微小容量変化直線形精密可変コンデンサの研究と その超薄膜, 超低損失誘電体特性測定への応用†

西 川 学*・V. K. Agarwal**・一 條 文二郎*

Study on a Precise Variable Capacitor Capable of Obtaining a Very Small and Linear Capacitance Change and Its Applications for Measurement of Dielectric Properties of Very Thin Film and Low Dielectric Loss Material

Manabu NISHIKAWA*, V. K. Agarwal** and Bunjiro ICHIO*

This paper describes the construction, principle, and features of a precise variable capacitor capable of obtaining a very small capacitance change and its applications.

There are two types of such a precise variable capacitor. One is the cylindrical type, and the other is the plate type.

For example, in our experiments, a variation of about 1×10^{-4} pF was obtained by a displacement of 100 μ m of the micrometer head at the cylindrical type. And a variation of 3.5×10^{-4} pF was obtained by a displacement of 100 μ m of the movable metal electrode at the plate type.

This precise variable capacitor is very simple and compact in its construction and this can also be placed directly in the measuring circuit.

To show its application, a measurement of dielectric constant and thickness (less than 1000 Å) of Langmuir films of stearic acid is presented.

As for another application, we measured Q factor of very low loss dielectrics at 2.5 MHz by capacitance substitution method using this precise variable capacitor as standard. Both experiments were performed yielding good results.

ま え が き

高周波によるインピーダンスの精密測定において、測定の基準となる静電容量の変化を、より正確に測定することはきわめて重要なことである。すでに報告した超微小容量形精密可変コンデンサ¹⁾は、バイコイル硝子円板を多層に組合せ、可変範囲が $10^{-2} \sim 10^{-6}$ pF という超微小容量変化を高精度で得ることを目的としたものだが、可動電極板の変位と容量変化の間に直線性がない。本報告においては機械的変位と容量変化が直線的で、操作も簡単な微小容量形精密可変コンデンサの構造、原理、特性およびその応用について述べる。

1. 微小容量変化直線形精密可変 コンデンサの基本的原理

Fig. 1 に本精密可変コンデンサの基本となる回路図を示す。この図において C_1 , C_3 は固定コンデンサ、 C_2 は可変コンデンサである。今、 C_2 を $C_2 \pm \Delta C_2$ とした場合、端子 T_1 -E 間の容量変化 ΔC_p の一般式は

$$\Delta C_p = \frac{\pm \Delta C_2}{\left(1 + \frac{C_2 + C_3}{C_1}\right)^2} \times \frac{1}{\left(1 \pm \frac{\Delta C_2}{C_1 + C_2 + C_3}\right)} \quad (1)$$

Fig. 1 Fundamental circuit

† 第15回計測自動制御学会学術講演会で発表(昭51・8)

第24回応用物理学関係連合講演会で発表(昭52・3)

* 浜松衛生短期大学 浜松市三方原町 3453

** Laboratoire de Physique des Decharges Ecole Supérieure d'Electricité, Plateau du Moulon-91190 Gif-sur-Yvette (France)

* Hamamatsu Hygienic College, Hamamatsu

(Received October 11, 1977)

で表され，特に $(\Delta C_2) \ll (C_1 + C_2 + C_3)$ の場合は

$$\Delta C_p = \frac{\pm \Delta C_2}{\left(1 + \frac{C_2 + C_3}{C_1}\right)^2} \quad (1')$$

たとえば， $C_1 = 3 \text{ pF}$ ， $C_2 = 3 \text{ pF}$ ， $C_3 = 33 \text{ pF}$ とすると，(1)' 式より ΔC_p は ΔC_2 の $1/169$ となり，容易に微小容量変化を得ることができる． $\pm \Delta C_2$ が直線的に変化すれば ΔC_p も直線的に変化する．

2. 同心円筒形微小容量形精密可変コンデンサの構造および特性

2.1 同心円筒形精密可変コンデンサの構造

Fig. 1 の ΔC_2 を得るために Fig. 2 に示すマイクロメータコンデンサを用いると，マイクロメータヘッドの微変位 $(\pm \Delta x)$ に対して容量変化 ΔC_2 は

$$\pm \Delta C_2 = \frac{2\pi\epsilon_0 \cdot (\pm \Delta x)}{\ln D_2/D_1} \quad (2)$$

