

電気抵抗式波高計の設計について

国 司 秀 明

ON DESIGN OF RESISTIVE WAVE METER

by Hideaki KUNISHI

Synopsis

Although the resistive wave meter, which measures the electric resistance between two electrodes, may be regarded old fashioned, it is used frequently with success for many laboratory experiments. Moreover, it is used fruitfully for measurement of the internal waves which are generated at the interface of fresh and salt waters. This is the reason why the author describes the method of designing this type of wave meter. The fundamental principle of design is led by analyzing the measuring circuit. Practical examples of such designing by the author are shown herewith.

まえがき

水の波を電氣的に計測する手段として、水位が変化することによつて固定した二極間の電気抵抗が変ることを利用する方法は、もつとも単純なものですでに多くの人々によつて実際に試みられてきた。しかしその結果は、水の電気伝導度が水温や水中に溶けている物質によつていちじるしく変るといふ事実から、あまり実用的でないといわれ、これにかわつて水中につけた被覆線と水とが形成するコンデンサーの電気容量が水位とともに変わることを利用する方法が考案され、すでにある程度の実績をあげてきている現状である。したがつて、この電気抵抗による方法の価値がかなり低くなつてしまつたことは否定できないし、ここにこと新しくその設計の仕方について述べようとするのは、むしろ時機を失した感がないでもない。しかし実験の種類や性質によつてはこの方法で十分だといふ場合も多いうゑに、たとえば淡水と塩水との境界面における内部波や混合をつかまえようといふ場合のように、むしろ積極的にこの方法が有力な手段を提供すると考えられる場合もある。それに実際にもまだかなり広くこの方法が用いられているように思われるので、この機会にわれわれが1952年以來とつてきたこの型の波高計の設計の仕方と多少の経験とを記して、実際にこの型の波高計を製作利用される方々の参考に供することとした。

この小論で主に述べようとするのは、水中に入れて水位の変動をとり出す受感要素 (sensing element) を含めて、これを一つの抵抗要素とする電橋回路の各抵抗要素の値を合理的に決定する方法についてである。

1. 受感要素

受感要素は要するに水中に垂直に立てた2つの電極であつて、われわれは通常2本の細い金属線 (0.3~0.4 mmφ) を支持枠の間に張つて用いている。その構造を Fig. 1 に示す。簡単な構造であるから一見して明らかと思うが、各部の寸法とくに線の間隔などは強度や精度に関する多くの試作と実験とによつて最終的に定着してきたものである。トラブルを少なくするために、両側の支柱には塩化ビニールの管をかぶせ、両線の下端は途中までえぐつた下部ペークライト板の孔の中でひっかけ、さらにその孔をパラフィンなどでふさいで絶縁してある。線の上端がとめてある上部ペークライト板をさらに支持枠に縫いつける方式をとつた

のは両方の線を均等に張るための手段である。

線の材質としては主にモリブデン入りの18-8ニッケルクロームステンレス鋼を用いているが、ときに純白金線を用いることもある。いうまでもなくこれは水の電気分解の影響が及ばないような線として選ばれたものである。われわれが水道水で数種の線につき60サイクルの電流を数時間流して実験した結果では、白金線は問題なく良好であつたが、他の線は大なり小なり電気分解による影響を受けていた。銅線はもつとも悪く、両極間の電気抵抗は時間とともにいちじるしく増大し、実験後の銅線は黒色に変わつていた。純ニッケル線や13クローム鋼線などは銅線にくらべるとはるかにましたが、なお実用にたえる程度ではなく、その抵抗変化が2%以内におさまるものは18-8ステンレス鋼線とタングステン線だけであつた。なかでもモリブデン入りのステンレス鋼線がもつともよく、抵抗変化は0.5%以内にとどまる。この程度であれば十分実用にたえるうえ、白金線にくらべてはるかに廉価なもの強味である。なお一方をステンレス鋼線他方をタングステン線とした場合はきわめて良好でほとんど白金なみの安定性をもつていた。しかしタングステン線は硬く脆いから工作がしにくいし、いつでもこの組合せが良い結果を与えるのかどうかには多少疑問もあるので現在は用いていない。

