抵抗値の変化に影響されない直読容量計†

— 容量結合回路による方法 —

増田 好治*・一条文二郎**

* 静岡大学教育学部 静岡市大谷 836

** 静岡大学工学部 浜松市城北 3-5-1

(昭和 45 年 4 月 14 日 受付)

Resistance-Insensitive Direct Reading Capacitance Meter

— by Use of Capacitively Coupling Circuits —

Yoshiharu MASUDA* and Bunjiro ICHIO**

(* Faculty of Education, Shizuoka University, Shizuoka)

(** Faculty of Engineering, Shizuoka University, Hamamatsu)

(Received April 14, 1970)

This paper presents a circuit functioning as a direct reading capacitance meter suitable for measuring capacitances of comparatively high loss materials. This circuit may find a wide range of application in industry.

A measuring instrument to be used for this purpose must be insensitive to any resistance change in the materials and stable for long hours continuous operation.

The minimum equivalent parallel resistance of the specimen which has no influence on the capacitance measurement reaches as low as $1\text{ k}\Omega$ and the measuring range of capacitance is about $10^{-2} \sim 10^3\text{ pF}$ at 2 MHz . A stability of less than $0.5\text{ }\mu\text{A}$ in terms of zero drift was obtained during several hours continuous operation.

1. ま え が き

最近、直読のリアクタンスメータが、いろいろの工業分野で一般に使われるようになってきた。これをたとえば容量形直読水分計として用いる場合に重要なことは、出力メータの偏れがいろいろの種類の不純物が原因で起る試料の抵抗値の変化に影響されないことである。この研究では抵抗値の広範囲にわたる変化の影響を受けない直読容量計の原理について考察し、その結果得られたきわめて簡易な直読容量計についてその特性と二、三の応用例について述べる。

2. 測定回路の原理

2.1 回路構成

Fig. 1 Schematic diagram of the measuring circuit

† 第8回計測自動制御学会学術講演会で発表 (昭 44・8)

Fig. 1 は抵抗値の変化に影響されない直読容量計の回路図である。第1同調回路 L_1 - C_1 が容量 C_{01} を介して電源タンク回路に結合し、測定部の第2同調回路 L_2 - C_2 が容量 C_{02} を介して第1同調回路に結合している。そして、 ΔC_X , R_X は試料の等価並列容量および等価並列抵抗である。回路の同調がとれたとき、電圧 e_X と e_p 間の位相角は 90 度であり、位相検出器のメータは零を示す。検出器が2乗特性を有しているものとする、メータ出力は、

$$I_g = 4 K_d e_p e_X \tan \theta \quad (1)$$

である。ここに θ は ΔC_X による e_X の位相のずれ、 K_d は検波定数である。ここで、 R_0 , R_1 , R_2 をそれぞれ電源タンク回路、第1同調回路、第2同調回路の固有等価並列抵抗、 r_p を電源の内部抵抗として(1)式の各項を求める。いま、 $\omega^2 L_1 (C_1 + C_{01} + C_{02}) = 1$ および $\omega^2 L_2 (C_2 + C_{02}) = 1$ の条件にあれば、第2同調回路は第1同調回路の端子 T_1 - T_2' 間に $R_{p1} = \frac{1}{\omega^2 C_{02}^2 R_r}$ なる抵抗値と、容量変化 $\Delta C_1 = \mp \omega^2 C_{02}^2 R_r^2 \Delta C_X$ を与える結果となる(ただし $\omega^2 R_r^2 \Delta C_X^2 \ll 1$)。ここに R_r は R_2 と R_X の並列抵抗で $R_r = (R_2 \cdot R_X) / (R_2 + R_X)$ である。したがって、第1同調回路の等価並列抵抗を R_{1r} とすると、

$$R_{1r} = \frac{R_1}{1 + \omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r} \quad (2)$$

となる。 R_{1r} により T_1 - T_2 間にはいる抵抗を R_p とすると、

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 C_{01}^2 R_{1r}} = \frac{1 + \omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r}{\omega^2 C_{01}^2 R_1} \quad (3)$$

したがって電源タンク回路の全並列を R_{pr} とすると、

$$R_{pr} = \frac{R_0 + \omega^2 C_{02}^2 R_0 R_1 R_r}{1 + \omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r + \omega^2 C_{01}^2 R_1 R_0} \quad (4)$$

