池で供給して, 入力端子とブリッジは切り離されている. この回路を用い, 風速をパラメータとし, 風速が変わっても加熱度 a_w したがって熱線の温度が変わらないように電池を調節して E_i と I を測る. 一定値に保持する a_w を種々に変えて同様の測定をすれば図 4 のような図が描ける. この図における I, U, a_w の関係が熱平衡式 (4) を満していることはいうまでもない. 図のように定温度 (抵抗) 型の E_i-I 特性は原点を通る直線群になる. したがって, ブリッジの不均衡電圧 E_i を入力とし, E_i に比例する電流 I を出力としてブリッジに帰還供給できる回路が構成できれば定温度型回路ができる. ところで, 原点を通る放射線のうち第 1 象限の直線を動作線とする定温度型回路は, $\partial E_i / \partial U > 0$ なるブリッジが構成できないので, 実現できない. 可能性のあるのは第 2 象限の放射線を動作線とする回路で, これは図 5 に示す負帰還回路である. 簡単な

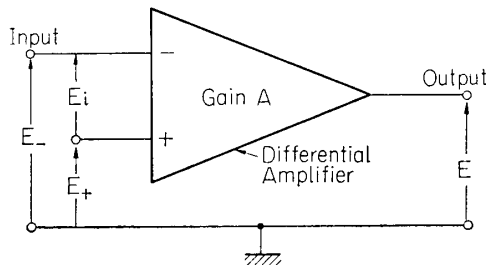


図 2 差動増幅器

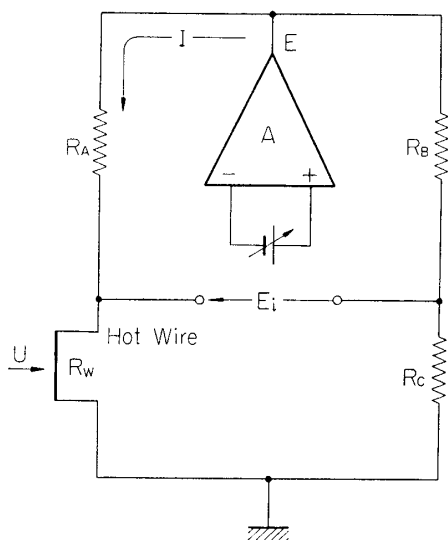


図 3 E_i - I 特性を測定するための回路

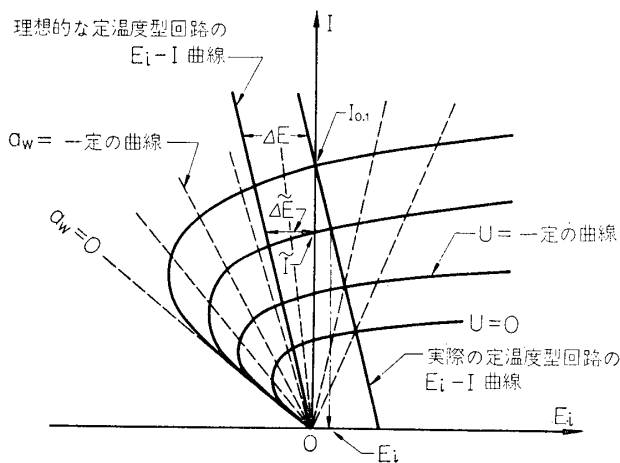


図 4 E_i - I 特性

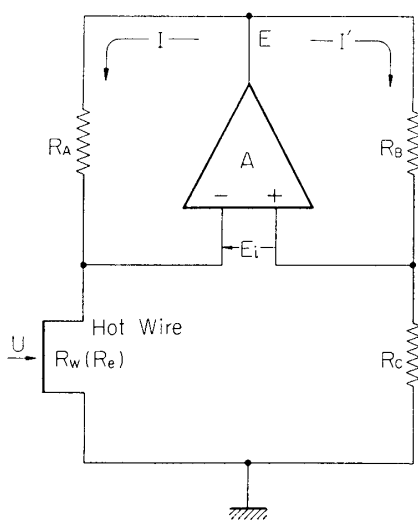


図 5 理想的な定温度型回路

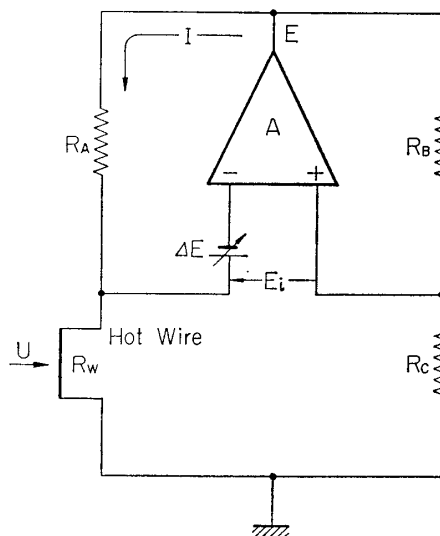


図 6 実際の定温度型回路

計算からわかるように、このような回路では

$$R_w = \frac{R_A R_C}{R_B} + \Delta R_w = \bar{R}_w + \Delta R_w \quad (11)$$

$$\Delta R_w = -\frac{(R_A + R_w)(R_B + R_C)}{A R_B} \quad (12)$$

$$I = -\frac{A E_i}{R_A + R_w} \quad (13)$$

となり、熱線はブリッジを平衡させる値 \bar{R}_w より ΔR_w だけ異なった抵抗値 R_w をとる。

このように定常状態だけを考えると、熱線がとりうる抵抗値はブリッジの抵抗とゲイン A から定まり、風速 U とは無関係になる。したがって、電流 I は風速 U のみの関数となる〔(4)、図 4〕。

