

## 電磁式地震計の定数測定について\*

柏原 静雄\*\*・竹山 一郎\*\*\*

550. 3. 038

### Calibration of Electromagnetic Seismograph

S. Kashiwabara and I. Takeyama

(Seismological Observatory, J. M. A.)

A method for measuring parameters of various kinds of seismographs is developed, and on the basis of the method, a calibrator is produced by way of trial.

This calibrator consists of a circuit for recording of the oscillation of a seismometer (Fig. 4), a circuit for measurement of seismometer constants (Fig. 5) and a circuit of frequency response of recording system (Fig. 2, Fig. 3).

The accuracy of calibration by this method is found to be satisfactory for ordinary purpose and will be very useful for the calibration of various kinds of electromagnetic seismographs.

#### § 1. はじめに

電磁式地震計の理論やその校正法については、多くの研究があり、ほぼ完成されている(たとえば, Hagiwara, 1958; Matumoto, 1958; Willmore, 1959; Espinosa, et. al., 1962). 直結式(光学式)地震計の特性は、変換器、および検流計それぞれの固有周期  $T_1$ ,  $T_2$  と減衰定数  $h_1$ ,  $h_2$ , および結合定数  $\sigma^2$ , 倍率  $V$  (変換器の電圧感度  $G/I$  と検流計の感度  $S_2$  を用いて計算)の6個の定数で表わされる。増幅器を用いた地震計では、ふつう変換器の固有周期と減衰定数および倍率ならびに増幅器を含む検流計の周波数特性によって表わされる。

しかし、一般的にこれらの定数の測定方法は、地震計の種類により、また設置環境や測定用具などにより、多様で絶対的なものはない。

当所はダイナミックレンジの広い地震観測をおこなっており、多種類の地震計を備えている。そのため、各地震計に対する、信頼度の高い、労力の少ない定数測定技術の確立は、業務的にも懸案課題であった。

そこで、従来の定数測定上の欠点を除いて、しかも遠隔地点から測定可能な検定器を開発したので報告する。

#### § 2. 従来の定数測定方法とその問題点

従来、当観測所で用いてきた測定方法は、つぎのとおりである。

りである。

##### (1) 変換器の定数

固有周期 ( $T_1$ ): ストップウォッチによる。

電圧感度 ( $G/I$ ) 又は ( $G$ ): 変換器の検出コイルに直流電流を流し、そのときの振子の変位量を測定して求める。

減衰定数 ( $h_1$ ):  $T_1$  と  $G/I$  の値から算出。

##### (2) 検流計の定数

固有周期 ( $T_2$ ): ストップウォッチ、または、自由振動記録から求める。

電流感度 ( $S_2$ ): 検流計に直流電流を流し、そのときの記録振幅を測定して求める。

減衰定数 ( $h_2$ ): 検流計の制動抵抗をいろいろに変えながら、自由振動をさせ、振動の減衰状態を測定して求める。

##### (3) 結合定数 ( $\sigma^2$ ): 計算式による。

この方法には、つぎのような欠点がある。

a 測定時における室温の変化、地震計台の傾斜の影響。

b 測定時間が長い。

c 測定時に、他の地震計へ影響を与える。

d 測定精度を高めるのに多大な労力を要する。

#### 3. 電磁式地震計の周波数特性

直結形の電磁式地震計の振幅特性  $V(\omega)$ , 位相特性  $\delta(\omega)$  はつぎのように表わされる。

$$V(\omega) = W\omega f(\sigma, h_1, h_2, u_1, u_2) U_1(\omega) U_2(\omega) \dots (1)$$

$$\delta(\omega) = (\delta_1(\omega) + \delta_2(\omega)) g(\sigma, h_1, h_2, u_1, u_2) \dots (2)$$

\* Received June 24, 1976

\*\* 気象庁地震観測所

\*\*\* 気象庁地震課 (元地震観測所)

ここに、 $W$  は倍率を表わす量、 $\omega$  は地動の角周波数、 $f(\sigma, h_1, h_2, u_1, u_2)$ 、 $g(\sigma, h_1, h_2, u_1, u_2)$  はそれぞれ検流計の運動が変換器に及ぼす影響の振幅特性と位相特性、 $U_1(\omega)$ 、 $U_2(\omega)$  はそれぞれ変換器と検流計の振幅特性(周波数特性に関する部分)、 $\delta_1(\omega)$ 、 $\delta_2(\omega)$  はそれぞれ変換器、検流計の位相特性である。ただし、地動の周期を  $T \left( = \frac{2\pi}{\omega} \right)$  とするとき

$$u_1 = T/T_1, u_2 = T/T_2 (T_1, T_2 \text{ はそれぞれ変換器, 検流計の固有周期}) \dots\dots\dots (3)$$

である。なお、増幅器を含んだ地震計では、 $f(\sigma, h_1, h_2, u_1, u_2)$ 、 $g(\sigma, h_1, h_2, u_1, u_2)$  を無視し、 $U_2(\omega)$ 、 $\delta_2(\omega)$  は増幅器を含んだ検流計の周波数特性とする。

ここで  $U_2(\omega)$ 、および  $\delta_2(\omega)$  が、どの型式の地震計でも、同一形式で表現できるか、あるいは、特性の測定が同一方法で行ない得るならば、地震計の特性を求めるには、 $W$ 、 $U_1(\omega)$  および  $\delta_1(\omega)$  の測定と  $f(\sigma, h_1, h_2, u_1, u_2)$  および  $g(\sigma, h_1, h_2, u_1, u_2)$  の補正を必要とするかどうかに着目すればよいことになる。このような観点から、当観測所で使用している電磁式地震計を区分すると、変換器については、動コイル型変換器と可変レクタンス型変換器に分けることができ、また、記録方式については、検流計を変換器に直接つなぐ型式(直結式地震計)と増幅器を用いた型式(直視式地震計)に分けることができる。