ただし， D_1 はマイクロメータヘッドの直径， D_2 は高圧側円筒電極の内径とする．この場合マイクロメータヘッドの回転により， $(\pm \Delta x)$ は直線的に変化するから $(\pm \Delta C_2)$ も直線的に変化する．

つぎに，このマイクロメータコンデンサと複数の薄膜状金属円筒電極により Fig. 1 に示す回路を構成すると，Fig. 3 に示す微小容量形精密可変コンデンサが得られる．この図において，(a)，(b)，(c)，(d) は $30 \mu\text{m} \sim 80 \mu\text{m}$ のアルミ箔または銅箔によりなる金属円筒電極，(e) は損失の少ない硝子管，(f) は可変範囲調整用金属円筒電極棒，(g) はマイクロメータヘッド，(h) は支持台，(i) は(a)，(b)，(c)を(g)に対し同心円状に支えるためのテフロンテープである．

Fig. 2 Micrometer capacitor

Fig. 3 Construction of a precise variable capacitor (Cylindrical type)

Table 1 Experimental data of a precise variable capacitor (Cylindrical type)

Δx (mm)	ΔC_2 (pF)	ΔC_{ps} (pF)	ΔC_{pm} (pF)	error
+0.10	$+1.204 \times 10^{-2}$	$+8.938 \times 10^{-5}$	$+9.09 \times 10^{-5}$	+1.70%
+1.00	$+1.204 \times 10^{-1}$	$+8.938 \times 10^{-4}$	$+8.79 \times 10^{-4}$	-1.66%
+5.00	$+6.020 \times 10^{-1}$	$+4.469 \times 10^{-3}$	$+4.40 \times 10^{-3}$	-1.54%
-0.10	-1.204×10^{-2}	-8.938×10^{-5}	-9.09×10^{-5}	+1.70%
-1.00	-1.204×10^{-1}	-8.938×10^{-4}	-9.09×10^{-4}	+1.70%
-5.00	-6.020×10^{-1}	-4.469×10^{-3}	-4.55×10^{-3}	+1.81%

$D_1 = 6.30 \text{ mm}$ $D_2 = 10.00 \text{ mm}$ $D_3 = 12.00 \text{ mm}$
 $C_1 = 3.32 \text{ pF}$ $C_2 = 2.67 \text{ pF}$ $C_3 = 15.62 \text{ pF}$
 $C_e = 16.92 \text{ pF}$
 $\Delta C_2 = \frac{2\pi\epsilon_0 \cdot (\pm \Delta x)}{\ln D_2/D_1}$ ($\Delta C_2 = 1.204 \times 10^{-3} \text{ pF}$ at $\Delta x = 1 \text{ mm}$)
 $\Delta C_{ps} = \frac{\pm \Delta C_2}{\left(1 + \frac{2.67}{3.32} + \frac{15.62}{3.32} + \frac{16.92}{3.32}\right)^2} = \frac{\pm \Delta C_2}{134.7}$

ΔC_{ps} ; Theoretically calculated value

ΔC_{pm} ; Experimentally obtained value

このような構成により(a)と(d)により C_1 が，(d)と(b)，(d)と(c)により C_3' が，(d)と(g)により C_2 が，(d)と(f)により C_e が形成される． $C_3 = C_3' + C_e$ とすれば，この組合せにより Fig. 1 とまったく同じ回路が本可変コンデンサで構成され，マイクロメータヘッドの微変位により， T_1 -E 間では非常に微小な容量変化が直線的にしかも高精度で得られる．