そこで電圧 e_0 , e_p , e_X はそれぞれ次のようになる。

$$e_0 = e_g \times \frac{1}{1 + \frac{r_p}{R_{pr}}} = \frac{e_g}{1 + \frac{r_p (1 + \omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r + \omega^2 C_{01}^2 R_1 R_0)}{R_0 + \omega^2 C_{02}^2 R_0 R_1 R_r}} \quad (5)$$

$$e_p = \frac{M_0}{L_0} \cdot e_0 = \frac{e_g}{1 + \frac{r_p (1 + \omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r + \omega^2 C_{01}^2 R_1 R_0)}{R_0 + \omega^2 C_{02}^2 R_0 R_1 R_r}} \cdot \frac{M_0}{L_0} \quad (6)$$

$$e_X = \frac{M_1}{L_1} \cdot e_1 = \frac{M_1}{L_1} \cdot \omega C_{01} R_{1r} e_0$$

$$= \frac{\omega C_{01} R_0 R_1}{R_0 (1 + \omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r) + r_p (1 + \omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r + \omega^2 C_{01}^2 R_1 R_0)} \cdot \frac{M_1}{L_1} e_g \quad (7)$$

いま、 ΔC_X による e_X の位相のずれを θ とすると、

$R_0 = R_1 = 176 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 141 \text{ k}\Omega$, $r_p = 3 \text{ k}\Omega$, $f = 2 \text{ MHz}$
 $1/R_r = 1/R_2 + 1/R_X$

Fig. 2 Relation between output I_g and parallel resistance R_X

$$\tan \theta = \omega \Delta C_1 R_{1r} = \frac{\omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r \times \omega \Delta C_X R_r}{1 + \omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r} \quad (8)$$

(6), (7), (8) 式を代入すると(1)式は次のように表わすことができ、これが検波器の出力となる。

$$I_g = 4 K_d \frac{M_0 M_1}{L_0 L_1} \times \frac{R_0^2 \times \omega C_{01} R_1}{\{R_0 (1 + \omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r)\}^2} \times \frac{\omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r \times \omega \Delta C_X R_r \cdot e_g^2}{+ r_p (1 + \omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r + \omega^2 C_{01}^2 R_1 R_0)} \quad (9)$$

Fig. 2 は図に示すような回路定数において、一定入力 ΔC_X を与えたときの並列抵抗 R_X と出力 I_g の関係を(9)式によって計算した結果である。

いま、ここで、

$$\omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r \gg 1 \quad (a)$$

$$\omega^2 C_{02}^2 R_r \gg \omega^2 C_{01}^2 r_p \quad (b)$$

$$R_0 \gg r_p \quad (c)$$

とすれば(5)式は次のようになる。

$$e_0 = e_g \quad (5')$$

ここに(a), (b)の条件はおおの次のことを意味している。まず、 C_{02} の大きさとして、第2回路の抵抗値が変化したとき、第2回路によって第1回路に並列にはいる抵抗 $R_{p1} = \frac{1}{\omega^2 C_{02}^2 R_r}$ と R_1 との関係が、 $R_1 \gg R_{p1}$ (すなわち $\omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r \gg 1$) を満足する値を選ぶ。また C_{01} の大きさとして $R_p \gg r_p$ を満足する値を選ぶ。しかるに(a)の条件から $R_p = \frac{1}{\omega^2 C_{01}^2 R_{p1}}$ であるから $\frac{1}{\omega^2 C_{01}^2 R_{p1}} \gg r_p$, すなわち $\frac{1}{R_{p1}} = \omega^2 C_{02}^2 R_r \gg \omega^2 C_{01}^2 r_p$ となる。したがって(6), (7), (8)式はおのおの次式で表わされる。

$$e_p = \frac{M_0}{L_0} \cdot e_g \quad (6')$$

$$e_X = \frac{M_1}{L_1} \cdot \frac{C_{01}}{\omega C_{02}^2 R_r} \cdot e_g \quad (7')$$

$$\tan \theta = \omega \Delta C_X R_r \quad (8')$$

(a), (b), (c) の条件が満足されたとき, (1) 式について考えると, (6'), (7'), (8') 式から e_p は R_r に無関係, e_x は $1/R_r$ に比例, $\tan \theta$ は R_r に比例するから, けっきょく I_g は R_r に無関係となり, そのときの I_g を I_{gc} とすると次式が得られる.

$$I_{gc} = 4 K_d \cdot \frac{M_0 M_1}{L_0 L_1} \times \frac{C_{01} \cdot \Delta C_X}{C_{02}^2} \cdot e_g^2 \quad (10)$$

(10) 式は出力電流 I_g が ΔC_X に比例するが, R_r すなわち R_X には無関係であることを表わしている. つまり, メータの偏れは試料の抵抗値の変化に影響されないことになる.