さてこのような垂直に張つた両電極線間の電気抵抗 X は、理論的にも予想されるように、水中につかつている線の長さを l とすると

$$X = \frac{\alpha}{l} \dots\dots\dots(1.1)$$

で表わされる。ここに α は水の電気伝導度、線の材質、太さ、両線の間隔などによつて定まる比例常数である。この関係式は両極間のコンダクタンス $1/X$ が水につかつた線の長さ l に比例して増していくと考えれば容易に理解されよう。 α の諸量への依存の仕方は他の機会にゆずり、ここでは常温の水道水で直径0.3mmの線を1cmほどはなした場合、約 $2 \times 10^4 \Omega \cdot \text{cm}$ であることをしるすにとどめておく。なお、(1.1)式の関係は l が1~2mmの小さいところから十分よく成立しているようである。

2. 測定回路と設計の基本方針

問題は電気抵抗の測定であるから、よく知られた電橋回路 (Fig. 2) が有利に利用されるが、前節に示したように受感要素の抵抗は水位に逆比例するから、出力が受感要素の抵抗に逆比例するような特性をこの電橋に与えておくのが望ましい。

基準水位 l_0 において受感要素の示す抵抗を X_0 とすると、

$$X_0 = \frac{\alpha}{l_0} \dots\dots\dots(2.1)$$

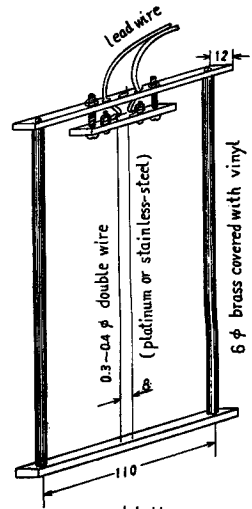
任意の水位 $l = l_0 + \eta$ における受感要素の抵抗 X は、

$$\frac{1}{X} = \frac{l}{\alpha} = \frac{l_0}{\alpha} + \frac{\eta}{\alpha} = \frac{1}{X_0} + \frac{1}{x} \dots\dots\dots(2.2)$$

であるから、水位の変化分 η に対応する抵抗

$$x = \frac{\alpha}{\eta} \dots\dots\dots(2.3)$$

と X_0 との並列結合として表わされる。Fig. 2 にはこの形で受感要素を示してある。



Unit : mm
Fig. 1 Sensing element of wave meter

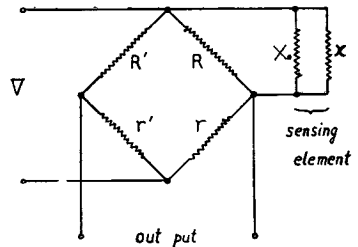


Fig. 2 Measuring circuit of wave meter

さて、問題はこの電橋回路の出力を水位の変化分 η に比例させるためには、どのように回路の抵抗要素をえらんだらよいかという問題となる。簡単な計算からわかるように、水位の変化分 η に対応する出力端電圧の変化分 v は、入力電圧を V とするとき

$$G = \frac{v}{V} = \frac{r/x}{(1+r/R_0)(1+r/R_0+r/x)}, \quad \frac{1}{R_0} = \frac{1}{R} + \frac{1}{X_0} \dots\dots\dots(2.4)$$

で与えられる。 G は入力電圧 V に対する出力端の電圧利得を表わす。この式から容易にわかるように、

$$\sigma = \frac{r/x}{1+r/R_0} \dots\dots\dots(2.5)$$

を1に対して十分小さくとれば(2.4)式は、

$$v = \frac{rV/x}{(1+r/R_0)^2} (1 - \sigma + \sigma^2 - \dots\dots\dots) \approx \eta \cdot \frac{rV/\alpha}{(1+r/R_0)^2}$$

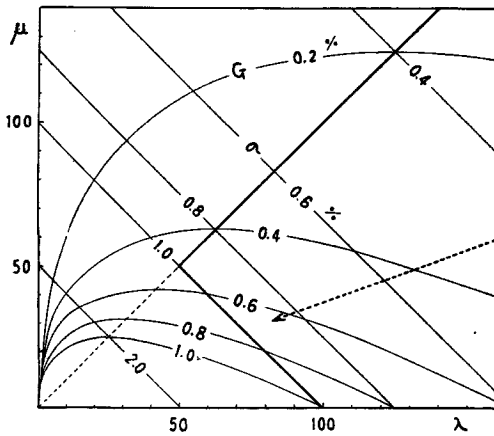


Fig. 3 Characteristic chart of wave meter circuit

となり、 v を η に比例させることができる。 σ はこの意味で線形度ともいふべき量であり、 σ の小さいほど η, v 間の直線特性はよくなる。

いま便宜上、

$$\frac{x}{r} \equiv \lambda, \quad \frac{x}{R_0} \equiv \mu \dots\dots\dots(2.6)$$