3-1. 動コイル型変換器の特性

動コイル型変換器に外部抵抗を接続したときの運動方程式は

$$K\theta + D\dot{\theta} + C\theta = M\ddot{X} - Gi, \dots\dots\dots (4)$$

$$G\theta = Ri \dots\dots\dots (5)$$

である。ここに、 $K$  は回転軸のまわりの慣性モーメント、 $D$  および  $C$  は、それぞれ制振作用、および復元力の大きさを示す定数、 $G$  は電磁定数、 $H$  は回転軸と振り子の重心との距離、 $R$  は変換器の検出コイルの直流抵抗と外部抵抗の和、 $M$  は振り子の質量、 $X$  は地動の変位、 $\theta$  は振り子の回転角、 $i$  は電流である。

変換器の固有周期、および減衰定数は

$$T_1 = \frac{2\pi}{n} = 2\pi \sqrt{\frac{K}{C}}, \dots\dots\dots (6)$$

$$h_1 = h_{01} + h_{e1} = \frac{D}{2nK} + \frac{G^2}{2nKR} \dots\dots\dots (7)$$

で表わされる。ここに、 $h_{01}$  は抵抗をつなぐ自由振動させたときの減衰定数、 $h_{e1}$  は抵抗をつないだとき、抵抗に流れる電流によって生じる減衰定数である。

地動を  $X = \sin \omega t$  で示される運動としたとき、変換

器に流れる電流は

$$i = \frac{G}{l} \cdot \omega \cdot \frac{1}{R} U_1(\omega) \sin[\omega t + \delta_1(\omega)] \dots\dots\dots (8)$$

となる。ここで  $U_1(\omega)$ 、および  $\delta_1(\omega)$  は

$$U_1(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(1-u_1^2)^2 + 4h_1^2 u_1^2}} \dots\dots\dots (9)$$

$$\delta_1(\omega) = \tan^{-1} \frac{2h_1 u_1}{(1-u_1^2)} \dots\dots\dots (10)$$

である。

3-2. 可変レクタンス型変換器の特性

当観測所で使用している可変レクタンス型変換器を用いた地震計は、ペニオフ地震計である。この地震計は、1台の変換器に、長周期用検流計と短周期用検流計が接続されている。変換器の検出コイルは鉄心に導線を巻いたものであるために、比較的大きなインダクタンスをもっている。

変換器に外部抵抗を接続したときの運動方程式は

$$M\ddot{x} + D\dot{x} + Cx = M\ddot{X} - G_L i_L - G_S i_S \dots\dots\dots (11)$$

$$G_L \dot{x} = i_L (R_L + j\omega L_L) = R_L (1 + j\omega \tau_L) i_L \dots\dots\dots (12)$$

$$G_S \dot{x} = i_S (R_S + j\omega L_S) = R_S (1 + j\omega \tau_S) i_S \dots\dots\dots (13)$$

である。ここに、 $x$  は変換器の振り子の変位、 $G_L$  および  $G_S$  は、それぞれ長周期用検出コイルと短周期用検出コイルの電磁定数、 $i_L$  および  $i_S$  は、それぞれ長周期用検出コイルと短周期用検出コイルを流れる電流、 $R_L$  および  $R_S$  は、長周期用検出コイルの直流抵抗とそれに接続されている外部抵抗の和、および短周期用検出コイルの直流抵抗とそれに接続されている外部抵抗の和、 $L_L$  および  $L_S$  は、長周期用および短周期用検出コイルのインダクタンスである。なお  $\tau = L/R$  である。

地動を  $X = \sin \omega t$  で示される運動としたとき、長周期用検出コイル、および短周期用検出コイルを流れる電流は

$$i_L = \frac{G_L \cdot \omega}{R_L \sqrt{1 + \omega^2 \tau_L^2}} U_1(\omega) \sin[\omega t + \delta_1(\omega)_L] \dots\dots\dots (14)$$

$$i_S = \frac{G_S \cdot \omega}{R_S \sqrt{1 + \omega^2 \tau_S^2}} U_1(\omega) \sin[\omega t + \delta_1(\omega)_S] \dots\dots\dots (15)$$

である。ここに  $U_1(\omega)$ 、 $\delta_1(\omega)_L$ 、および  $\delta_1(\omega)_S$  は  $U_1(\omega)$

$$= \frac{1}{\sqrt{\left\{ 1 - \frac{G_L^2 \tau_L}{R_L (1 + \omega^2 \tau_L^2)} M - \frac{G_S^2 \tau_S}{R_S (1 + \omega^2 \tau_S^2)} M - u_1^2 \right\}^2 + 4 \left\{ h_0 + \frac{h_{eS}}{(1 + \omega^2 \tau_S^2)} + \frac{h_{eL}}{(1 + \omega^2 \tau_L^2)} \right\}^2 u_1^2}} \dots\dots\dots (16)$$

$$\delta_1(\omega)L = \tan^{-1} \frac{2 \left[ h_0 + \frac{h_{eS}}{(1+\omega^2\tau_S^2)} + \frac{h_{eL}}{(1+\omega^2\tau_L^2)} \right] u_1}{\left\{ 1 - \frac{GL^2\tau_L}{R_L(1+\omega^2\tau_L^2)M} - \frac{GS^2\tau_S}{R_S(1+\omega^2\tau_S^2)M} - u_1^2 \right\}} + \tan^{-1} \omega\tau_L \quad (17)$$