上記で定温度型の回路構成がすでに確定したかに思える。定常状態だけを考えると、図 5 の回路はたしかに本当の意味での定温度動作をするはずである。しかし、この回路を実際に動作させると、ほとんどの場合、発振して使用に耐えない。それは、熱線の遅れのほかに増幅器も遅れ特性をもつので、本当の意味の定温度はけっして達成されず、高い周波数域では必ず 2 次以上の遅れ特性をもつからである。図 5 の回路の発振条件は、増幅器が時定数 μ の一次遅れ特性をもつとすれば (2.1 節参照)、

$$1 + \mu/M + A \Delta R_w / (R_A + R_w) < 0 \quad (14)$$

で、いまの場合、 $\Delta R_w < 0$ (12 式) であるから、 $R_c/R_B < \mu/M$ にしないかぎり、回路は発振する。 μ/M は通例 0.01 の程度であるから、この制約は全く実際的でない。 $\Delta R_w > 0$ ならこのような制約は不要である。一方、負帰還を行なうとき、図 5 の回路では $\Delta R_w < 0$ が加熱電流供給のための不可欠の条件である。この矛盾する二つの条件、すなわち、負帰還回路でかつ $\Delta R_w > 0$ を満す回路が望まれるわけで、Kovasznyay [4] は図 6 に示す回路を提唱した。この回路には入力端に可変電池があり、これの調節で増幅器の出力を自由に変えることができる。この回路は図 5 の回路の E_i-I 動作線を E_i 軸の正の方向に ΔE だけずらせた線上で動作する〔図 4〕。このとき、 E_i および ΔR_w はそれぞれ次式で与えられる [4]。

$$E_i = \frac{K_0}{K_0 + 1} (\Delta E - \tilde{\Delta E}) \quad (15)$$

$$\Delta R_w \doteq E_i / \tilde{I} = \frac{K_0}{K_0 + 1} \frac{\tilde{R}_w + R_A}{A_0} \frac{I_{0.L} - \tilde{I}}{\tilde{I}} \quad (16)$$

ここで $K_0 = 2a_w A_0 \tilde{R}_w / (\tilde{R}_w + R_A)$ で、直流的帰還率とよばれ、 A_0 は増幅器の直流ゲインであり、 \sim 付の量はブリッジが平衡しているときの値である。 $\Delta E, \tilde{\Delta E}, I_{0.L}, \tilde{I}$ は図 4 を参照。 $\tilde{\Delta E}, \tilde{I}$ は風速 U の関数であり、したがって R_w は U によって変化する。しかし、(16) 式からわかるように、 A_0 が十分大きいときには ΔR_w 自身が十分小さくなり、風速によるその変化が無視でき、十分な近似で定温度が実現する。また、 $I_{0.L} > \tilde{I}$ であれば $\Delta R_w > 0$ となり、発振が避けられる。まとめると、差動増幅器とホイートストンブリッジを組合わせた回路では、図 6 のようにブリッジの不均衡入力の直流的な調節要素 ΔE があってはじめて負帰還による安定な定温度動作が可能であるといえる。そして安定に動作させるには ΔE を調節して、熱線の動作抵抗 R_w が \tilde{R}_w より少し大きい値〔(16) 式〕になるように ΔR_w を設定すればよい。

以上で定温度動作の回路原理が明らかになった。ブリッジの各辺の抵抗値、 A_0 そして ΔR_w などの値については次章および試作器の回路の説明のところで述べる機会がある。

1.3 直線化器の原理

上記のように定温度動作を行なうとき、加熱電流 I あるいは I に比例する電圧 E は (4) 式より風速 U と次の関係をもつ。

$$U/U_r = (I^2/I_0^2 - 1)^2 = (E^2/E_0^2 - 1)^2 \quad (17)$$

ここで添字 0 は $U=0$ 時の値である。電圧 E を入力として (17) 式の右辺を演算する回路ができれば、この回路の出力は風速に比例する。これが直線化器である。従来の直線化器ではトランジスタ化された自乗器 2 組と減算器 1 組を縦続する回路を用いていたが、自乗器の温度ドリフトが難点であった。ごく最近、トランジスタのエミッタ接地回路 10 組を並列した (トランジスタチェーン) 回路による直線化器が発表された [8]。この演算回路はエミッタ接地動作を巧みに利用したもので起点 (バイアス電位で調節) の異なる直線群で関数近似を行ない、精度も良く、取扱いやすく、温度補償が容易である。またきわめて安価である。さらに PNP と NPN のチェーンを並列すれば任意関数発生器が簡単にできる [7]。この報告にある直線化器は [8] に記された回路と、電源、トランジスタ、温度補償などに関して若干異なる点があるが、演算部の回路構成は同じであるから、設計法については [8] を参照されたい。

2. 周波数応答と安定性および雑音

2.1 周波数応答と安定性

定温度型回路の周波数応答を検討し、回路の安定性およびこれと密接に関係する雑音について述べる。風速の変動成分が平均値に比べ十分小さいときを考えると熱線の動特性は (6) 式で与えられる。増幅器の特性を時定数 μ の一次遅れとすれば、入力 e_i と出力 e_o (いずれも変動分) の関係は、

$$e_o = -\frac{A_0}{1+j\omega\mu} e_i \quad (18)$$

したがって加熱電流の変動分 i は、

$$i = -\frac{A_0 e_i}{(R_A + R_W)(1+j\omega\mu)} \quad (20)$$

ブリッジの不均衡入力 e_i は、

$$e_i = I r_w + i \Delta R_W + e_t \quad (21)$$

ここで e_t は熱雑音のようにブリッジの抵抗間の不均衡とは無関係の雑音入力である。これらの式の変動量は振幅だけでなく位相特性をもつ複素量であるから蛇足であるが注意しておく。

(6), (18)~(21) 式から、

$$i = \frac{K_0(\partial I/\partial U)_{R_W} u - (1+j\omega M) A_0 e_t / (R_A + R_W)}{K_0 + K_0 \delta (1+j\omega M) + (1+j\omega M)(1+j\omega\mu)} \quad (22)$$

ここで、 $\delta = \Delta R_W / \{ \bar{I}(\partial R_W/\partial I)_U \}$ でブリッジの直流的な不均衡数とよばれる。(22) 式から多くのことがわかる。いましばらく $e_t = 0$ としておく。さて、理想的な回路を考え $\mu = 0$, $\delta = 0$ とすると、 $K_0 \rightarrow \infty$ のとき $i/u \rightarrow (\partial I/\partial U)_{R_W}$ となり (9) 式と一致し、周波数によらず定温度動作をする。しかし現実には $\mu \neq 0$ で、そのため回路は二次遅れになり共振特性をもつ。共振角周波数 ω_r は (22) 式から、

$$\omega_r^2 = \{ K_0(1+\delta) + 1 \} / (M\mu) \quad (23)$$

減衰係数 ζ は、

$$2\zeta = (1 + K_0\delta + \mu/M)/(\mu\omega_r) \quad (24)$$

となり, 理想的な場合と著しく異なる. それでも, ω_r より十分小さい周波数域では (22) 式は (9) 式と一致し, 熱線は定温度動作をする. 一般に増幅器は一次以上の遅れ特性をもつ. したがって, (22)~(24) 式は実現できるなかで最も簡単な定温度型回路の動特性を示しているといえる. 通例, $\delta \ll 1$ かつ $K_0 \gg 1$ であるから $\omega_r \doteq \sqrt{K_0/(M\mu)}$ となる [(23) 式]. δ が負になると ζ は零あるいはさらに負になることがある [(24) 式]. 負減衰になると回路は発振する. 図5の回路で指摘したのはこのことである. 図6の回路では δ が可変電池 ΔE で調節でき [(16) 式], 十分な減衰特性をもたすことができる. δ の設定は矩形波テスト (後述) で回路の減衰特性を確認しながら行なうと簡単かつ確実にできる. 設計の目安としては二次遅れの場合 $\zeta = 0.7$, $\delta = 0.005 \sim 0.01$ とし, M と ω_r の値を与え (23), (24) 式から K_0, μ を決定すればよい. 直径が $3.75 \mu\text{m}$ のタングステン線を用い, 平均風速が 10 m/sec 前後で ω_r を 10 KHz 程度にしようとするれば, $\mu/M < 0.01$, $K_0 > 100$ となり, $A_0 = 300 \sim 1,000$, シャ断周波数 ($1/2\pi\mu$) が 20 KHz 以上の増幅器が必要になる. このように増幅器が高利得かつ広帯域になると雑音が問題になる.

