簡易微小静電容量測定法と変位および
振動振幅測定への応用[†]

菊池 清 明*・鈴木 昭**

Simple Method for Measuring Small Capacitance and Its Applications
to Displacement and Vibrating Amplitude Measurement

Kiyooki KIKUCHI* and Akira SUZUKI**

A capacitance-to-voltage converter is described for measurement of small capacitance. This method can be measured at audio frequency ranges and is not affected very much with a stray capacitance which come out between a ground and unknown capacitor. The sensitivity can be set extensively by choosing magnitude of the feedback capacitance and the signal voltages.

As application of the C-V converter, we have developed a displacement meter and a vibrating amplitude meter. The sensitivities of these instruments were obtained 51.6 mV/ μ m with displacement meter and 2.52 mV/ μ m with vibrating amplitude meter when an effective diameter of the probe was 2.2 mm.

Key Words: capacitance-to-voltage converter, capacitor meter, capacitance sensor, displacement meter, vibrating amplitude meter

1. ま え が き

微小変位および微小振動振幅の測定にレーザー干渉法を利用する方法が、高感度を有することから最近広く、用いられてきた。しかしこの方法は構成が複雑でセッティングおよび測定に熟練を必要とする欠点を有する。一方コンデンサセンサは構造が簡単で取扱いが容易であり比較的高感度が得られる利点を有するが、工業的に広く利用しようとする単純でしかも容易に

利用できる回路が少ない難点がある。

一般に静電容量の値が小さくなるにつれて、端子-接地間の分布容量による誤差が増加してくる。そこで被測定容量を三端子コンデンサ構造と考え、分布容量および漏洩抵抗が無視できる計測法¹⁾でなければならない。一方回路的な面からも取扱いの面からも、使用周波数は低いほうが便利である。筆者らは可聴周波数でしかも感度が自由に調節可能な簡易微小静電容量測定装置を開発し、変位計²⁾および振動振幅測定装置³⁾⁴⁾の試作を行った結果について述べる。

2. 測定原理

Fig. 1 は簡易微小静電容量測定回路の原理図を示したもので、容量-電圧変換回路と点線内の三端子コンデンサとして表わした被測定容量 C_x とで構成される。 C_1, C_2 は被測定容量 C_x の端子と接地間の分布容量で R_1, R_2 は漏洩抵抗である。 C_1 および R_1 は発振器の内部インピーダンスが十分小さいとすれば、これらに流れる電流による電圧降下は無視できる。 G は高入力抵抗演算増幅器の利得で C_g は入力容量、 R_g は入力抵抗である。 C_f を帰還容量とし、入力電圧 e_i が印加されたときの出力電圧 e_o は $C_g = C_g' + C_2$, $R_g = R_2 // R_g'$ として

$$-e_o = \frac{j\omega G R_g C_x}{j\omega R_g \{(1+G)C_f + C_g + C_x\} + 1} \cdot e_i \quad (1)$$

Fig. 1 Capacitance-to-voltage converter circuit.
(C-V converter circuit)

[†] 電気学会計測研究会で発表 (昭 58・11)

* 東京職業訓練短期大学校 小平市小川西町2260

** 神奈川大学工学部 横浜市神奈川区六角橋 3-27

* Tokyo Vocational Training College, Kodaira

** Faculty of Engineering, Kanagawa University
Yokohama

(Received March 15, 1984)

(Revised July 31, 1984)

となる。ここで利得 G が十分大きく $C_f \gg (C_g + C_x)/G$, $(\omega G R_g C_f)^2 \gg 1$ が成立すれば(1)式は,

$$-e_o \doteq \frac{C_x}{C_f} \cdot e_i \quad (2)$$

と簡単に表わすことができ、分布容量および漏洩抵抗の影響は無視できる。また C_x の値は、 C_f, e_i の選定により広範囲に求めることができる。この回路の低域遮断周波数 f_L は

$$f_L = \frac{1}{2\pi G R_g C_f} \quad (3)$$

で与えられる。一方高域遮断周波数 f_H は増幅器の周波数特性を $G(\omega) = G_0/(1 + j\omega/\omega_{H0})$ とし、 $C_f \gg (C_g + C_x)/G_0$, $\omega_{H0} R_g C_f G_0 \gg 1$, $\omega R_g C_f G_0 \gg 1$ ($K = (C_g + C_x)/C_f$) とすると,

$$f_H \doteq \frac{f_{H0} \cdot G_0}{1 + K} \left(f_{H0} = \frac{\omega_{H0}}{2\pi} \right) \quad (4)$$