2.2 実験結果

この研究は，いかに高精度で微小容量の変化を得ることができるかということであるため，実験は，高精度高安定リアクタンスメータ²⁾ ($33 \mu\text{A}/10^{-3} \text{ pF}$) を用いて行った，試作器による実験結果の一例を Table 1 および Fig. 4 に示す．マイクロメータは $2 \mu\text{m}$ まで読取り可能なものを用いたが，マイクロメータヘッドの変位 $100 \mu\text{m}$ に対して約 $9 \times 10^{-5} \text{ pF}$ の容量変化が

Fig. 4 Relation between ΔC_p and Δt of a precise variable capacitor

Photo. 1 Photograph of a precise variable capacitor (Cylindrical type)

得られ、再現性も非常に良いことが確認された。ただし、これらの値はいずれも一目盛 2×10^{-4} pF の標準可変コンデンサ（津上製作所製）で較正したものである。また、 C_1, C_3 は理論的に求めることができるが、漂遊容量があるための変成器ブリッジにより測定したものである。誤差は、1.5% 前後であり研究室で組立てたものとしては良好である。マイクロメータヘッドの先端が、可変範囲調整用電極棒に近づくとき電界の乱れを生ずる可能性があるが、この点を確認するための実験を行ったが、2 mm 以上の間隙があればマイクロメータヘッドの変位に対する容量変化が直線的であることが確かめられた。Photo 1 は試作器の概観である。

3. 平板形微小容量形精密可変コンデンサの構造および特性

3.1 平板形精密可変コンデンサの構造

この形も Fig. 1 の回路を構成したものであるが、Fig. 5 (A) にその構造図を、同図 (B) に高周波電圧が加えられたときのコンデンサ内部の電界分布を示す。

Fig. 5 Construction of a precise variable capacitor (Plate type)

(a), (b), (c), (h) は銅薄膜、(d), (e), (f) は損失の少ないバイコル硝子板、(g) は移動金属板で絶縁体を介してマイクロメータヘッドに連動されており、 ΔC_2 を与えるものは (a), (b) の銅薄膜と、(e), (d) の硝子板および (g) の移動金属板である。まず ΔC_2 を与える部分についてだけ考えると、今、移動金属板が右端より x だけそう入されたとき、右端より x までの容量 C_{21} は $C_{21} = \epsilon_0 \epsilon_s a x / 2t_s$ で表され x より左端までの容量 C_{22} は $C_{22} = \epsilon_0 \epsilon_s a (b-x) / (2t_s + \epsilon_s t_0)$ と表される。したがって全容量を C_2 とすると、

$$C_2 = C_{21} + C_{22} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_s a x}{2t_s} + \frac{\epsilon_0 \epsilon_s a (b-x)}{2t_s + \epsilon_s t_0} \\ = \frac{\epsilon_0 \epsilon_s a (\epsilon_s t_0 x + 2bt_s)}{2t_s(2t_s + \epsilon_s t_0)}$$

となり、 $\partial C_2 / \partial x = \epsilon_0 \epsilon_s a \epsilon_s t_0 / 2t_s(2t_s + \epsilon_s t_0)$ であるから微変位 ($\pm \Delta x$) に対する容量変化 ΔC_2 は

$$\Delta C_2 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_s a b}{2 \left(t_s + \frac{2t_s t_s}{\epsilon_s t_0} \right)} \times \frac{(\pm \Delta x)}{b} \quad (3)$$

特に、 $t_0 = t_s$ の場合は

$$\Delta C_2' = \frac{\epsilon_0 \epsilon_s a b}{2 \left(t_s + \frac{2t_s}{\epsilon_s} \right)} \times \frac{(\pm \Delta x)}{b} \quad (3')$$

Table 2 Experimental data of a precise variable capacitor (Plate type)