とおくと(2.4)および(2.5)式は

$$\frac{1}{\sigma} = \lambda + \mu, \quad \frac{1}{G} = \frac{(\lambda + \mu)^2}{\lambda} (1 + \sigma) \approx \frac{(\lambda + \mu)^2}{\lambda} \dots\dots\dots(2.7)$$

となる。線形度と利得とをこの形で示したのが Fig. 3 である。右に 45° で下つている直線群が等線形度線 ($\sigma = \text{const.}$) をあらわし、他の途中に極大をもつた曲線群が等利得線 ($G = \text{const.}$) をあらわしている。(2.6)式にみられるように

λ, μ はいずれも x の一次関数で、 x の変化に関して同様に振舞うから、この計器回路の動作は原点に向う直線、たとえば同図の点線であらわされる。 $\eta = 0$ は無限遠点に対応し、 η が大きくなるにつれて点線上を原点に向つて動く。それにつれて利得は当然増していくが、同時に線形度 σ も増し直線性は悪くなつていくことがうかがわれる。

このことから容易に設計の基本方針が導かれる。すなわち、たとえば任意に与えられる最大の水位変化 η_m に対して線形度 σ を 1% 以内におさえたい場合には、同図に太い実線で示した線 ($\mu_m < 50$ では $\sigma = 1\%$ の直線、 $\mu_m > 50$ では $\lambda = \mu$ の直線) 上で設計を進めるのが利得の上でもつとも得策である。一般に $\sigma = \sigma_m$ を与えると、 η_m に対応する μ_m が $1/2\sigma_m$ 以下か以上かによつて、 $\sigma = \sigma_m$ の直線があるいは $\lambda = \mu$ の直線をとるのが最善となる。後者の関係 $\lambda = \mu$ は $r = R_0$ とえらぶことにほかならず、前者の直線 $\sigma = \sigma_m$ は $1/r + 1/R_0 = \text{const.}$ を意味する。 η_m に対応する抵抗を $x_m = \alpha/\eta_m$ と書いてこれをまとめて示すと、

$$\left. \begin{aligned} \mu_m = x_m/R_0 > 1/2\sigma_m \text{ ならば, } r = R_0, \\ \mu_m = x_m/R_0 < 1/2\sigma_m \text{ ならば, } 1/r + 1/R_0 = 1/\sigma_m x_m \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2.8)$$

である。設計水位変化 η_m が大きくなるほど x_m は小さくなることと電圧利得 G は σ_m 以上にはなりえないことを注意しておこう。

μ_m は受感要素のしづめ方である程度以下にすることはできないが、次節の例にみられるように、それをかなり小さくできる場合には、むしろ、

$$\mu=0, \lambda=1/\sigma_m, \text{すなわち } r=\sigma_m x_m \dots \dots \dots (2.9)$$

与えられる最高利得の点 (Fig. 3 参照) で r を定め、 R は μ_m をなるべく小さくするという方針も含めて種々の条件を考慮し適当に定めてやる方がより実用的である。次節で事例について再び説明するように、この方針では利得が最高利得 σ_m より少し小さくなるが、線形度 σ は σ_m より小さくなり直線性はむしろよくなる。

以上の考察では出力端に接続される負荷 R_L (記録計, 増巾器など) の影響を考慮していないが, これを考えた場合の電圧利得 G' および線形度 σ' を計算すると, 基準水位で電橋を平衡させ出力を 0 に調整したものとして,

$$G'=G / \left[1 + \frac{(r+r')/R_L}{1+r/R_0} \right], \sigma'=\sigma \cdot \frac{1+r/R_0+r'/R_L}{1+r/R_0+(r+r')/R_L} \dots \dots \dots (2.10)$$

となり, 当然電圧利得は減少するが, 直線性はむしろよくなることがみられる。実際問題としても R_L は r や r' よりかなり大きいのが普通であるから, 特別の場合以外は (2.10) 式を考慮する必要はなく (2.8) および (2.9) 式を用いて十分である。むしろ問題は電源の内部インピーダンスにあるであろうが, これも普通かなり低く作られるからそうたいして問題になることは少ない。