2.2 感度についての考察

(9) 式において, 結合容量 C_{01} を適当な値に選ぶことにより, 出力電流 I_g を一定の ΔC_X に対して最大にすることができる. 最大感度の条件は $\partial I_g / \partial C_{01} = 0$ より,

$$(R_0 + r_p)(1 + \omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r) = 3 \omega^2 C_{01}^2 R_1 R_0 r_p \quad (11)$$

このとき (5) 式によって得られる電圧 e_0 は,

$$e_0 = \frac{3}{4} \cdot \frac{R_0}{R_0 + r_p} \cdot e_g \quad (12)$$

となる. いっぽう, 無負荷の場合の電源タンク回路の電圧を e_{on} とすると, $e_{on} = \frac{R_0}{R_0 + r_p} \cdot e_g$ であるから $e_0 = \frac{3}{4} \cdot e_{on}$ となり, けっきょく, 共振したときの電源タンク回路の端子電圧が無負荷の電圧の $3/4$ となる C_{01} を用いれば, 最大出力電流 I_{gm} が得られ, I_{gm} は次式で表わされる.

$$I_{gm} = K_d \frac{3\sqrt{3}}{4} \cdot \frac{M_0 M_1}{L_0 L_1} \times \frac{R_0 \times \omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r \times \omega \Delta C_X R_r \cdot e_g^2}{\sqrt{r_p R_1 R_0 \{ (R_0 + r_p) (1 + \omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r) \}^{3/2}}} \quad (13)$$

Fig. 3 は図に示す回路定数で, 出力 I_{gm} と C_{02} との関係をも R_X をパラメータとして計算した結果で (13) 式から得られる. 感度は $\partial I_{gm} / \partial C_{02} = 0$ の条件を満足するように結合容量 C_{02} を調整することによりさらに

$R_0 = R_1 = 154 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 141 \text{ k}\Omega$, $r_p = 3 \text{ k}\Omega$, $f = 2 \text{ MHz}$, $1/R_r = 1/R_2 + 1/R_X$

Fig. 3 Relation between I_{gm} and C_{02}

増すことができ, この条件は次のとき満足される.

$$\omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r = 2 \quad (14)$$

よって (11) 式は次式で表わされる.

$$\omega^2 C_{01}^2 R_1 r_p = 1 + \frac{r_p}{R_0} \quad (15)$$

ゆえに, 最大出力電流を I_{gm}' とすると, 最終的に最大出力電流は次式で表わされる.

$$I_{gm}' = \frac{1}{2} \cdot K_d \cdot \frac{M_0 M_1}{L_0 L_1} \sqrt{\frac{R_1}{r_p}} \cdot \sqrt{\frac{R_0^3}{(R_0 + r_p)^3}} \cdot \omega \Delta C_X R_r \cdot e_g^2 \quad (16)$$

けっきょく, C_{01} と C_{02} の値を選んで与えられた R_X の値に対して最大感度の状態にするには次のようにすればよい. まず C_{01} の大きさとして, 共振時の電源タンク回路の端子電圧 e_0 が, 無負荷のときの $3/4$ になる値を選び, C_{02} の値としては $\omega^2 C_{02}^2 R_1 R_r = 2$ すなわち $1/\omega^2 C_{02}^2 R_r = R_1/2$ を満足するような値を選べばよい. また回路の調整は次のように行なう. 第 1 にスイッチ S_1, S_2 を閉じて, C_0 にて電源タンク回路の同調をとる. 次に S_1 を開き C_1 を調整して I_g を零にする. さらに S_2 を開き I_g が再び零になるように C_2 を調整する.