$$\delta_1(\omega)s = \tan^{-1} \frac{2 \left\{ h_0 + \frac{h_{eL}}{(1+\omega^2\tau_L^2)} + \frac{h_{eS}}{(1+\omega^2\tau_S^2)} \right\} u_1}{\left\{ 1 - \frac{GL^2\tau_L}{R_L(1+\omega^2\tau_L^2)M} - \frac{GS^2\tau_S}{R_S(1+\omega^2\tau_S^2)M} - u_1^2 \right\}} + \tan^{-1} \omega\tau_S \quad (18)$$

である。ただし、 $h_{eS}$ 、および  $h_{eL}$  は短周期用検出コイル、および長周期用検出コイルのインダクタンスの効果を無視したときの、電磁制動による減衰定数である。

インダクタンスの影響を無視した場合の固有周期および減衰定数は式(6)、および式(7)において、 $K$  を  $M$  に置き換えた式で与えられる。ただし、 $h_{e1} = h_{eS} + h_{eL}$  とする。

可変レラクタンス型変換器の特徴は、第一点として、変換器の共振点 ( $u_1=1$  となる周期) が固有周期よりも短周期側にずれることである。これは検出コイルのインダクタンスの効果が、振り子の質量を見掛上減少させるように作用することを意味する。第二点は地震計を構成する回路のインピーダンスが、周期によって変化することである。これは、減衰定数が見掛上周期によって変化することを意味する。Fig. 1 は、当観測所で使用しているベニオフ型変換器の振幅特性  $U_1(\omega)$  を示したものである。図中実線は式(16)によって求めた特性であり、点線はインダクタンスの影響を無視した場合の特性である。図から、インダクタンスの影響が、共振周波数に対

して約10%、振幅に対して共振点付近で約20%あることがわかる。また固有周期より長い周期については、影響を無視できる。

3-3. 記録部の特性

記録方式は、反照式検流計を用いる場合と増幅器を含んだ検流計を用いる場合に大別できる。

反照式検流計の周波数特性は

$$U_2(\omega) = \frac{u_2^2}{\sqrt{(1-u_2^2)^2 + 4h_2^2 u_2^2}} \quad (19)$$

$$\delta_2(\omega) = -\tan^{-1} \left( \frac{2h_2 u_2}{1-u_2^2} \right) \quad (20)$$

である。

反照式検流計に可変レラクタンス型変換器を接続したときは、検流計の特性に変換器のインダクタンスが影響を与えるはずである。

しかし、当観測所で使用している状態では、変換器と検流計の間に入っている減衰器の減衰率、および検流計の固有周期を考慮すると、影響を無視することができる(短周期用ベニオフ地震計の減衰器の電流減衰率は0.5、また長周期用ベニオフ地震計の検流計の固有周期は50秒以上である)。

増幅器を含む検流計の周波数特性は、いろいろな正弦波の交流電圧を増幅器の入力端子に与え、そのときの記録振幅を測定して求めるのが一般的である。

いま Fig. 2 のように、増幅器の入力側に、入力点から、変換器側を見た直流抵抗  $R_1$  を通して、交流電圧  $e = \sin \omega t$  を与えたとする。このときの記録振幅を

$$y = A(\omega) \sin(\omega t + \delta_2(\omega)) \quad (21)$$

とすれば、 $y/e = A(\omega)$  は、増幅器を含む検流計の振幅特性、 $\delta_2(\omega)$  は位相特性を与える。

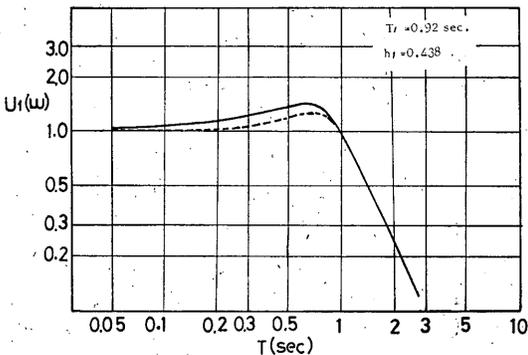


Fig. 1. Frequency response curves of reluctance type seismometer (solid line) and moving coil-type seismometer (dashed line).

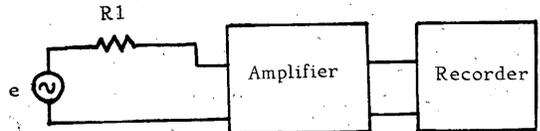


Fig. 2. Schematic diagram for measurement of frequency response for amplifier and recorder.

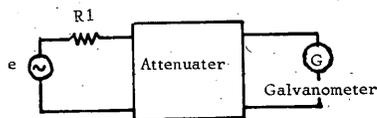


Fig. 3. Schematic diagram for measurement of frequency response for galvanometer.