で与えられる。以上は容量-電圧回路の帯域特性を述べたものであるが、Fig. 1 の回路では直流に対する負帰還がないために演算増幅器自体のドリフトによって直流レベルが変動してしまう。この回路に仮に図の点線で示したようなドリフト電圧 $e_d = E_d \cdot u(t)$ が加わったとしたときのドリフト利得を求めると,

$$\left| \frac{e_o}{E_d} \right| \doteq 1 + K + \frac{t}{C_f \cdot R_g} \left(K = \frac{C_g + C_x}{C_f} \right) \quad (5)$$

となり、したがってドリフト補償が必要となる。ドリフト補償法にはたとえば、静電容量および変位の測定のように単一周波数で使用する場合(簡易法と呼ぶ)と、振動振幅測定のごとく広帯域に渡る場合(広帯域法と呼ぶ)とが考えられる。Fig. 2 は単一信号周波数で用いる場合の簡易ドリフト補償回路を示したもので、抵抗 R_f で直流負帰還を行った回路である。 $G \gg 1$, $C_f \gg (C_g + C_x)/G$, $R_g \gg R_f/G$ の条件で出力電圧 e_o は

Fig. 2 Simple drift compensated C-V converter circuit

Fig. 3 Wide-band drift compensated C-V converter circuit

$$-e_o \doteq \frac{j\omega R_f C_x}{j\omega R_f C_f + 1} \cdot e_i \quad (6)$$

で与えられる。ここで信号周波数に対して,

$$(\omega R_f C_f)^2 \gg 1 \quad (7)$$

が満足されるように各定数を選べば、(6)式は(2)式と同一となる。この回路のドリフト電圧 $e_d = E_d \cdot u(t)$ に対するドリフト利得を求めると,

$$\left| \frac{e_o}{E_d} \right| \doteq 1 + N + (K - N) \exp\left(-\frac{t}{\tau_1}\right) \quad (8)$$

$$\tau_1 = R_f C_f, \quad N = R_f / R_g, \quad K = (C_g + C_x) / C_f$$

となり、初期値は基本回路と同様に $(1 + K)$ であり最終値は $(1 + N)$ となる。高入力抵抗演算増幅器を用いれば一般に $R_g > R_f$ が成立するのでドリフト利得については $(1 + K)$ に注目することになる。低域遮断周波数は,

$$f_L \doteq \frac{1}{2\pi \tau_1} = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (9)$$

で与えられた Fig. 4 に直線 P として計算値を示した。

Fig. 3 は広帯域法で利得1の反転増幅器と R , R_0 , C_0 より構成される低域通過フィルタで低周波数の負帰還を行ったものである。出力電圧 e_o は $G \gg 1$, $C_f \gg (C_g + C_x)/G$, $R_0 \gg R/G$ とすれば,

Fig. 4 Relation between T_1 or τ_1 and low cut-off frequency f_L to various values of K

Fig. 5 Relation between T_0 and T_1 to various values of K

$$-e_o = \frac{(j\omega)^2 R_0 R C_0 C_x + j\omega R_0 C_x (1 + \frac{R}{R_0})}{(j\omega)^2 R_0 R C_0 C_f + j\omega R_0 \{C_f(2 + R/R_0) + C_0 + C_x\}} \cdot e_i \quad (10)$$