2.2 雑音

雑音には低周波域でのドリフトや電源ハム, 高周波域では熱雑音, ラジオ電波さらに発振がある. これらのうち, ドリフトは増幅器に低ドリフトの演算増幅器を用いるなり, Twin型の IC トランジスタを用いれば入力換算で $20 \mu\text{V/hr}$ 以下にでき, わざわざチョップ増幅器を用いるまでもない. また, ハムやラジオ電波はグラウンディングとシールドを工夫すれば除去できる. また熱雑音も (22) 式に示すように $(1 + j\omega M)$ の形で増幅され, これは定電流の場合と全く同じである. 最後の発振であるが, これが定温度型特有の雑音であって, とくに迷結合による発振は除去がむずかしい. 一般に定電流型の雑音が風速換算値で $0.02\% \sim 0.05\%$ に比べ, 定温度のそれが $0.1 \sim 0.3\%$ 程度ではぼ一けた多いのはこの発振状の雑音が原因しているように思える. 増幅器は 1 MHz 以上の帯域でもゲインが大で, 帰還回路のため意外なところで迷結合がおこることがある. $0.5 \text{ M} \sim 1 \text{ MHz}$ の見事な発振がおこることさえある.

回路素子の配置, ワイヤリング等に関し, 入出力線の干渉, 高インピダンス部分のシールドなど製作上迷結合が生じないようにくふうすることも大切であるが, できれば回路的なくふうが望まれる. たとえば迷結合が生じて周波数応答が悪くなるだけで発振にまで至らないように増幅器を一次遅れでかつ時定数 μ を十分小さくするとか, 逆に増幅器の高周波シャ断特性を強くし, 不必要な高域のゲインを1以下にすることなどが考えられる. 熱雑音を低減させることも期待できるので, 著者らは後者の高周波シャ断特性をもたせる方法を採用し, よい結果を得た. この場合, 高周波域での位相変化が激しくなるので注意がいるが, 根軌跡法 [9] によれば簡単に回路設計ができる.

試作器の場合, 雑音がほとんど熱雑音だけになれば, 平均風速が 10 m/sec で風速変動および雑音帯域が 10 KHz のとき, 総雑音は風速換算値で $0.03 \sim 0.06\%$ にできる. さらに熱雑音を減じたいときはブリッジの抵抗比を1にし, 加熱度をできるだけ大きくすると効果がある [10].

3. 回路構成と取扱い

3.1 定温度型熱線風速計

風速が 40 m/sec 以下，風速変動に対する応答帯域は 0~10 KHz 程度，熱線抵抗 5~30 Ω ，電源は ± 15 V，できるだけ安価に，このような仕様のもとに設計が行なわれた．勿論回路要素を少し変更すれば風速が 40 m/sec 以上，あるいは 5 Ω 以下の熱線の使用も可能である．

1.2 節の原理に基づいて設計試作された回路を図 7 に示す．ヒートストンブリッジ，差動増幅部，エミッタホロワ，能動フィルタ，エミッタホロワ，受動フィルタから構成されている．差動増幅部のゲインは 600~1,200 まで可変抵抗 R_4 で調節でき，したがって出力端 ④ の負荷が R_{Ω} のとき直流ゲイン $A_0 = (600 \sim 1,200)R / (47 + R)$ である．また可変抵抗 R_3 の機能は図 6 の可変電池と等価であって，ブリッジの直流的不平衡数 δ の調節すなわち， ΔR_W の調節用である．以下各構成要素について述べる．

ブリッジ: R_W は 5~30 Ω ， R_A は R_W の 2~3 倍にとる．可変抵抗 R_1, R_2 は加熱度 a_w の設定用である． a_w の値であるが，風速測定には 0.6 程度がよい． a_w が小さいと気流の温度変化に敏感になること，逆に大きくすると熱線の酸化が激しくなり，タングステン線の場合 0.8 以上にすると焼損の可能性があるなどの点に注意がいる． $a_w = 0.6$ で動作させるとすれば R_e が 3~20 Ω の熱線が使用できる． R_e が 3 Ω 以下の熱線を使用するときは最終段のエミッタホロワのトランジスタに許容電力の大きいものを用いるか，あるいは 2SA504 を数個並列にしてもよい．($R_A + R_W$) が小さくなると A_0 も小さくなる．このとき A_0 を増すには受動フィルタ部の固定抵抗 47 Ω を小さくすればよい．ただし，しゃ断特性は変化しないように 4.7 Ω と 0.15 μ F の両素子も変えること．また熱線の R_e の測定は通例のテス