この方法は、反照式検流計の特性測定にもそのまま応用できる。Fig. 3は測定回路である。増幅器を含む検流計の特性の測定と同様に、交流電圧  $e = \sin \omega t$  を与え、記録振幅を測定すれば、式(21)で振幅特性、および位相特性が与えられる。また、Fig. 3の回路で、入力側に変換器側の直流抵抗  $R_1$  を通して、直流、または、検流計の固有周期  $T_2$  にくらべて十分長い周期の交流電圧  $e'$  を与え、そのときの記録振幅  $y'$  を測定すれば、減衰器の減衰率、および検流計の感度  $s_2$  を含む記録部全体の感度  $S$  が

$$S = \frac{y'}{e'} = \frac{s_2}{(R_1 + R_2)p} \dots\dots\dots(22)$$

で求められる。ただし、 $p$  は減衰器の電流減衰率、 $R_2$  は入力側から減衰器側を見た直流抵抗である。検流計の減衰定数  $h_2$  は、あらかじめ固有周期を求めておき、固有周期付近の周期の交流電圧を用いて測定した  $y/e$  の値と式(22)で与えられる感度との比を用いて求めることができる(式(19)参照)。

3-4. 総合特性

直結式地震計では、検流計のコイルの運動によって流れる電流の一部が、変換器に流れ、変換器の振り子の運動に影響を与える。通常は、この影響を少なくするために、変換器と検流計の間に減衰器を入れる。

ここでは、この影響に対する補正を式(1)および(2)に示したように、影響のない場合の特性に、 $f(\sigma, u_1, u_2, h_1, h_2)$ 、および  $g(\sigma, u_1, u_2, h_1, h_2)$  を乗ずる形の式で表現することにする。ここで、 $\sigma^2$  は、影響の度合を示す量であり

$$\sigma^2 = \frac{h_{e1}h_{e2}}{h_1h_2} \frac{Z_{22}}{Z_{11}} p^2 \dots\dots\dots(23)$$

で表わされる。ただし、 $Z_{11}$  は変換器の検出コイルのインピーダンスとその外部インピーダンスの和、 $Z_{22}$  は検流計のコイルのインピーダンスとその外部インピーダンスの和、および  $p$  は減衰器の電流減衰率である。

$f(\sigma, u_1, u_2, h_1, h_2)$ 、および  $g(\sigma, u_1, u_2, h_1, h_2)$  は

$$f(\sigma, u_1, u_2, h_1, h_2) = \frac{1}{\sqrt{1+\xi}} \dots\dots\dots(24)$$

$$\xi = \frac{8h_1h_2u_1u_2\{(1-u_1^2)(1-u_2^2)+2h_1h_2u_1u_2(\sigma^2-2)\}}{\{(1-u_1^2)^2+4h_1^2u_1^2\}\{(1-u_2^2)^2+4h_2^2u_2^2\}} \dots\dots\dots(25)$$

$$g(\sigma, u_1, u_2, h_1, h_2) = 1+\zeta \dots\dots\dots(26)$$

$$\zeta = \frac{4\sigma^2h_1h_2u_1u_2}{(1-u_1^2)(1-u_2^2)-4h_1h_2u_1u_2} \dots\dots\dots(27)$$

である。

可変レラクタンス型変換器を用いた地震計では、式

(23)の  $h_{e1}, Z_{11}$ 、式(24)~(27)の  $h_1, u_1$  に変換器のインダクタンスの効果を考慮しなければならない。しかし、実際の使用状態においては、式(24)、(25)での補正量が約5%と少ないこと、また問題となる短周期用検出コイルのインダクタンスが小さい( $\tau_s \approx 0.014$ )ことなどから、インダクタンスの影響は無視することができる。

以上のことから、各地震計の総合特性は、次のように表わすことができる。

1) 動コイル型変換器を用いた地震計

振幅特性

$$V(\omega) = \frac{G}{l} \omega \frac{|y|}{|e|} \frac{1}{\sqrt{1+\xi}} U_1(\omega), \dots\dots\dots(28)$$

または、

$$V(\omega) = \frac{G'}{l} \omega S \frac{1}{\sqrt{1+\xi}} U_1(\omega) U_2(\omega). \dots\dots\dots(29)$$

位相特性

$$\delta(\omega) = \left\{ \delta_1(\omega) + \delta_2(\omega) + \frac{\pi}{2} \right\} (1+\zeta). \dots\dots\dots(30)$$

ただし、 $|y|/|e|$  は、式(21)における交流電圧  $e$  の振幅と、そのときの記録振幅  $y$  の比である。

2) 可変レラクタンス型変換器を用いた地震計

振幅特性

$$V(\omega) = G\omega \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}} \frac{1}{\sqrt{1+\xi}} U_1(\omega) \frac{|y|}{|e|} \dots\dots\dots(31)$$

または

$$V(\omega) = G\omega \frac{1}{\sqrt{1+\omega^2\tau^2}} \frac{1}{\sqrt{1+\xi}} U_1(\omega) U_2(\omega) S. \dots\dots\dots(32)$$

位相特性

$$\delta(\omega) = \left\{ \delta_1(\omega) + \delta_2(\omega) + \frac{\pi}{2} \right\} (1+\zeta). \dots\dots\dots(33)$$

§ 4. 検定器の構成

検定器の構成は、(1)変換器の自由振動波形を得る回路、(2)変換器の減衰定数を求める回路、および(3)記録部の周波数特性、および利得を求める回路からなっている。

4-1. 変換器の自由振動波形を得る回路

この回路は、変換器の自由振動波形を付属のレコーダに取り、 $T_{11}$ 、および  $h_{01}$  を測定するためのものである。Fig. 4は回路の概略を示したものである。图中演算増幅器の入力部に付いている抵抗群は、変換器の制動抵抗である。抵抗群の値を変えながら、自由振動をさせることにより、変換器の電磁的な減衰定数  $h_{e1}$  を求めることもできる。

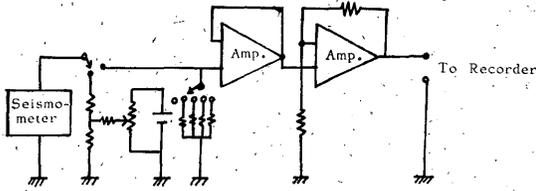


Fig. 4. Schematic diagram for measurement of free-oscillation of seismometer.