3. 回路設計の具体例

前節に回路設計の一般的な基本方針を述べたが, 具体的に各抵抗要素の値を定めるためには個々の問題の種々の条件を考慮しなければならない。これを一般的に記述することも不可能ではないが, 煩雑で実用的でないから, むしろわれわれが実際に製作したいいくつかの例について実際設計の方法を述べよう。

(1) 中振巾用波高計

線の長さが 20 cm 程度を受感要素を作つて, 全振巾 20 cm を 1% の線形度で測定するための回路常数を決定する。

まず $\eta_m=20$ cm, $\sigma_m=0.01$ で α は $2 \times 10^4 \Omega$ -cm とする。規準水位で水につかっている線の長さは受感要素をどのような位置で固定してもよいように, $l_0=0 \sim 20$ cm とする。これらから

$$1/2\sigma_m=50, x_m=\alpha/\eta_m=1000, X_0=\alpha/l_0=\infty \sim 1000 \dots \dots \dots (3.1)$$

がえられ, また,

$$\mu_m=x_m/R_0=x_m/R+x_m/X_0=1000/R \sim (1000/R)+1 \dots \dots \dots (3.2)$$

である。

基本方針の (2.8) 式によると $\mu_m=50$ が設計のわかれめとなるが, そのとき R したがって r は (3.2) 式によつてほぼ 20Ω である。この値は普通の電源インピーダンス (数ないし数十 Ω) を考えると少し小さすぎる。歪計用の増巾器を考えてみても $R+r$ はもつと大きく 200Ω 程度にえらぶ方が望ましい。そのため R を大きくする必要があるから, μ_m は 50 以下となり, (2.8) の第 2 の式の方針に従わなければならない。すなわちこの場合 $1/r+1/R_0=1/10$ である。この式でたとえば $r+R_0=200 \Omega$ とし r と R_0 とを解くこともできるが, $r \ll R_0$ となることが予想されるから, $1/R_0$ を省略し $r=10 \Omega$ とすることとする。これは $\mu=0, \lambda=1/\sigma_m=100$ とえらんだことに等しく, (2.9) 式の方針に従つたことを意味する。実際には $\mu_m \neq 0$ のはずだから, Fig. 3 を参照すると, 利得 G は多少落ちるが線形度 σ はむしろよくなることが予想される。事実, さらに $R_0=200 \Omega$ とえらぶと, $\mu_m=x_m/R_0=5$ で利得と線形度は (2.7) 式から

$$\left. \begin{aligned} r=10 \Omega, R_0=200 \Omega; \lambda_m=100, \mu_m=5, \\ \sigma_m=0.95\%, G_m=0.91\% \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (3.3)$$

となる。まず満足な値といえよう。なお注意しなければならないのは $r=R_0=20 \Omega$ とした場合の利得は 0.5

%であつて、 μ_m を小さくして差支えない場合にはそのように設計を進めた方が有利であることである。

Fig. 4 に実際の回路図を示す。抵抗辺 R を一定にしておく、受感要素のしずめ方で R_0 が変り利得

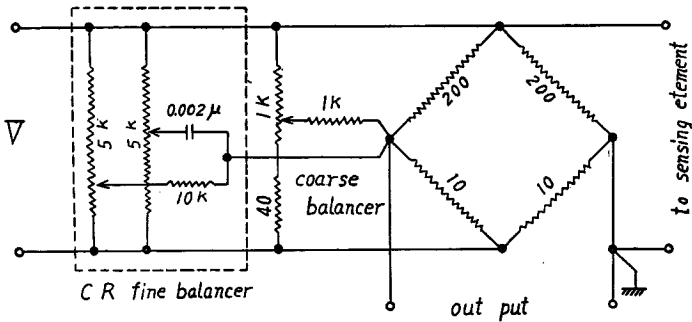


Fig. 4 Measuring circuit of wave meter for middle amplitude

G も変わるから、厳密には R を可変にして R_0 を一定に保つべきである。しかしこの回路では $l_0=0 \rightarrow 20$ cm の極端な場合でも利得の変化は 2% の程度であり、 l_0 の 5cm の差では 0.5% に過ぎない。実際にもだいたい使用状態に近い状態で感度を校正して使うから、 R は固定とし受感要素のしずめ方による電橋の平衡はも