	ΔC_2		ΔC_p	
Metal	(Dimension)		(Measured capacitance Value)	
	$t_s = 430 \mu\text{m}$, $t_0 = 615 \mu\text{m}$ $a = 1.00 \text{ cm}$, $b = 3.50 \text{ cm}$		$C_1 = 2.933 \text{ pF}$, $C_3 = 18.515 \text{ pF}$ Others are the same as ΔC_2	
	Δx (mm)	Theoretical Value (pF)	Experimental Value (pF)	Experimental linearity (%)
	0.100	2.84×10^{-3}	2.61×10^{-3}	3.52×10^{-4} +0.28%
	0.500	1.42×10^{-1}	1.31×10^{-1}	1.77×10^{-3} +0.85%
	1.000	2.84×10^{-1}	2.57×10^{-1}	3.48×10^{-3} -0.85%
	5.000	1.42×1	1.28×1	1.73×10^{-2} -1.42%
Glass	(Dimension)		(Measured capacitance value)	
	$t_s = 460 \mu\text{m}$, $t_0 = 460 \mu\text{m}$ $a = 1.00 \text{ cm}$, $b = 3.50 \text{ cm}$		$C_1 = 3.168 \text{ pF}$, $C_3 = 18.75 \text{ pF}$ Others are the same as ΔC_2	
	Δx (mm)	Theoretical Value (pF)	Experimental Value (pF)	Experimental linearity (%)
	0.100	1.18×10^{-3}	1.08×10^{-3}	1.96×10^{-4} -1.01%
	0.500	5.90×10^{-2}	5.51×10^{-2}	1.00×10^{-3} +1.01%
	1.000	1.18×10^{-1}	1.10×10^{-1}	2.00×10^{-3} +1.01%
	5.000	5.90×10^{-1}	5.42×10^{-1}	0.99×10^{-2} nil

したがって、 $t_0 > t_s$ の場合 $\Delta C_2 > \Delta C_2'$ 、 $t_0 < t_s$ の場合 $\Delta C_2 < \Delta C_2'$ となる。また(3)式において、 $\epsilon_0, \epsilon_s, a, b, t_s, t_0$ はいずれも構造より決まる定数であり、変位 ($\pm \Delta x$) が直線的であれば容量変化 ΔC_2 も直線的に変化する。 ($\pm \Delta x$) により ($\pm \Delta C_2$) を与え、さらに銅薄膜 (h), (c) および硝子板 (f) により C_1, C_3 を構成すれば、Fig. 1 の原理により微小容量変化 ΔC_p が得られる。また、(a), (b), (c), (h) はいずれも銅薄膜を使用しているため、縁端効果を見無視する構造をしていることがこの形の特徴である。つぎに移動板 (g) が比誘電率 ϵ_s 、厚さ t_0 の硝子板の場合には次式が成立する。

$$C_2 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_s a \left\{ x \left(1 - \frac{1}{\epsilon_s} \right) + \frac{b}{\epsilon_s} \left(1 + \frac{2t_s}{t_0} \right) \right\}}{\left(1 + \frac{2t_s}{t_0} \right) \left(t_0 + \frac{2t_s}{\epsilon_s} \right)} \quad (4)$$

$$\Delta C_2 = \frac{\epsilon_0 \epsilon_s a b \left(1 - \frac{1}{\epsilon_s} \right)}{\left(1 + \frac{2t_s}{t_0} \right) \left(t_0 + \frac{2t_s}{\epsilon_s} \right)} \times \frac{(\pm \Delta x)}{b} \quad (5)$$

Fig. 6 Construction of a parallel plate electrode

Fig. 7 Schematic circuit diagram of the reactance meter used. Here, C_x represents the electrode assembly; C_s , a precise variable capacitor and T' is an idler terminal

Fig. 8 Process of measurement for thin dielectric film (ϵ_s and t_s)

(5)式の分母は $t_0 = 2t_s / \sqrt{\epsilon_s}$ のとき最小となる。すなわち ($\pm \Delta x$) に対して ΔC_2 は最大となり、分母の最小値は $2t_s(1 + \sqrt{\epsilon_s})/\epsilon_s$ で与えられる。