3. 回路の特性と実験結果

Fig. 4 は図に示した定数で測定した回路の感度曲線である. (×) 印が計算による最大点であるが, 実験による最大点とほぼ一致している. **Fig. 5**, **Fig. 6** は図に示す回路定数のとき, 一定の入力容量 ΔC_X に対するメータの偏れと並列抵抗 R_X との関係を示す. ここに C_{02} はパラメータである. (×) 印はメータの偏れが最初の値の 90% になる抵抗値を示す. この結果から次のことがいえる. この回路は試料の等価並列抵抗 R_X が $10 \text{ k}\Omega$ まで, 試料の抵抗値に関係なく動作する直読容量計として使用することができる. **Fig.**

$R_0 = 154.7 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 154 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 141 \text{ k}\Omega$, $r_p = 3 \text{ k}\Omega$, $L_0 = 96.7 \text{ }\mu\text{H}$, $L_1 = 96.3 \text{ }\mu\text{H}$, $L_2 = 75.1 \text{ }\mu\text{H}$, $f = 2 \text{ MHz}$, $\Delta C_X = 0.015 \text{ pF}$, ×: theoretical point from eq. 14

Fig. 4 Relation between I_{gm} and C_{02}

$C_{01}=5\text{ pF}$, $\Delta C_X=0.075\text{ pF}$, $R_0=208.5\text{ k}\Omega$, $L_0=79.5\text{ }\mu\text{H}$, $R_1=208\text{ k}\Omega$, $L_1=78.6\text{ }\mu\text{H}$, $R_2=141\text{ k}\Omega$, $L_2=75.1\text{ }\mu\text{H}$, $r_p=3\text{ k}\Omega$, $f=2\text{ MHz}$

Fig. 5 Relation between I_g and R_X

$C_{01}=3\text{ pF}$, $R_0=208.5\text{ k}\Omega$, $R_1=208\text{ k}\Omega$, $R_2=141\text{ k}\Omega$, $\Delta C_X=0.075\text{ pF}$, $L_0=79.5\text{ }\mu\text{H}$, $L_1=78.6\text{ }\mu\text{H}$, $L_2=75.1\text{ }\mu\text{H}$

Fig. 6 Relation between I_g and R_X

$C_{01}=5\text{ pF}$, $C_{02}=20\text{ pF}$, $R_0=208.5\text{ k}\Omega$, $L_0=79.5\text{ }\mu\text{H}$, $R_1=208\text{ k}\Omega$, $L_1=78.6\text{ }\mu\text{H}$, $R_2=141\text{ k}\Omega$, $L_2=75.1\text{ }\mu\text{H}$

Fig. 7 Output I_g caused by ΔC_X

7 は R_X をパラメータとして、出力と微小容量変化 ΔC_X との関係を示す。入出力特性の直線性が全測定範囲にわたって保たれていることが解る。また、(10) 式から解るように、 C_{02} の値を2倍にし、 C_{01} の値を

$\Delta C_X=0.075\text{ pF}$, $R_0=208.5\text{ k}\Omega$, $R_1=208\text{ k}\Omega$, $R_2=141\text{ k}\Omega$, $L_0=79.5\text{ }\mu\text{H}$, $L_1=78.6\text{ }\mu\text{H}$, $L_2=75.1\text{ }\mu\text{H}$

Fig. 8 Relation between I_g and R_X

4 倍にすれば出力 I_g に変化はない。そこで Fig. 8 に C_{01} , C_{02} の組み合わせを図のように選んで一定容量変化を与えたときの出力と並列抵抗 R_X の関係を示す。この結果から、また抵抗値の影響を受けないための条件の1つである (b) 式からも、 C_{01} の値を小さくした組み合わせのほうが、抵抗の影響を受けたいことが解る。容量計が並列抵抗の影響を受けないで動作する範囲の低いほうの限界を広げるためには、 C_{01} と C_{02} の組み合わせを変えればよい。つまり C_{01} の値を小さくするか、 C_{02} の値を大きくすればよい。その結果を Fig. 9 に示す。ここに C_{01} , C_{02} はパラメータである。並列抵抗が約 $1\text{ k}\Omega$ に下がっても、その抵抗値の影響がないことが解る。Fig. 10 は Fig. 1 の測定回路の安定度を示す。図からも解るように、4 時間以上の連続動作中、零点のドリフトは $0.5\text{ }\mu\text{A}$ 以下

$R_0=208.5\text{ k}\Omega$, $L_0=79.5\text{ }\mu\text{H}$, $R_1=208\text{ k}\Omega$, $L_1=78.6\text{ }\mu\text{H}$, $R_2=141\text{ k}\Omega$, $L_2=75.1\text{ }\mu\text{H}$