となる。ここで変数 $j\omega$ について分母が重根となる条件を最適補償として求めると、

$$T_1 = \frac{4T_0}{(2+J+K)^2} \left(T_0 = C_0 R, T_1 = C_f R, J = \frac{R}{R_0}, K = \frac{C_0 + C_x}{C_f} \right) \quad (11)$$

の関係が必要となり、ここで

$$\left(\omega \cdot \frac{2T_0}{2+J+K} \right)^2 \gg 1 \quad (12)$$

のように各定数を選べば、(10)式は(2)式と等しくなる。ドリフト利得は

$$\left| \frac{e_o}{E_d} \right| = (1+J) \left[1 - \left\{ 1 - \frac{1+K}{1+J} + \frac{(K-J)^2}{4T_0(1+J)} \cdot t \right\} \exp\left(-\frac{t}{\tau_2}\right) \right] \quad (13)$$

$$\tau_2 = \frac{2T_0}{2+J+K} = \frac{T_1(2+J+K)}{2}$$

となり、初期値は基本回路と同様に $(1+K)$ で、最終値は $(1+J)$ となる。

回路の設計法は許容できるドリフト利得を考慮して、要求される低域遮断周波数 f_L より T_1, T_0 の値を求める。Fig. 4 は長時間ドリフトを考慮して $J=1$, K をパラメータとして f_L と T_1 の関係を示したもので、Fig. 5 は(11)式の関係を示したものである。

Fig. 6 Circuit diagram of the capacitor meter

Fig. 7 Frequency characteristics of a simple drift compensated C-V converter circuit

Fig. 8 Drift characteristics of capacitor meter

Fig. 9 Experimental results to several lead-wires

以上の計算結果より $K > 1$ にすれば広帯域法は簡易法より f_L を低くすることができるが、短時間ドリフトの増加はまぬがれない。

3. 回路と特性

Fig. 6 は試作した微小静電容量測定装置の回路図を示したもので、発振回路、容量-電圧変換回路および整流回路より構成される。容量、変位などの測定に対しては単一周波数で測定する関係上簡易ドリフト補償法を採用し、 $R_f = 10^9 \Omega$ を用いた。Fig. 7 は $C_f = 2.32 \text{ pF}$ としたときの周波数特性を示したもので低域遮断周波数 f_L は 70 Hz 、高域遮断周波数 f_H は 97 kHz である。これより使用周波数は 5 kHz に設定した。このとき $(\omega C_f R_f)^2 = 5.3 \times 10^3$ となり(7)式を十分満足している。Fig. 8 は pF 程度の静電容量を測定するための回路に対するドリフト特性を示したもので $C_f = 10 \text{ pF}$, $e_i = 10 \text{ V}$ である。長時間ドリフトは良好に補償されほとんど無視できる。短時間ドリフトについては約 $\pm 25 \mu\text{V}$ 程度生じているが、静電容量に換算すると $\pm 25 \text{ aF}$ の変動に相当する。試作した装置において測定端子間距離 3 cm とし、被測定用コンデンサとして表示値 2 pF のスチコンを用

の使用例であり、鉄鋼材の引張試験結果で、X-Y レコーダで記録したものである。X 軸に変位計の出力、Y 軸にロードセルの出力を示した伸び-荷重曲線の一例である。

4.2 振動振幅測定

Fig. 15 は振動振幅測定回路の基本回路構成を示したもので、2 種類の電源と容量-電圧変換回路および除算回路より構成されている。測定はつぎの 2 回の操作によって完了する。まずスイッチを 1 にセットしプローブと振動体間距離 d_0 を定量化する。つぎにスイッチを 2 にセットして振動振幅を求める。プローブとの距離の設定には振動体が静止の状態でも振動している状態でも可能である。

(1) プローブと振動体間距離の設定

振動体が振幅 Δd 、周波数 f_v で正弦振動していると仮定すると、プローブ-振動体間の静電容量 C_x はプ

Fig. 15 Basic diagram of instrument to measuring the vibrating amplitude

Fig. 16 Block diagram of the vibrating amplitude meter

Fig. 17 Frequency characteristics of the vibrating amplitude meter

ローブの有効面積を S とすると、

$$C_x = \frac{\epsilon_0 S}{d_0} \cdot \frac{1}{1 + (\Delta d/d_0) \cdot \sin \omega_v t} \quad (\omega_v = 2\pi f_v) \quad (14)$$