4-2. 変換器の減衰定数  $h_1$  を求める回路

この回路は、変換器にいろいろな周期の交流電圧を与え、そのときに変換器のコイルを流れる電流の変化から、 $h_1, h_{e1}, T_1$  を求めるためのものである。Fig. 5 は回路の概略を示したものである。図中  $R_1$  および  $R_2$  は、それぞれ測定点から変換器側、および記録部側を見た直流抵抗であり、 $Z_m$  は変換器を意味する。

この回路は、直流に対して平衡なブリッジ回路である。いま、図中のスイッチ1、およびスイッチ2が ON の状態で、ブリッジの電源  $E$  に、 $E = E_0 e^{j\omega t}$  という交流電圧を与えたとする。このとき、図中に  $e_1$  と示した点の電圧は

$$e_1 = \frac{-2he_1u_1}{\sqrt{(1-u_1^2)^2 + 4h_1^2u_1^2}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_0 e^{j\omega t} + \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} E_0 e^{j\omega t} \quad (34)$$

となる。また  $e_2$  と示した点の電圧は

$$e_2 = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} E_0 e^{j\omega t} \quad (35)$$

となる。

$e_1$  と  $e_2$  を減算増幅器に接続し、その出力の電圧を測定すると、その値は

$$|e_1 - e_2| = \frac{2he_1u_1}{\sqrt{(1-u_1^2)^2 + 4h_1^2u_1^2}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_0 \quad (36)$$

となる。次にスイッチ1を OFF にして、出力電圧を測定すると、その振幅は

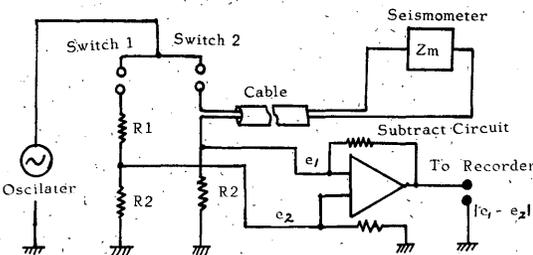


Fig. 5. Schematic diagram for measurement of seismometer constants.

$$|e_2| = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_0 \quad (37)$$

である。この2つの振幅の比は

$$\frac{|e_1 - e_2|}{|e_2|} = \frac{2he_1u_1}{\sqrt{(1-u_1^2)^2 + 4h_1^2u_1^2}} = \frac{2he_1fT_1}{\sqrt{(1-f^2T_1^2)^2 + 4h_1^2f^2T_1^2}} \quad (38)$$

となる。このことから、いくつかの周波数  $f$  に対する  $|e_1 - e_2|$  と  $|e_2|$  の測定を行えば、 $T_1, h_{e1}, h_1$  が求められる。また、 $T_1$  が他の方法で測定できている場合には、あらかじめ  $h_1$  をパラメーターにした  $u_1 / \sqrt{(1-u_1^2)^2 + 4h_1^2u_1^2}$  の曲線図を作成しておき、測定した  $|e_1 - e_2| / |e_2|$  の値を別にグラフ用紙にプロットし、あらかじめ作成した曲線図に重ね合わせることで  $h_1$  を求めることができる。Fig. 6 は  $u_1 / \sqrt{(1-u_1^2)^2 + 4h_1^2u_1^2}$  の特性曲線図と測定値をプロットした例である。

式(38)から計算によって  $T_1, h_1, h_{e1}$  を求めるには最小二乗法を用いる。それには、うえのように、いくつか ( $n$  個) の周波数  $f$  に対して  $|e_1 - e_2| / |e_2|$  を測ったのち

$$X_i = f^2 \quad (39)$$

$$Y_i = f^2 / \{ |e_1 - e_2| / |e_2| \}^2 \quad (40)$$

$$a = 4h_1^2 \quad (41)$$

$$b = 2(2h_1^2 - 1) \quad (42)$$

$$c = T_1^2 \quad (43)$$

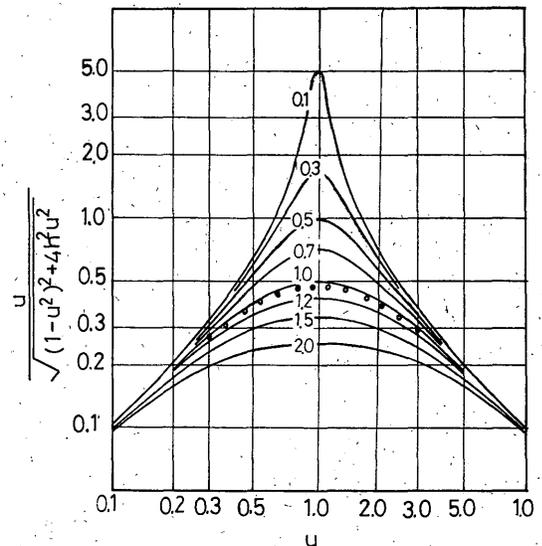


Fig. 6. Characteristic curves of  $u / \sqrt{(1-u^2)^2 + 4h^2u^2}$ . Solid circles are results obtained by the present method for LM type seismograph.