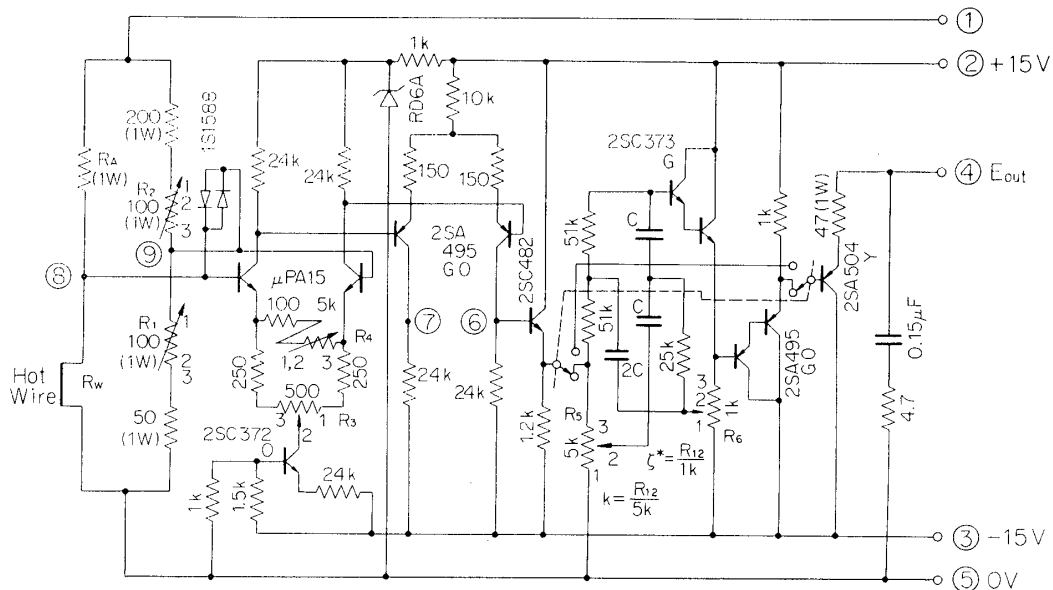


図 7 定温度型熱線風速計の回路

タなどでは熱線に 10 mA 以上の電流が流れるため信用できない。高インピーダンスのデジタルボルトメータで測定すればまず信用できる。

差動増幅部：最も重要な増幅部である。先述のようにゲインは 600~1,200 の範囲で R_A により調節でき、 δ は R_3 で調節できる。これらの調節は後述する矩形波テストで行なう。入力端のダイオードは入力保護用である。定電圧ダイオード RD6A は電圧調節用で、ドリフトが最も少ないように電流を決めている。初段の $\mu\text{pA}-15$ は Twin 型で 2 個のトランジスタを一つの基板に封入した IC で低雑音、低ドリフトに役立っている。これの代替品として 2SC 280④ が使用できる。2 段目の 2SA 495GO も電気的特性ができるだけそろったのを用いている。抵抗素子であるが、皮膜抵抗が比較的雑音が少ないのでよい。炭素皮膜は容量いっぱい用いると雑音が大になるから注意がいる。また、対になっている抵抗はできるだけ値をそろえることが大切である。 $(R_A+R_W)=50\Omega$ のとき出力端④での出力の直線性は -3V までである。直線域を更に延したときは 2 段目の共通エミッタ抵抗 $10\text{k}\Omega$ を $12\text{k}\Omega$ 位にすれば -5V 程度まで直線的にすることができる。

フィルタ部：能動フィルタは 2 次遅れで 40 db/dec の高域しゃ断特性をもっている。このフィルタは連動スイッチで on-off ができる。動作中に迷結合による（高い周波数の）異常発振が生じたり、熱雑音をできるだけ低減したいというときに用いる。伝達関数は

$$\frac{e_0}{e_i} = \frac{1+k\mu_f^2 S^2}{1+2\zeta_f \mu_f S + \mu_f^2 S^2}, \quad \text{減衰係数 } \zeta_f = 2(1-\zeta^*), \quad \text{時定数 } \mu_f = 5.1\text{C} \times 10^4 \text{sec}$$

で、回路図に示すように、 k と ζ^* はそれぞれ R_5, R_6 で調節できる。常に $k \approx 0$ とし、 ζ^* は矩形波テストで設定する。出力端付近の受動フィルタは上記フィルタを用いないときに有効であって、数 100 KHz の発振を避けるために役立っている。

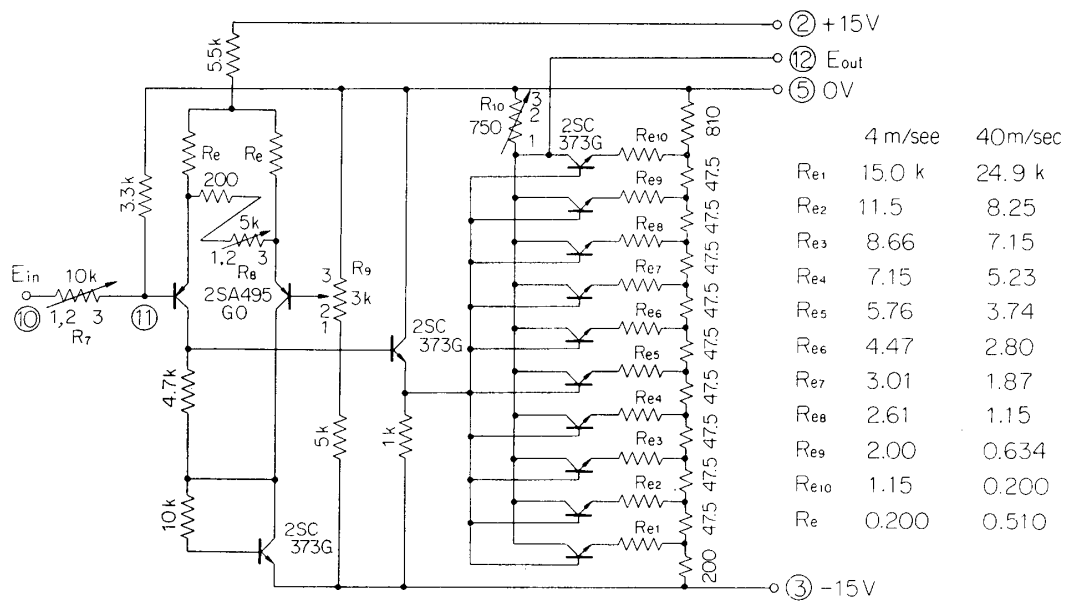


図 8 直線化器の回路

3.2 直線化器

熱線風速計の出力（出力端 ④）を入力として（17）式右辺を演算するのが直線化器である。回路図を図 8 に示す。⑩ が入力端で ⑫ が出力端である。演算部は 10 個のエミッタ接地のトランジスタチェーンである。このチェーンおよび差動部のエミッタ抵抗の抵抗値は対象とする風速域によって異なる。最大風速が 4 m/sec と 40 m/sec の場合の各抵抗値を図中に記している。R₇ は入力調整用である。R₈ は差動部のゲイン調整用で 4 m/sec 用の回路ではゲインが 10~11 倍、40 m/sec では 5~6 倍になるよう調整する。R₉ は出力零調整、R₁₀ は出力ゲイン調整である。R₁₀ は出力が 0~-4.5 V の範囲内であれば自由に変わってよい。使用法であるが、熱線風速計の出力を ⑩ に投入し、無風時に R₇ で ⑪ の電圧が -1 V になるよう調整し、R₉ で出力の零調整をすれば演算準備ができています。

この直線化器の出力は負である。直流分の測定で正の出力が望ましいときには符号変換器があれば便利で、しかも、平均値測定用にフィルタ特性をもたせたい。図 9 はこのような点を考慮した演算増幅器による変換器である。入力端を ⑫ に接続すれば ⑬ から符号変換された出力が得られる。この変換器の伝達関数は R₁₁=5 kΩ のとき次式で表わされる。