つばら他の辺 r, R' 側でおこなつている。図の粗調整 (Coarse balancer) がそれである。実際は更に増巾器の一部として組込まれている同種の C.R. バランサーで微細調整をおこなう。Fig. 4 にはこれも併せて書いてある。

現在この回路につないでいる増巾器は普通の歪計用増巾器よりやや利得の高い入力 0.4 mV でペンを 40 mm ふらしうる増巾器 (搬送波 1.5 KC) であるので、入力電圧 2V で倍率 8 倍程度すなわち ± 2.5 mm の水位変化を ± 20 mm に拡大記録できる。低倍率の方は、記録巾が 4 cm であるから、線形度 1% を保つために 1/5 倍以下にはしてはならない。この低倍率限界の数値は α が変ると変る。すなわち α が $2 \times 10^4 \Omega\text{-cm}$ では 20cm の水位変化を 1% 線形度で測定できるが、もし α が半分になると 1% 線形度では 10 cm の水位変化しか測定できず、この場合の低倍率限界値は 1/2.5 となる。

この点に関して σ_m と G_m とを α について整理してみると、

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{\sigma_m} &= \frac{\alpha}{\eta_m} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{R} \right) \left(1 + \frac{l_0}{\alpha(1/r + 1/R)} \right), \\ \frac{1}{G_m} &= \frac{\alpha}{\eta_m} r \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{R} \right)^2 \left(1 + \frac{l_0}{\alpha(1/r + 1/R)} \right)^2 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3.4)$$

となり、

$$\frac{l_0}{\alpha(1/r + 1/R)} \ll 1 \dots\dots\dots(3.5)$$

ならば、 σ_m (たとえば 1% の σ_m) に対して、 α が変化すると、対応する η_m の値は変るが、 G_m の値は変わらないことがわかる。われわれの場合に (3.5) 式をあたつてみると、 $l_0/\alpha(1/r + 1/R)$ は 10^{-2} の程度だから、極端に α が 1 桁も 2 桁も小さくならないかぎり利得 G_m を看視すればよいこととなる。すなわち G_m が 0.9% 以上にならないように注意してやればよい。

(2) 小振巾用波高計

1957年風浪の発生を研究するために、さらに高感度の波高計を製作した。前項の波高計の経験から、前記増巾器を用いると利得 G_m が 1% 程度で最高倍率は最低倍率の 40 倍位、利得 0.5% としても 20 倍位は期待できるので、1% 線形度に対する設計全波高として $\eta_m = 4$ cm すなわち最低倍率 1 倍ととることとした。受感要素は流用することとし、 l_0 はやはり 0~20 cm とする。 α も同じく $2 \times 10^4 \Omega\text{-cm}$ ととる。

$$\left. \begin{aligned} 1/2\sigma_m &= 50, x_m = 5000, X_0 = \infty \sim 1000, \\ \mu_m &= 5000/R_0 = 5000/R \sim (5000/R) + 5 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3.6)$$

$\mu_m=50$ を与える R_0 , したがって r は 100Ω となる。この値は手頃であるが、前項にみられるように、また μ_m を小さくしても差支えないから、(2.9) 式の方針に従い、 X_0 の値を考慮して $r=1/2\sigma_m=50\Omega$, $R_0=500\Omega$ 程度の構成を考えることができる。このとき線形度は 0.9% 、利得は 0.8% の程度である。ところが実際に回路を試作してテストしてみると、スタティカルなテストでは水の表面張力によると思われる $2/100 \text{ mm}$ 程度の誤差が認められ、あまり高倍率では較正がやりにくいというえ、研究上もほぼ 20 倍程度の倍率で一応満足できることがわかつたので、

$$r=R=100\Omega \dots\dots\dots(3.7)$$

を採用することとした。

実際の回路を Fig. 5 に示す。このとき I_0 が変ることによる利得の変化は I_0 の 10 cm の変化で 5% にも達するので、粗調整は R 辺に入れているだけ R_0 を一定に保つべきであるが、調整がやや面倒なのと実際に使用状態で較正して使うから、前項同様 r', R' 側に入れている。