で与えられる。ただし d_0 は静止時におけるプローブ-振動体間距離である。 $(\Delta d/d_0) \ll 1$ の範囲において C_x は

$$C_x \doteq \frac{\epsilon_0 S}{d_0} \cdot \left(1 - \frac{\Delta d}{d_0} \sin \omega_v t\right) \quad (15)$$

と置く。ここでスイッチを 1 に倒し振幅 E_0 、周波数 $f (f < f_v)$ の交流信号 e_i を加え、低域通過フィルタで f だけの信号を取り出すと、

$$-e_o \doteq \frac{1}{k d_0} \cdot E_0 \sin \omega t \quad \left(k = \frac{C_f}{\epsilon_0 S}, \omega = 2\pi f\right) \quad (16)$$

となり出力電圧 e_o は d_0 に逆比例する。そこで出力の逆数を得るために除算器に加えれば、その出力 D は除算器の利得を Q とすると、

$$D \doteq Q k d_0 \quad (17)$$

Fig. 18 Characteristics of the probe built as a trial

Fig. 19 Relation between divider output voltage vs. the distance between the probe and object vibrates

となり、 S が一定の範囲内で d_0 に比例し、 D の値より距離 d_0 が求まる。

(2) 振動振幅の測定

つぎにプローブはそのままの位置でスイッチを 2 にセットし直流電圧 V を加える。このとき出力電圧 e_o は $(\omega_0 G C_f R_0)^2 \gg 1$ が成立する範囲で

$$-e_o \doteq \frac{V}{d_0 k} \cdot \frac{\Delta d}{d_0} \sin \omega_0 t \quad (18)$$

となり最大値を E_m とすると、

$$\Delta d \doteq k d_0^2 E_m / V \quad (19)$$

となりそれぞれの値より Δd が求まる。

Fig. 15 の回路では振動体が接地している場合および接地したほうがよい場合には測定不能となる。そこで容量-電圧変換回路自体を非接地とし、絶縁増幅器を経た後除算回路に加える方法により振動体を接地できるようにした。Fig. 16 は 150 kHz までの超音波振動子の振動振幅測定用に試作した装置のブロック図

Fig. 20 Drift characteristics of the vibrating amplitude meter

Fig. 21 Relation between error vs. $\Delta d/d_0$

Fig. 22 Apparatus used to examine a characteristic of the vibrating amplitude meter

を示したもので、容量-電圧変換回路には周波数範囲を広く取るために広帯域補償回路を用いた。Fig. 17 は絶縁増幅器後の周波数特性を示したもので、低域および高域遮断周波数 f_L, f_H はそれぞれ 10 Hz, 220 kHz である。 $C_f = 0.80$ pF, $R_0 = 5 \times 10^9 \Omega$ に選定しており、(13) 式の条件より被測定振動周波数の低限は、

Fig. 23
An example
usage

(a) Circular horn

(b) Rectangular horn

Fig. 24 Examples were measured vibrating amplitude on the surface of a horn used to a ultrasonic machine tool