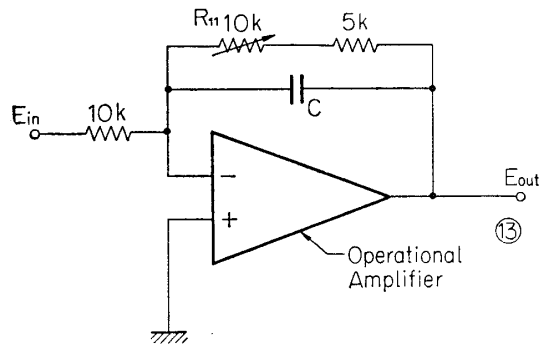


図 9 符号変換器

$$\frac{E_o}{E_i} = \frac{-1}{1+TS} \quad T = C \times 10^4 \text{sec}$$

3.3 矩形波発振器

熱線風速計の矩形波テスト用の発振器である。回路図を図 10 に示す。発振周波数は 500 Hz である。出力は最大 +15 V で、5 kΩ の可変抵抗で調節可能である。

3.4 総合回路

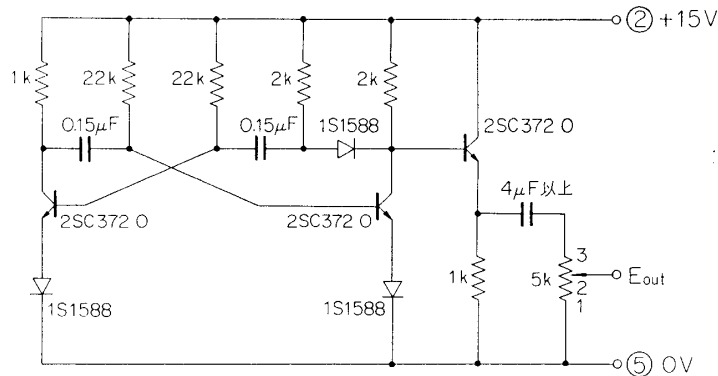


図 10 矩形波発振器

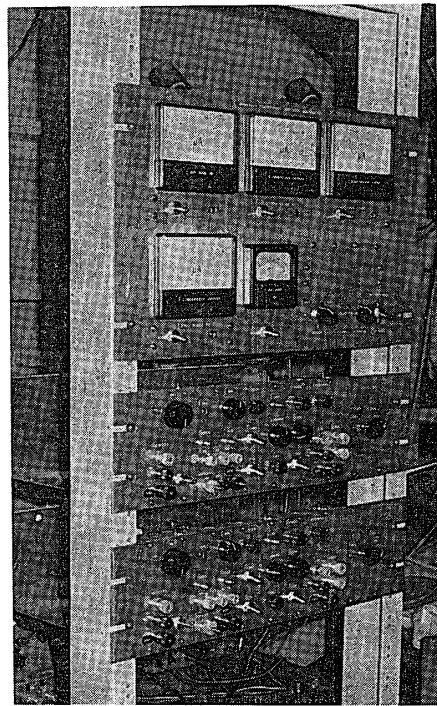


図 11 試作器

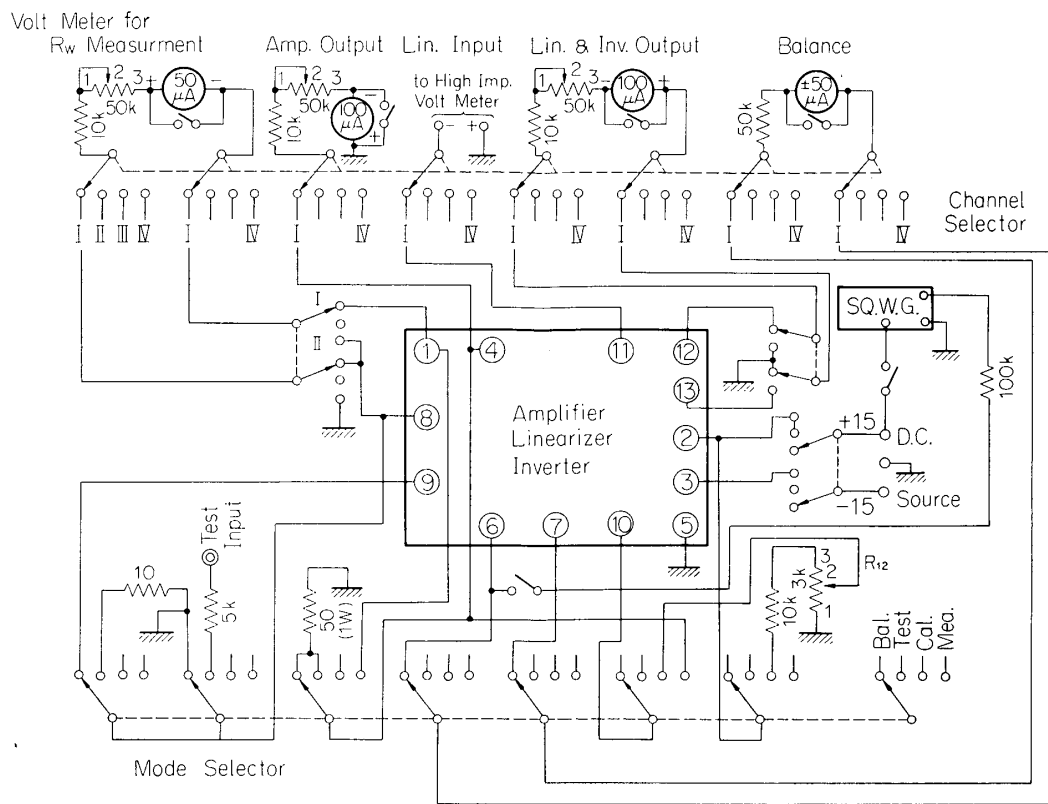


図 12 全回路の結線図

試作器の写真を図 11 に、全回路の結線を図 12 に示す。試作器は 2 チャンネルであるが図 12 はメータ部が共通の 4 チャンネルの場合の回路である。各チャンネル付のロータリスイッチのモードは balance, test, calibration, measurment の四つで次の機能を持つ。

bal: 熱線風速計の増幅器差動部のバランス位置のチェックができる。 R_3 を調節しバランスメータが零を指示するとき増幅器の出力が -1.5V 前後であれば正常である。このテストで増幅器の正常動作が確認でき、また R_3 の調整が一応できる。