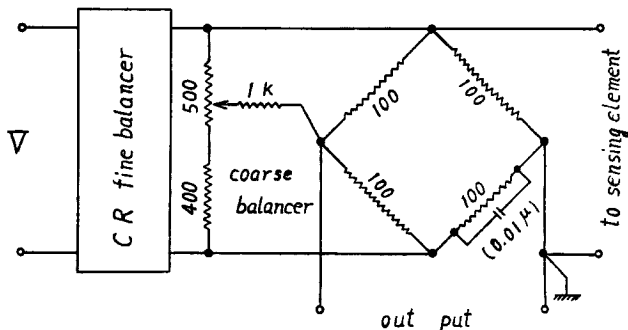


Fig. 5 Measuring circuit of wave meter for small amplitude

Fig. 6 にこの波高計でとつた風浪の記録の1例を示した。

なお、ここでこの調整回路の作用を計算式で示しておこう。Fig. 7 に



Fig. 6 A record of wind waves measured by wave meter for small amplitude

示した記号を用い、抵抗 S の分割比 $x : y$ を変えると r', R' 接合点の電圧は、抵抗 S (もちろん P も) がない場合にくらべて、

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{1}{1 + \frac{r'}{R'}} \frac{1 - \left(1 + \frac{r'}{R'}\right) \frac{x}{S}}{1 + \left(1 + \frac{r'}{R'}\right) \frac{P}{r'} + \left(1 + \frac{r'}{R'}\right) \frac{S}{r'} \frac{x}{S} \frac{y}{S}} \dots\dots\dots(3.8)$$

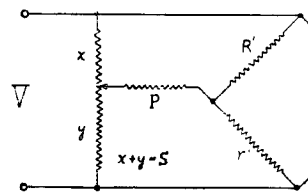


Fig. 7 Circuit of balancer

だけ変化する。明らかに $x : y = R' : r$ の点が $\Delta V = 0$ となり無調整点であることを示す。 ΔV はこの点の左右に $x=0 \sim y=0$ にしたがって、

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{1}{1 + \frac{r'}{R'}} \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{r'}{R'}\right) \frac{P}{r'}} \sim - \frac{\frac{r'}{R'}}{1 + \frac{r'}{R'}} \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{r'}{R'}\right) \frac{P}{r'}} \dots\dots\dots(3.9)$$

の間に変化する。その変化の仕方は $P \gg r'$ であるから、 S を P に対して小さくとればとるほど直線に近い

くなる。

なお Fig. 5 で r 辺にコンデンサーが付加されているのは、この程度の高感度では微細調整の C バランスだけでは不十分で、ほぼ $0.005 \sim 0.01 \mu F$ のコンデンサーを入れてやる必要があつたためである。

(3) 内部波高計

1959年塩水と淡水との境界面における内部波や混合の問題を研究するために、新たに境界面の波を測る回路を設計試作した。かなり稀薄な塩水でも淡水とはいちじるしく電気伝導度が異なることを利用するものである。前項までの波高計でも空気と水との電気伝導度が非常に異なるから、水面—水と空気との境界面—の動きが測定できるのであつて、原理的には全く同じである。

まず実験に使用する塩水の α を概測してみると、ほぼ $10^8 \Omega \cdot \text{cm}$ の程度で水道水よりも1桁小さい。いま、かりに $\eta_m = 4 \text{ cm}$ を $\sigma_m = 1\%$ で測定しようとする、 $x_m = 250 \Omega$ であるから、 $\mu_m = 50$ に対応する R_0 はわずかに 5Ω である。当然第2の方法で r を小さく R_0 を大きくすべきだが、一方 l_0 はやはり 20 cm 程度はしずめられるように考えておかなければならないから、調整などのことを考えると R_0 を 25Ω 以上にとることは難しく、抵抗値が低すぎてあまり適当とはいえない。そのうえ、実験には様々な塩分度の塩水を用いるので、とても特定の塩水で設計しただけではすべてに通用するとは思われない。そこで水道水について回路を設計し、塩水に対しては整合トランスで水道水程度の抵抗に変換する方法を用いることとした。