許容誤差を 1% とすると約 40 Hz となる。Fig. 18 は試作したプローブの構造および寸法とプローブ試料間距離 d_0 に対する入出力の逆比 (e_i/e_o) を求めたもので傾斜が k である。結果より $d_0=1.0\sim 1.5$ mm の範囲内で直線関係を有し、プローブの有効面積 S が一定であることを示している。直線の傾きにより $k=2.38\times 10^{-4}\text{ m}^{-1}$, $S=3.86\times 10^{-6}\text{ m}^2$ となる。プローブ振動体間に加える交流信号 e_i は、5 V, 1 kHz を用いた。Fig. 19 は除算器の特性で $d_0=0.3\sim 1.5$ mm の範囲内で直線関係を有し、利得 $Q=2.46$ である。 $d_0=0.3$ mm 以下で直線性がなくなるが、これは容量-電圧変換回路の出力が飽和するためである。本装置による感度は V/kd^2 で表わされ、試作したプローブで $d_0=0.5$ mm, $V=15$ V のときに $2.52\text{ mV}/\mu\text{m}$ である。Fig. 20 は感度を $1\text{ mV}/\mu\text{m}$ に調節したときの作動状態でのドリフト特性を示したものである。短時間ドリフトは約 $5\text{ }\mu\text{V}$ であり、長時間ドリフトは $10\text{ }\mu\text{V}$ 程度生じているが、これは振動振幅 Δd に換算すると 10 nm 程度で、十分安定している。したがって $1\text{ }\mu\text{m}$ 程度の振動振幅測定には十分利用できる。

Fig. 21 は $(\Delta d/d_0)$ に対する本測定法における誤差を理論的に求めたもので、一般的に微小振幅に対しては $(\Delta d/d_0)\leq 0.1$ で測定可能であるため 0.8% 以下の誤差で測定できる。本測定器の特性を調べるために用いた装置を Fig. 22 に示した。振動源として市販のスピーカを用い、コーン紙に電極をつけた円錐台を貼り、プローブ面と対向させる。プローブ-振動電極間の間隔はマイクロメータにより調節した。Fig. 23 はレーザー干渉法と比較した結果である。横軸にスピーカ入力電圧 e_{sp} を取り縦軸に振動振幅 Δd を示したものであり、レーザー干渉法とよく一致している。

Fig. 24(a), (b) は超音波加工用ニッケル振動子の振幅を測定したもので、振動子入力力は 1 kW , 振動周波数は 16 kHz である。振動子には図に示したごとくそれぞれ先端が円形段付きホーンと矩形段付きホーンが

取り付けられており、測定器を a, b のように走査してホーン先端の各点における振動振幅 Δd を測定した結果である。中央部分より端面に近くなるにつれて Δd が減少しているようすが測定できた。

5. む す び

容量-電圧変換回路を用いた簡易微小静電容量測定装置とその変位測定、振動振幅測定への応用について述べた。本方法は帰還容量 C_f と入力信号電圧 e_i によって広範囲に感度調節ができ、一例として $C_f=10\text{ pF}$, $e_i=10\text{ V}$ としたときの感度は 1 V/pF である。また可聴周波数で測定できるので簡単な電子回路で構成できる利点を有している。本方法の応用として変位測定装置および振動振幅測定装置の試作を行った結果、変位測定では $C_f=0.32\text{ pF}$, $e_i=6.9\text{ V}$ のとき $51.6\text{ mV}/\mu\text{m}$, 振動振幅測定では $C_f=0.80\text{ pF}$, $V=15\text{ V}$ で $2.52\text{ mV}/\mu\text{m}$ の感度が得られ従来測定が困難であった超音波加工用ホーンの場所による測定が可能となった。本装置は容量変化法であるので取扱いが容易な利点をも有している。

終りに本研究に対し、超音波加工用振動装置を提供してくれた日本電子工業(株)の奥出顕造社長と熱心に実験に協力してくれた本学大学院生照井孝君、同じく本学学生の長野康一君に対し感謝の意を表わします。

参 考 文 献

- 菅野 允：微小静電容量の測定と応用，応用物理，49-9，905/912 (1980)
- 鈴木 昭，菊池清明，長野康一：容量変化法による簡易変位計，第 15 回 SICE 北海道支部学術講演会予稿集，32 (1983)
- 鈴木 昭，菊池清明，高橋文祥：容量変化法による微小振動振幅の測定，第 21 回 SICE 学術講演会予稿集，3815 (1982)
- 鈴木 昭，菊池清明：簡易微小静電容量測定法と変位および振動振幅測定への応用，電気学会計測研究会資料，IM-83-31，47/54 (1983)