test: 増幅器の動作をさらに詳しく調べるため、開路時 (①, ④ 開放) の増幅器の周波数応答を測定する結線を行なう。図中 test input の位置に正弦波を注入し、④ から出力を取り出して Bode 線図を求める。二次遅れフィルタを組入れたときも同様の測定をする。図 13 に示すような結果が得られれば回路は正常である。とくにしゃ断周波数に注目し、高周波域での減衰度がフィルタなしで 20db/dec 、フィルタ付では 60db/dec に近づくことを確認する。

cal: 直線化器の演算特性を校正する結線を行なう。 R_{12} で直線化器への入力を調節し、⑪, ⑫ の電圧測定から演算部が (17) 式右辺を正しく演算しているか確認できる。⑪の電圧測定用のメータはとくに多チャンネルでメータが共通になっている場合、 $300\text{k}\Omega$ 以上の高インピーダンスボルトメータにしたい。⑪は $3.3\text{k}\Omega$ で接地されていて、低インピーダンスであるとメータ入断の影響がでる。以上三つのモードのテストでは熱線を一切用いない。

mea: 風速測定時の結線を行なう。

R_w 計測用スイッチは中立点付である。既知の抵抗 R_A と熱線にそれぞれかかる電圧 E_I , E_{II} をスイッチ位置 I, II で測れば、 $R_w = (E_{II}/E_I)R_A$ である。 R_e が既知であれば、これから加熱度 a_w がすぐに求まる。既述のように R_e はデジタルボルトメータで測れるが、加熱電流をいろいろに変えて上記の測定を数回行ない、 R_w^{-1} と I^2 の直線関係 ((4) 式参照) を利用し、 $I \rightarrow 0$ 時の外そうから R_e を求めてもよい。通風中にこの測定を行なうなら、高い精度は期待できないが、一応信頼できる値が求まる。

また電源の投入順序であるが、 $+15\text{V}$, -15V の順に投入し、 -15V , $+15\text{V}$ の順にしゃ断する必要がある。この順序を逆にすると熱線が焼き切れることがあるから注意がいる。回路では電源入断にロータリスイッチを用いている。

一番大切なブリッジへの熱線の結合であるが、バランステストで R_3 の粗調整ができているならいつでもよい。

3.5 矩形波テスト

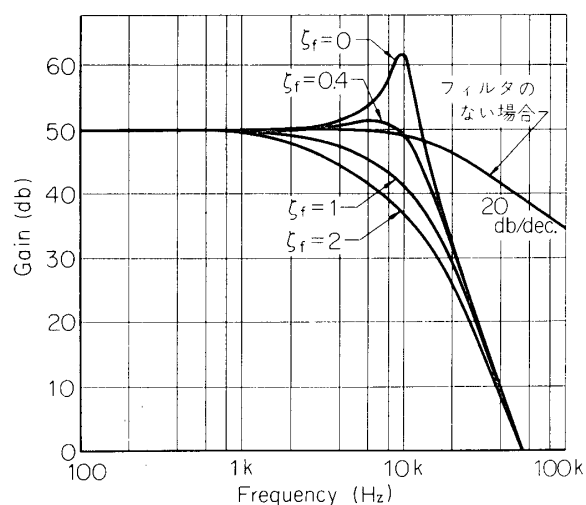


図 13 増幅器の開路時の周波数応答

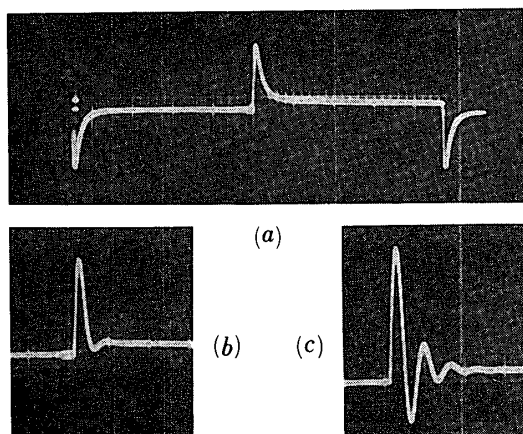


図 14 矩形波テスト 矩形波 500 Hz

- (a) 過減衰時の波形
- (b) 最適調整時の波形
- (c) 共振ぎみの波形

熱線風速計の風速変動に対する周波数応答を最適にするため矩形波テストを行なう。矩形波テストは熱線を結線し mea のモードで、付属の矩形波発振器から ⑥ に矩形波電流を注入すれば行なえる。このとき ④ から応答出力を取り出し、シンクロスコープで観察すれば図 14 に示すパルス波形が見られる。 R_3 のつまみを左右にまわすと (a) 図の過減衰のパルス波形や (c) 図の共振的な波形が見られ、その間に (b) 図のように少しオーバーシュートぎみの波形が見られるつまみの位置がある。 R_4 を調節してゲインを増しながらこの調整を続け、(b) 図の波形でパルスの立上り、立下りの時間が最も少なくなるようにすればこのとき熱線風速計は

最適な調整状態にある。しかも一連の実験における最大風速の状態で上記の調整を行なえば、以下の風速域では発振の心配はない。上下のパルスの大きさが著しく異なるときは矩形波電流が過大で非線型効果がでていたため望ましくない。発振器の出力端の可変抵抗を調整して電流を小さくすればよい。

フィルタを動作させて用いるときは、あらかじめフィルタなしで矩形波テストをし、写真 (a) のように少し過減衰の状態に調整してからフィルタをスイッチオンする。そして R_3 、 R_6 を交互に調節し、最適なパルス波形が見られる位置にこれらを半固定する。

矩形波テストによる調整により熱線風速計は測定準備が完了である。無風時における直線化器の入力調整、出力零調整を行なうと測定にかかれる。⑫、⑬ の端子から直線化された出力が取り出せる。交流分と直流分を同時に測るときは前者を ⑫ から True RMS ボルトメータ、後者は付属のメータあるいは ⑬ をデジタルボルトメータなどで測ればよい。風速 U と直線化器の出力 E_L との変換係数が前もって行なう校正から既知であれば上記の電圧測定からただちに $\sqrt{\overline{u^2}}$ 、 U が求まる。1.1 節で強調したように測定の正確を期すにはこの静校正（今の場合 U と E_L の校正）を実験ごとに行なわねばならない。

この直線化器の変動分に対する応答帯域は 0~50 KHz である。熱線風速計自身の応答帯域については次節で述べる。

4. 風速変動に対する周波数応答の測定

乱れを測るとき、どれ位の周波数の乱れまで忠実に測れているかを知っていなくてはならない。周波数応答についてはすでに 2.1 節で述べている。(22) 式で熱線の時定数 M 、ブリッジの直流的不平衡数 δ などは加熱度や風速の関数であり、回路の調整によっても変化する。したがって、(23) 式で共振周波数も与えられてはいるが、これらをいちいち計算から求めることはなかなか手間がかかる。実験により周波数応答を求める場合、高周波域まで規則的でしかも振幅が制御できる風速変動を作ることは容易でなく、結局間接的な方法によら