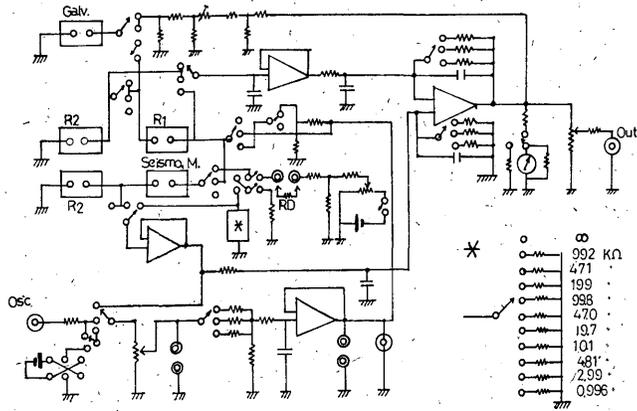


Fig. 7. Circuit of calibrator.

と置いて、式(38)を

$$Y_i = \frac{1}{ac} + \frac{b}{a} X_i + \frac{c}{a} X_i^2 \quad \dots\dots\dots(44)$$

のように変形し、 $X_i, Y_i$  のうちの1組を  $X_1, Y_1$  として

$$P_i = (Y_i - Y_1) / (X_i - X_1) \quad \dots\dots\dots(45)$$

と置き、式(44)の各係数を

$$\frac{c}{a} = \frac{(n-1) \sum_{i=1}^{n-1} X_i P_i - \sum_{i=1}^{n-1} P_i \sum_{i=1}^{n-1} X_i}{(n-1) \sum_{i=1}^{n-1} X_i^2 - \left( \sum_{i=1}^{n-1} X_i \right)^2} \quad \dots\dots\dots(46)$$

$$\frac{b}{a} = \frac{\sum_{i=1}^{n-1} P_i \sum_{i=1}^{n-1} X_i^2 - \sum_{i=1}^{n-1} P_i X_i \sum_{i=1}^{n-1} X_i}{(n-1) \sum_{i=1}^{n-1} X_i^2 - \left( \sum_{i=1}^{n-1} X_i \right)^2} - \frac{c}{a} X_1^2 \quad \dots\dots\dots(47)$$

$$ac = \frac{n-1}{\sum_{i=1}^{n-1} Y_i - \left( \frac{b}{a} \sum_{i=1}^{n-1} X_i + \frac{c}{a} \sum_{i=1}^{n-1} X_i \right)} \quad \dots\dots\dots(48)$$

によって求めたのち、 $T_1, h_1, h_{e1}$  を算出する。

変換器の電圧感度は

$$\frac{G}{l} = \sqrt{\frac{4\pi K_1 (R_1 + R_2)}{l^2} \left( \frac{h_{e1}}{T_1} \right)} \quad \dots\dots\dots(49)$$

から求められる。

可変レクタンス型変換器では、インダクタンスの効果によって、Fig. 5 のブリッジの平衡がずれるために、上述した方法で定数を求めることはできない。しかし、電源 ( $E$ ) の周期が、インダクタンスの効果が無視し得る程度に長ければ、式(38)は成り立つ。また、当観測所で使用している変換器 (ベニオフ型) の  $h_{01}$  は、十分小さく、無視できる。これらのことから、十分に長い周期

の信号を用いて測定すれば、式(38)に示した値は

$$\frac{|e_1 - e_2|}{|e_2|} = \frac{2he_1u_1}{\sqrt{(1-u_1^2)^2 + 4he_1^2u_1^2}} \quad \dots\dots\dots(50)$$

となる。あらかじめ  $T_1$  を自由振動波形から求めておけば、 $h_{e1} (\doteq h)$  を算出することができる。

電圧感度 ( $G$ ) は

$$G = \sqrt{4\pi M (R_1 + R_2) \frac{h_{e1}}{T_1}} \quad \dots\dots\dots(51)$$

から求められる。

4-3. 記録部の周波数特性、および利得を求める回路  
記録部の入力に基準電圧を与え、そのときの記録振幅を測定すれば、式(21)、式(22)から周波数特性、および利得が求められる。

基本回路は、Fig. 2, Fig. 3 に示したとおりである。

実際の検定器の回路は、Fig. 7 のとおりである。回路の中で、バッファとして使用している演算増幅器は、測定系に影響を与えないように、高入力インピーダンスの回路にしてあり、入力インピーダンスは約  $4 \sim 5 M\Omega$ 、出力インピーダンスは  $1 \Omega$  以下になっている。また、減算増幅器の特性は、本器の目的に十分である。

### § 5. 測定例

#### 5-1. 長周期直視式地震計 (LM) の場合

この地震計は、固有周期30秒の速度型地震計である。記録部は、ペン書き記録器、および磁気テープ記録器からなっている。

従来の測定で問題となった点は

- 1) 変換器の振り子が倒立形で、かつ固有周期が大きいために、測定時における、温度および傾斜の影響を受けやすい。

- 2) 振り子に大きな変位を与えられない。
  - 3) 流体抵抗による減衰定数  $h_{01}$  が大きく、変換器を自由振動させたとき、すぐに減衰してしまうこと。
- などである。これらの点を考慮して、測定は変換器から、約 600m はなれた所で実施し、変換器に与える振動の大きさは、雑微動の大きさの約 30 倍程度とした。

まず、変換器の自由振動波形をとり、 $T_1$ 、および  $h_{01}$  を求めた。求めた値は、 $T_{01}=29.8$  秒、 $h_{01}=0.16$  である。