Fig. 9 Relation between I_g and R_X

Fig. 10 Operating stability of the measuring circuit

である。なおこの場合の容量感度は $1\text{ }\mu\text{A}/0.05\text{ pF}$ である。ここに C_{01} , C_{02} の値はおおの 1 pF , 30 pF である。Fig. 11 は R_X をパラメータとして、出力と微小容量変化 ΔC_X の関係を示す。Fig. 7 と同様に入出力特性の直線性が全測定範囲にわたって保たれている。

$C_{01}=1\text{ pF}$, $C_{02}=30\text{ pF}$, $R_0=208.5\text{ k}\Omega$, $R_1=208\text{ k}\Omega$,
 $R_2=141\text{ k}\Omega$, $L_0=79.5\text{ }\mu\text{H}$, $L_1=78.6\text{ }\mu\text{H}$, $L_2=75.1\text{ }\mu\text{H}$

Fig. 11 I_g caused by ΔC_x

Fig. 11 と Fig. 7 を比べると、抵抗値の変化の影響を受けないという点で、Fig. 11 のほうが非常にすぐれていることが解かる。このように、抵抗値に対する出力の特性は、感度を犠牲にすれば、 C_{01} の値を小さくするか、 C_{02} の値を大きくすることによりその直線性を大幅に拡大することができる。そして希望する感度は必要に応じて検出回路で得ることができる。その一例を Fig. 12 に示した。図の曲線 A は Fig. 1 に示した検出器の出力であるが、トランジスタ 2 石を用いて、検出器出力を曲線 B のように拡大することができる。なお本方式による容量測定範囲は $10^{-2}\sim 10^3\text{ pF}$ である。

Fig. 12 Relation between I_g and R_x

4. 直読水分計への応用

Fig. 13 は図に示すようなグリッド電極上に置いた厚紙の含水率と出力の関係を示し、Fig. 14 は図に示

Fig. 13 Relation between output I_g and moisture content

Fig. 14 Relation between I_g and moisture content

す容器に入れたチップの高含水率の範囲における水分と出力の関係である。低い等価並列抵抗の試料の例として、ぬれた砂について測定した出力と含水率の関係を Fig. 15 に示す。用いた電極は、Fig. 14 に図示し

Fig. 15 Relation between I_g and moisture content

たものと同じである。織物の一例として、ドビー織をグリッド電極に置いたときの含水率と出力の関係を Fig. 16 に示す。なお、Fig. 13~Fig. 16 において、おのおの測定した試料の含水率最大のときの等価並列抵抗の値を図に示してある。いずれの場合も $C_{01}=1\text{ pF}$, $C_{02}=30\text{ pF}$ の容量値にて (Fig. 9 の特性) 測定したので、試料の等価並列抵抗 R_x の値は出力に影響を及ぼしていないことがわかる。含水率は乾量基準

Fig. 16 Relation between I_g and moisture content

であり、加熱乾燥法により求めた。

6. む す び

以上の実験結果から解るように、この方式による抵

抗値の変化に影響されない直読リアクタンス計は、その抵抗値の影響を受けない範囲の広い点、安定性の点、回路構成の簡単な点などからして簡便な容量形直読水分計、または感湿薄膜と組み合わせた直読湿度計、誘電分析計など多方面にわたる応用が期待されるのである。なお本研究は昭和 40～41 年度にわたる試験研究費の補助による研究の一環として行なわれたことを付記する。

参 考 文 献

- 1) 一条・新井：半導体の誘電率，損失角の新測定法について，電気学会雑誌，74-786，9/16 (昭 29)
- 2) 一条・新井：微少リアクタンスの測定とその応用，電気学会雑誌，78-835，9/16 (昭 33)
- 3) 一条・新井：高安定，高感度リアクタンス計の研究，電気学会雑誌，81-875，65/73 (昭 36)

論 文 集 論 文 に 対 す る 討 論 の 募 集

- ◇ 会員相互の知識の交換のため，論文集には寄書欄を設けてあります。
- ◇ 新しい着想や学術上の所見はもとより，実験結果または論文集の論文に対する質問・討論・意見などなるべく短くまとめて (0.5～2 ページ以内) 御投稿ください。
- ◇ 9 月 25 日までの投稿は次号に掲載されるよう努力します。