ざるをえない。それで従来は矩形波テストのパルス波形の立上り立下り時間の測定からしゃ断周波数の推定を行なっていたようであるが、矩形波の質にも影響されたりするので、精度のよい方法とはいえない。ここでは精度が十分期待でき、しかもきわめて簡単な測定法を考える。

(22) 式で風速変動, u に対する応答と熱雑音 e_t に対する応答を比較すると、定数分を別にすれば、その違いは $(1+j\omega M)$ だけである。したがって、熱雑音あるいは正弦波状の熱雑音と等価な入力電圧を熱線に加えて周波数応答を測ると、定数が既知とすれば M が定まり、しかもこの応答結果を $(1+j\omega M)^{-1}$ 倍すれば風速変動に対する周波数応答が求まる。この熱雑音に等価な入力を模擬熱雑音と呼ぶことにする。

模擬熱雑音は微小な正弦波電流を熱線に注入すれば得られる。図 15 のような回路で発振器から大きい抵抗を介して電流 i_x を注入すると、熱線には $(I+i+i_x)$ の電流が流れる。このとき $e_t = i_x R_w$ となり、(22) 式が十分な近似で成立つ。しかも R_w に比べ十分大きい抵抗 ($100\text{k}\Omega$) を介して i_x を注入しているから e_x と e_o (図中) を測定すれば i_x と i_o が求まる。したがって、風速変動のきわめて少ない風洞 ($u \doteq 0$) で風速 U を一定にして、 i_x の周波数を種々に変えて $|e_o/e_t|$ を求めると、(22) 式第 2 項が算定できる。この結果を Bode 線図で表わした一例を図 16 (a), (b) に示す。(22) 式が示すように 20db/dec の直線部分が存在し、この部分では $(1+j\omega M)$ の形で増幅されていることがわかる。(a) は矩形波テストで最適調整したときと過減衰に調整したときの結果を示し

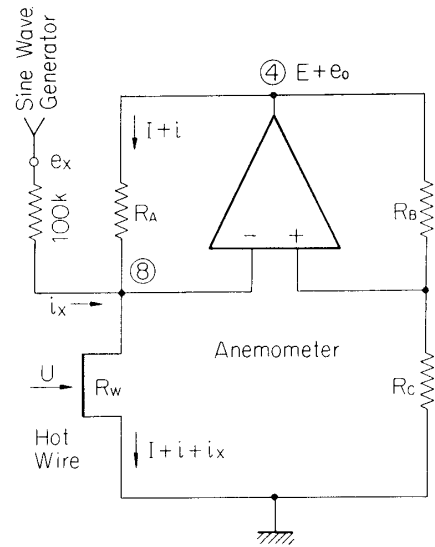
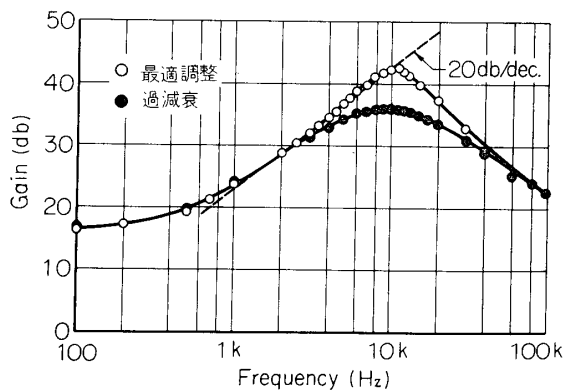
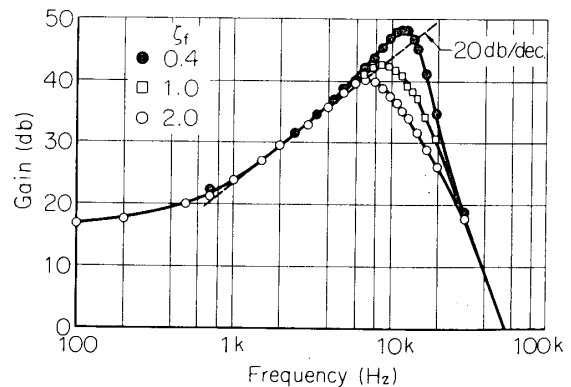


図 15 熱線風速計の周波数応答を測定するための回路



(a)



(b)

図 16 模擬熱雑音に対する周波数応答

- (a) 矩形波テストの調節による違い (直流的不平衡数 δ の影響)
- (b) フィルタの減衰係数 ζ_f の影響

ている。(b) はフィルタを動作させた場合に R_6 の調節でフィルタの減衰係数を変えたときの比較である。 $\zeta_r=0.4$ の場合はかなり共振的な応答をしている。20 de/dec の直線部分のなまの勾配から時定数が計算できる。求めた時定数の風速 U による変化を図 17 に示す。図中の U_r はほぼ 4 m/sec である。実線は (7) 式である。