つぎに、Fig. 5 の回路を用いて、変換器の周波数応答を求めた。ブリッジに用いる抵抗は、ホイーストンブリッジを用いて測定し、 $R_1$  は 14.8 K $\Omega$ 、 $R_2$  は 24.0 K $\Omega$  であった。ブリッジに与える信号の周波数は、約 0.1 Hz から 0.01 Hz の範囲を対数スケールで等間隔になるように、13 等分して用いた。測定結果は、Fig. 6 に点線で表わした。式 (38) ~ (49) を用いて、各定数を求めると、 $T_1=29.6$  秒、 $h_1=1.03$ 、 $h_{e1}=0.87$ 、 $G/l=5.79$  V/kine となる。この値は自由振動波形から求めた値とよく一致する。

記録部の特性は、4-3. に示した方法を用いて求めた。

5-2. ベニオフ地震計 (BS, BL) の場合

この地震計は、前述したように、可変レラクタンス型変換器を用いた直結型地震計である。変換器は、長周期と短周期検流計を同時に働かせる 2 つの検出コイルをもっている。Fig. 8 は、地震計と検出コイルの構成を示したものである。

まず、地震計を構成する各部分の直流抵抗、および減衰器の電流減衰率を測定した。回路の直流抵抗は、Fig. 9 に示したホイーストン・ブリッジを用いて測定した。測定結果はつぎのとおりである。

短周期用地震計	長周期用地震計
$R_{1S} = 70.5 \Omega$	$R_{1L} = 508 \Omega$
$R_{2S} = 57.2 \Omega$	$R_{2L} = 534 \Omega$
$R_{gS} = 19.0 \Omega$	$R_{gL} = 557 \Omega$
$Z_{11S} = 128 \Omega$	$Z_{11L} = 1042 \Omega$
$Z_{22S} = 125 \Omega$	$Z_{22L} = 1017 \Omega$

ただし、 $R_1$  および  $R_2$  は、測定点から変換器側、および記録部側を見た抵抗、 $R_g$  は検流計の抵抗、 $Z_{11}$  は、変換器のコイル抵抗とその外部抵抗の和、 $Z_{22}$  は、検流計の抵抗とその外部抵抗の和である。また、各記号の横の添字  $L$ 、および  $S$  は、記号の値が、長周期用地震計 ( $L$ )、および短周期用地震計 ( $S$ ) の回路定数であることを表わす。

減衰器の電流減衰率  $p$  は、測定した  $R_1$ 、および  $R_g$

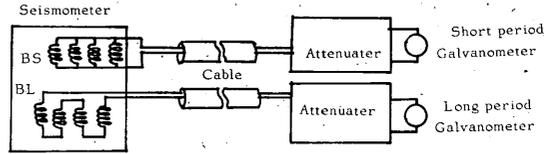


Fig. 8. Schematic diagram of Benioff type seismograph.

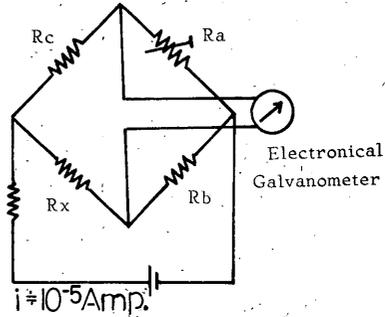


Fig. 9 Schematic diagram for measurement of circuit resistances.

の抵抗値を他の抵抗器に置き換えて、測定した。短周期用地震計の減衰器の電流減衰率  $p_s$  は 0.46 であった。

変換器の検出コイルのインダクタンスは、変換器をクランプした状態で、Fig. 5 の回路を用いて求められる。ブリッジの信号の周波数を変えながら、 $|e_1|$  と  $|e_2|$  を測定すれば、 $L/R(=\tau)$  は

$$\frac{|e_2|}{|e_1|} = \sqrt{1+w^2(L/R)^2} = \sqrt{1+w^2\tau^2} \dots\dots(52)$$

から得られる。

0.5 Hz から 20 Hz の信号を用いて、測定した結果、 $\tau_L=0.026$ 、 $\tau_S=0.014$  であった。この値からインダクタンスを求めると、長周期用検出コイルで 27 H (ヘンリー)、短周期用検出コイルで 1.8 H となる。

変換器の定数は、あらかじめ、自由振動波形から  $T_1$ 、および  $h_{01}$  を求め、さらに Fig. 5 のブリッジの  $|e_2 - e_1|/|e_2|$  を測定して、式 (50) を用いて求めた。測定結果は Tab. 1 のとおりである。ただし表中  $|e_1|$ 、 $|e_2 - e_1|$  の値は、記録電圧計の振幅値 (mm) である。 $h_{01}$  は 0.005 であり、無視できる量である。

以上の結果から電圧感度は、 $G_S=1.66$  (V/kine)、 $G_L=6.68$  (V/kine) となる。Fig. 8 に示した検出コイルの構成から、 $G_L$  は  $G_S$  の 4 倍になるはずである。測定結果では、 $G_L$  と  $4G_S$  の差が約 0.6% であり、十分な精度をもっていると考えられる。

変換器の周波数特性を Fig. 1 に実線で示した。点線

Table 1.

Freq.	Long period Seismometer			Short period Seismometer			Remarks
	$e_1-e_2$	$e_2$	$h_{eL}$	$e_1-e_2$	$e_2$	$h_{eS}$	
0.3	17.6	103	0.287	8.6	99.8	0.143	$T_1=0.92$ sec $h_{01}=0.005$
0.37	23.0	102.8	0.294	11.5	99.6	0.149	
0.45				14.8	99.6	0.148	
Mean			0.291			0.147	

Table 2.