3.2 実験結果

試作器による実験結果の一例を Table 2, Fig. 4 に示す。 ΔC_2 の理論値と実験値の誤差は約 9% ほどあるが、直線性が非常に良いため、あらかじめ較正しておけば実用上はさしつかえない。この誤差は硝子板の比誘電率、厚さなどの測定値、および移動板が硝子板と接触して移動していくためによるためなどが考えられる。また電極として $30 \mu\text{m}$ の銅箔を用いたが、真空蒸着により電極を硝子板に密着させれば理論値と実験値の誤差は小さくなるものと考えられる。 ΔC_p に関しては、移動板が金属の場合マイクロメータヘッドの変位 $100 \mu\text{m}$ に対し約 $3.5 \times 10^{-4} \text{ pF}$ 、硝子で約 $2 \times 10^{-4} \text{ pF}$ の変化が得られ直線性もそれぞれ良好である。

4. 超薄膜の比誘電率と厚さの測定への応用³⁾

超薄膜 (厚さ $1000 \text{ \AA}$ 以下) の誘電特性は物性面で興味あるテーマの一つであるが、筆者らは上述の微小容量形精密可変コンデンサの応用の一つとして、これを高感度高安定リアクタンスメータと組合せて、Langmuir film^{4)~7)} の厚さと比誘電率の測定に関する実験を行い、好結果が得られたのでその一部を報告する。

本実験に用いた平行円板電極の構造を Fig. 6 に示すが、高圧側電極に銅薄膜を用い縁端効果を見無視する平等電界になるような構造であることがこの電極の大きな特長である。また、下方の接地電極はマイクロメータに連動され上下に微動できるようになっており、最小 $0.25 \mu\text{m}$ の読取りが可能である。 Fig. 7 はリアクタンスメータの回路図であり、補償回路をそなえているため急激な温度変化に対しても安定度は良

好である。上述の平行平板電極と微小容量形精密可変コンデンサで、この回路の可変コンデンサ C_2 に並列に接続する。また、Fig. 8 は測定手順を示す電極図であり、(a), (b), (c), (a)', (b)', (c)' はそれぞれ空气中、液体中における電極に試料をそう入せる状態を示したものであるが、空气中、液体中の電極間容量はそれぞれ $C_0 = \epsilon_0 A / t_0$, $C_f = \epsilon_0 \epsilon_f A / t_0$ (A は高圧側電極面積, t_0 は電極間隙, ϵ_f は液体の比誘電率) で表される。硝子基板 (ϵ_s, t_s) をこの電極間にそう入し、(b), (b)' に示すごとく $C_0, \Delta C_0, C_f, \Delta C_f$ をあらかじめ測定する。つぎに、基板上に薄膜 (ϵ_x, t_x) を生成せしめたものを電極間にそう入し、(c), (c)' に示すごとく微小容量形精密可変コンデンサにより $\Delta C_0, \Delta C_f$ を測定すれば、

$$\frac{\Delta C_0}{C_0} \left\{ 1 - \lambda_s \left(1 - \frac{1}{\epsilon_s} \right) \right\}^2 = \lambda_x \left(1 - \frac{1}{\epsilon_x} \right) \left(1 + \frac{\Delta C_0}{C_s} \right) \quad (6)$$

$$\frac{\Delta C_f}{C_f} \left\{ 1 - \lambda_s \left(1 - \frac{\epsilon_f}{\epsilon_s} \right) \right\}^2 = \lambda_x \left(1 - \frac{\epsilon_f}{\epsilon_x} \right) \left(1 + \frac{\Delta C_f}{C_{fs}} \right) \quad (7)$$

ただし、 $\lambda_x = t_x / t_0$, $\lambda_s = t_s / t_0$, $\epsilon_x > \epsilon_f$, $\epsilon_s > \epsilon_f$

(6), (7) 式より λ_x を消去して

$$\epsilon_x = \frac{\epsilon_f^2 Y - XZ}{\epsilon_f Y - XZ} \quad (8)$$

ただし、 $X = \Delta C_f / \Delta C_0$

$$Y = \left\{ \frac{1 - \lambda_s \left(1 - \frac{1}{\epsilon_s} \right)}{1 - \lambda_s \left(1 - \frac{\epsilon_f}{\epsilon_s} \right)} \right\}^2 \quad Z = \frac{1 + \frac{\Delta C_0}{C_0}}{1 + \frac{\Delta C_f}{C_{fs}}}$$