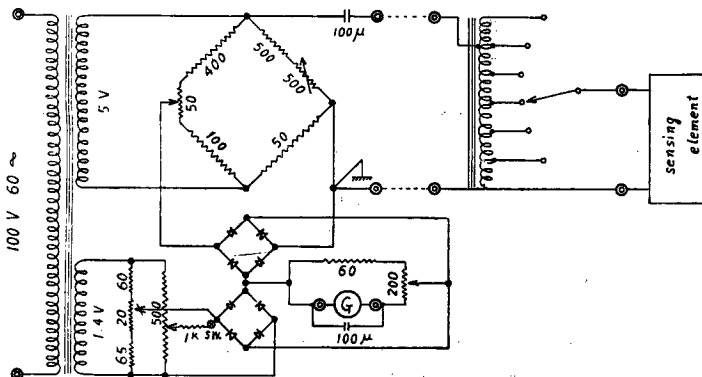


Fig. 8 Measuring circuit of wave meter for internal wave.

この計器は60サイクルの電源を使用し、増巾器なしで高感度の電磁オシログラフに記録させる方式とするため、Fig. 8の回路構成とした。 r 辺の 50Ω は(2.9)式の方針に従つて、 $\eta_m = 4 \text{ cm}$ から定めたものである。 R 辺の固定抵抗に直列に入っている 500Ω の可変抵抗は、 μ_m したがつて利得 G_m を一定に保つと同時に、 l_0 が変つたこと

による零点の移動を補償する機能をもっている。 r' 、 R' 辺が r 、 R 辺と対称になつていないのは、整流器(1mA用両波)の特性上基準状態で 0.5 mA を流しておく必要があるためである。この電流は同図の下側の回路から逆向きの電流を出力へ流すことによつて相殺するようになつてゐる。この下側の回路にはガルバノメーター光点の零移動の役割をも同時に持たせてある。

使用するガルバノメーターの特性は内部抵抗 60Ω 、電流感度 $2 \mu \text{ A/cm}$ の程度である。整流器の内部抵抗は 0.5 mA を流した状態でほぼ $1 \text{ K} \Omega$ であるから、最大倍率4倍とするために引加電圧を 5 V と定めた。すなわちガルバノメーターに必要な両端電圧は $\eta_m = 4 \text{ cm}$ に対して $4 \text{ cm} \times 4 \times 2.5 \mu \text{ A/cm} \times 1 \text{ K} \Omega = 40 \text{ mV}$ である。したがつて電橋部 ($\lambda_m = 50$ 、 $\mu_m = 10$) の利得 0.83% を考えると、 $(40/0.83) \times 10^{-1} \approx 5 \text{ V}$ の入力電圧値がえられる。ガルバノメーターの電流感度を $2.5 \mu \text{ A/cm}$ としてあるのは倍率を変えるための回路を考慮して $5/4$ 倍にとつたのである。

20Ω の半固定抵抗は製作時に整流器電流を 0.5 mA に調整するためのものである。電橋部 50Ω の可変抵抗は R 辺を 500Ω の標準状態としたとき出力を零に調整するためのものである。このときにはプッシュスイッチを押してガルバノメーターの零調整回路をきりはなしておかなければならない。この調整は前項までの電橋の微細平衡調整に相当する。はじめは半固定程度でよいと思つたが、実際に使用してみると、や

はり時々校正してやる必要があり、このままではあまりスムーズでないので、前項にも述べたような調整回路 (Fig. 7) に改めるつもりである。トランスは種々テストの結果一応 Lux のマッチングオートトランスが使えることがわかつたのでこれを用いた。しかしトランスはできれば特別に設計するのが望ましい。

ところでこの波高計を塩水でテストしてみると、あまり原因の明瞭でないドリフトがあらわれた。受感要素のステンレス線を白金線に変えてもあまり改善されない。やむをえずマッチングトランスの一次側に図のように 100μF のコンデンサーを入れてみたところかなり小さくすることができた。この点はさらによく究明して合理的な処置をする考えである。また、電源電圧の変動はもつとも恐ろしいので、この計器では鉄共振のスタビライザーを用いたが、このあたりにも主原因ではないだろうが原因の一つがあるのかもしれない。

Fig. 9 にはこの計器の線形度テストの一例を示してある。なおこの計器のように、 R_0 を一定に保つ補償調整方式と、最低倍率が零でなく有限に固定された倍率調整方式をとると、 α がどのように変わっても、またトランスで実効の α をどのように変えても、設計記録巾 (この場合 4 cm) 以内では全く線形度を心配する必要がないことを注意しておく。それは (3.4) 式と同様に線形度 σ と利得 G とを、 R_0 =一定を考慮して、 α につき整理すると、

$$\frac{1}{\sigma} = \frac{\alpha}{\eta} \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{R_0} \right), \quad \frac{1}{G} = \frac{\alpha}{\eta} r \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{R_0} \right)^2 \dots\dots\dots(3.10)$$