$T$	$e$	$y$	$y/e$	$h$	Remarks
sec	$\mu v$	mm	mm/ $\mu v$		
100	10.0	21.3	2.13	2.65	$T_2=90.8$ sec
50	10.0	10.3	1.03	2.77	$\left(\frac{u_2^2}{\sqrt{(1-u_2^2)+4h_2^2u_2^2}}\right)=0.0548$
30	30.0	17.1	0.57	—	
20	10.0	10.0	0.333	2.76	$S=\frac{0.570}{0.0548}=10.4$ (mm/ $\mu v$ )
10	300	31.9	0.106	2.86	
5	300	8.50	0.0283	2.54	
3	300	3.30	0.0110	2.63	
Mean				2.70	

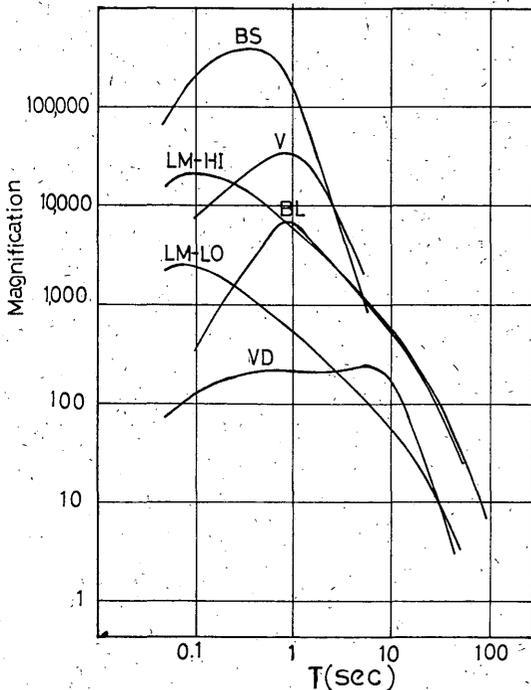


Fig. 10. The frequency response curves of various seismographs obtained by the present method.

は、インダクタンスを考慮しないで求めたものである。

検流計の特性は、3-3. に述べたように、Fig. 3 の回路を用いて測定した。測定は、まず、検流計を回路から切り放して、自由振動波形をとり、 $T_2$  を求めた。つぎに、短周期用検流計では、2 Hz と 0.1 Hz の信号に対する周波数応答の比を測定して、式(19)を用いて  $h_2$ 、および感度  $S$  を求めた。

長周期用検流計は、100 秒から 3 秒の信号に対する周波数応答を測定して求めた。測定結果を Tab. 2 に示した。

$h_2$  は Tab. 2 の 30 秒の測定値  $y/e$  を基準点にし、他の測定値との比をとって、算出した [式 (19) 参照]。また感度  $S$  は、 $u_2=30/90.8 (=T/T_2)$ 、 $h_2=2.70$  としたときの、検流計の振幅特性  $U_2(\omega)$  を算出して、30 秒の信号での測定値  $y/e$  との比から求めた。

得られた結果は

短周期用検流計

$T_2S=0.226$  秒

$h_2S=1.29$

$S_S=0.170$  mm/ $\mu v$

長周期用検流計

$T_2L=90.8$  秒

$h_2L=2.70$

$S_L=10.4$  mm/ $\mu v$

である。

総合特性は、これらの値を式(31)、式(32)に代入して求めた。ただし、長周期地震計については、変換器と検

流計の固有周期が大きくなっているために、 $\sigma^2$ の影響を考慮しなかった。

総合特性曲線を Fig. 10 に他の地震計の特性曲線と合わせて示す。

## § 6. おわりに

前述の検定器を用いることにより、従来、おこなってきた検定上の問題点は、ほぼ解決できた。とくに長期期用変換器の定数を、遠隔測定することは、測定精度、変換器の安定性、および測定労力などの点で技術的に非常に向上させえたものと考えられる。また、この検定器の原理は、他の地震計の検定にも応用できると考える。欠点としては、変換器の定数を最小二乗法で求めるために、また、直結型地震計の特性を求める際の計算式が複雑であるために、計算が繁雑であることである。しかし、この点は、計算機を利用することで、解決できよう。

可変レクタンス型変換器については、インダクタンスの周波数特性に与える影響を直接測定する方法を開発

し、理論式(16)を吟味してみたいと考える。

最後に、多くの御助言、および御協力をいただいた、正務章前所長、荒川義則、椛皮久義、涌井仙一郎各氏、ならびに、測定法、および測定結果について御検討をいただいた気象研究所松本英照氏に心から感謝申し上げます。

## 参 考 文 献

- Hagiwara, T. (1958): A Note on the Theory of the Electromagnetic Seismograph, Bull. Earthq. Res. Inst. Tokyo Univ. **36**: 139-164.
- Matumoto, T. (1958): Calibration on an Electromagnetic Seismograph by Means of the Frequency Analysis, Bull. Earthq. Res. Inst., Tokyo Univ., **36**: 55-64.
- Willmore, P. L. (1959): The Application of the Maxwell Impedance Bridge to the Calibration of Electromagnetic Seismographs, Bull. Seism. Soc. Am. **49**: 99-114.
- Espinosa, A. F., G. H. Sutton, and H. J. Miller (1962): A Transient Technique for Seismograph Calibration, Bull. Seism. Soc. Am. **52**: 767-779.