上の測定結果から先述のように風速変動に対する周波数応答が計算される。その例が図

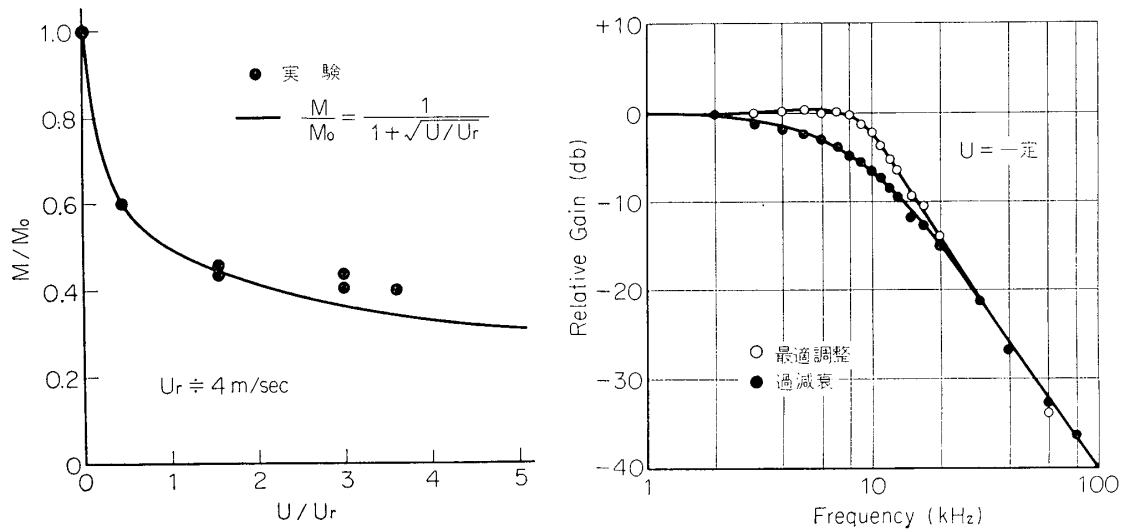
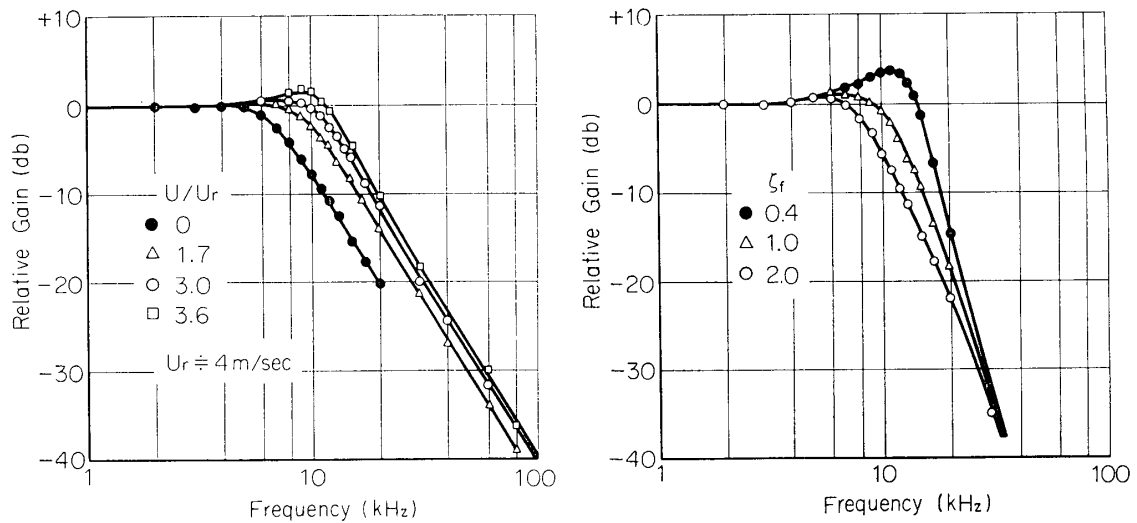


図 17 風速による時定数 M の変化

(a)



(b)

(c)

図 18 風速変動に対する周波数応答
 (a) 矩形波テストの調節による違い
 (b) 平均風速の影響
 (c) フィルタの減衰係数 ζ_r の影響

18(a), (b), (c) に示されている。(a) は矩形波テストで最適調整にしたときと過減衰にしたときの比較である。応答が著しく異なる点に注意したい。(b) は最適調整で風速 U を変えたときの比較である。風速が増せば応答帯域が増す。(c) はフィルタを動作させ、減衰係数 ζ_f を変えたときの応答の比較である。これは図 16(b) に対応している。

周波数応答は熱線の寸法、リード線の長さ、加熱度によって異なる。図 16~18 の結果は $d=3.75\mu$, $l=2\text{mm}$, リード線は 10 m, 加熱度は 0.6 のときに得られたものである。風速 U が 10 m/sec 前後で最適調整にすればシャ断周波数は 10 K~14 KHz であり、このような風速域での乱流の計測には十分な帯域である。なおこの応答帯域は 20% 以下の微小な振幅の風速変動に対して適用できるもので、さらに大きい変動の場合応答に非線型効果が現われ、これが無視できる帯域はかなり小さくなる。たとえば、64% の変動の場合、微小変動の応答帯域の 1/4.4 倍の帯域になるという計算例がある [11]。

熱雑音に関して図 (16)(a), (b) を見ると、これらは熱線風速計の出力端における熱雑音のスペクトルを表わしていると考えてよい。この意味でフィルタを動作させたときの高周波雑音のシャ断効果はきわめて顕著である。実測でも、風速 $U=10\text{ m/sec}$, 帯域が 400 Hz~10 KHz の条件で、雑音は風速換算値で 0.03%~0.06% であり、従来に比べけた小さい。

5. 結 言

試作器の試測定では 2 チャンネル間の相互干渉もなく、結果は良好であった。

試作器の周波数応答の帯域は 0~14 KHz 程度で 10 m/sec 前後の風速域では十分であるが、より大きい風速域での乱れの測定にはさらに広帯域の風速計が望まれる。この場合には増幅部を高利得広帯域の演算増幅器を用いて構成すれば同様な回路で希望する帯域の風速計が得られるであろう。

熱線風速計については解決すべき点がまだ残されている。たとえば、熱線は流れの方向に関し、速度の熱線に直角な成分に感じるというだけで向きについては判別できない。逆流していても検知できないわけである。この逆流検知は今後に残された大きな問題といえる。

謝 辞

本研究を遂行するに当たり、ご協力をいただいた佐藤研究室の各位、とくに実験の援助をいただいた恩田善雄助手ならびに松田右助手、電気回路に関して有益な示唆をされた大学院生齋藤博之助氏、これらの方々に心から感謝いたします。

1970 年 6 月 3 日 航空力学部

参 考 文 献

- [1] 小橋安次郎: Laser による乱れの測定について. 乱流実験シンポジウム講演集 (1969), 6—16.
- [2] Ossofsky, Eli: Constant Temperature Operation of the Hot-Wire Anemometer at High Frequency. Rev. Sci. Instr. 19, 12 (1948), 881—889.
- [3] Janssen, J. M. L. et al: A Constant-Temperature-Operation Hot-Wire Anemometer. Proc. IRE (1959), 555—567.

- [4] Kovasznay, L. S. G. : 熱線風速計. 東大宇航研報告 4, 1(a) (1968), 1—17.
- [5] 齋藤博之助 : 熱線風速計の問題点. 乱流実験シンポ講演集 (1969), 5.
- [6] Hinze, J. O. : Turbulence. McGraw Hill (1959), 73—122.
- [7] 西岡通男ほか : 熱線風速計の雑音と直線化器. 流体力学講演会予講集 (1969), 13.
- [8] Kovasznay, L. S. G. et al : Temperature Compensated Linearizer for Hot Wire Anemometer. Rev. Sci. Instr. 40, 1 (1969), 91—94.
- [9] 伊沢計介 : 自動制御. オーム社 (1961), 142—155.
- [10] Freymuth, Peter : Noise in Hot-Wire Anemometers. Rev. Sci. Instr. 39, 4 (1968), 550—557.
- [11] Freymuth, Peter : Nonlinear Control Theory for Constant-Temperature Hot-Wire Anemometers. Rev. Sci. Instr. 40, 2 (1969), 258—262.