したがって、

$$\frac{\sigma}{G} = r \left(\frac{1}{r} + \frac{1}{R_0} \right) = \text{一定} \dots\dots\dots(3.11)$$

となり、 α の如何にかかわらず一定の利得 G には一定の線形度 σ が対応し、設計のふれ巾 (4cm) をふらすのに必要な利得の最大が G_m (0.83%) で、このときに最悪の σ_m (1%) になるに過ぎないからである。

この計器で受感要素のしずめ方を補償する方法として、調整操作はやや面倒となるが、前二例と異なりわざわざ R 辺に直列可変抵抗 (500Ω A型または C型)を入れて R_0 を一定に保つ方式を採用したことの最大の理由は実はこの点にあるので、トランスのタップのどのような位置で測定したとしても大過のない測定ができることは非常に必要だと思われたからである。

最後に電源電圧の安定化の方法として、著者がごく初期に水道水について製作した波高計に用いた簡単な回路を Fig. 10 に示しておく。ネオン管の定電圧放電を利用したものである。ネオン管は市販の 100V 用のソケットをはずして内部の直列抵抗を取り除いたものである。抵抗 1KΩ 3W は負荷によつて異なるであろう。

む す び

すでに述べたように、この電気抵抗式の計器は水温や水中に溶けている物質に関係している電気伝導度に直接に影響されるから、使用にあたっては注意して時々校正してやる必要がある。しかしそのような欠点があつても、比較的短時間の室内実験などでは十分有効に用いられるようである。実際著者は風洞水槽で風波の発生の実験にこれを用いたが、実験ごとに校正することで十分信頼のおける結果がえられた。しかし屋外での比較的長時間の実験ではやはり主として温度と思われる影響をかなり受けるようである。水温の影響は

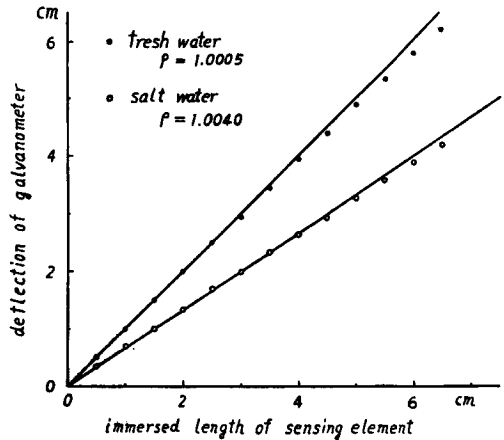


Fig. 9 Calibration curve of wave meter for internal wave

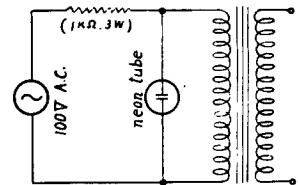


Fig. 10 A simple stabilized power supply

実験によると 1°C あたり約 2% の程度でかなり大きいのが、原因がはつきりしているだけ仕末もしやすい。問題は溶解物質の影響である。たとえば pH などを測定してみるとよいのではないかと思うが、まだ試みてはいない。これらを詳しく研究したり、あるいは回路的な他の手段によつて積極的にこの障害をとりのぞくことも可能だと思うが、余力も時間もないし、われわれも電気容量式の波高計を具体化しようとしている現在、特別な事情がない限り、先へ進める意志はない。

電気容量式の波高計については、現在同じく電橋回路を用いる方法を試験して、かなり肯定的な結果がでつつある。もしそうであればこの小論で述べた設計方針はわずかな変更で適用できることとなろうが、これらについてはつぎの機会にゆずりたい。なお境界面用の内部波高計を用いた実験では非常に興味ある結果がでつつあることを一言しておこう。

最後にこの問題に関して多年にわたり著者を鞭撻していただいた速水頌一郎先生、宇治川水理実験所の諸先生方および内部波高計の実際製作にあたつてもらつた地球物理大学院学生の金成誠一ならびに学部学生の坊城智光の両君に深く感謝する。