特に、 $t_x \leq 10^4 \text{ \AA}$ の場合は $Z \approx 1$ とおいて

$$\epsilon_x = \frac{\epsilon_f^2 Y - X}{\epsilon_f Y - X} \quad (8)'$$

また(6)式より膜厚 t_x は

$$t_x = t_0 \times \frac{1}{\left(1 + \frac{\Delta C_0}{C_0} \right)^2} \times \frac{1}{1 - \frac{1}{\epsilon_x}} \times \frac{\Delta C_0 / C_0}{1 + \frac{\Delta C_0}{C_0}} \quad (9)$$

Table 3 Dielectric constant and thickness data on Langmuir films of stearic acid. The number following LF in the first column indicates the number of monolayers in the film. (Monolayer thickness 25 Å)

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Sample	t_s (mm)	ϵ_s	ΔC_0 ($\times 10^{-3}$ pF)	ΔC_f ($\times 10^{-3}$ pF)	$\Delta C_0 / C_0$	X	Y	ϵ_x	t_x (Calc. by equ. 9) Å	t_x (Theoretical) Å	Error (%)
LF-61	1.080	7.47	3.80	0.70	3.53	0.183	0.339	2.712	1520	1525	0.33
LF-57	1.080	7.47	3.56	0.65	3.53	0.182	0.339	2.708	1421	1425	0.28
LF-51	1.086	7.54	3.40	0.61	3.65	0.179	0.333	2.708	1292	1275	1.33
LF-47	1.084	7.55	3.05	0.56	3.62	0.183	0.336	2.715	1173	1175	0.17
LF-41	1.086	7.54	2.70	0.49	3.65	0.183	0.333	2.714	1025	1025	nil

また、 $\epsilon_x < \epsilon_f$, $\epsilon_s < \epsilon_f$ および $\epsilon_x < \epsilon_f$, $\epsilon_s > \epsilon_f$ の場合も同様に、(8), (9) 式から ϵ_x, t_x を求めることができる。

以上の手順で、硝子基板上に生成された Langmuir film の ϵ_x, t_x を測定した結果の一例を Table 3 に示す。使用液体はシリコンオイル ($\epsilon_f = 2.311$ at 20°C) であり、リアクタンスメータの容量感度は $15 \mu\text{A}/10^{-3}$ pF である。実験室は温度 $20 \pm 1^\circ\text{C}$ に制御されており、 $C_0 = \epsilon_0 A / t_0 = 2.315$ pF ($D = 20$ mm, $t_0 = 1.200$ mm) として計算したが、(9) 式より得られた値と No. of LF $\times 25 \text{ \AA}$ から求めた値とが良く一致しており、微小容量形精密可変コンデンサと高感度リアクタンスメータとを組合せた本装置は、 $1000 \text{ \AA}$ 程度の厚さの薄膜の ϵ_x, t_x の測定に適した装置であることが立証された。また、最近さらに高感度な R-C メータが開発されたので、 $1000 \text{ \AA}$ 以下の薄膜の $\epsilon_x, t_x, \tan \delta$ の測定も可能なことが期待できる。

5. 超低誘電損失の測定への応用

前述の精密可変コンデンサを“Q”値の高い同調回路に組込むことにより、 $1 \sim 300$ MHz の範囲にわたって Q_x が $10^4 \sim 10^6$ 程度の誘電体の損失角の測定ができる。測定手順として Fig. 6 に示す試料そう入平行平板電極の間隙を t_0 に設定し ($t_0 > t_x \dots$ 試料厚さ)、 $C_1, C_1', C_{01}, C_{01}'$ を調整して $e_{1\max} = e_{1'\max}$ にし、出力指示計のふれを零にした後、試料を電極間にそう入し接地側電極に微小変位を与え、指示計のふれを最小ならしめ、このふれを $I_{\theta R}$ としその時の電極の変位 ΔT を読み取る。つぎに試料を除去した後、接地電極を上方に変位させ指示計のふれを再び零にし、ここで精密可変コンデンサ C_s に変化を与えて指示計のふれを再び $I_{\theta R}$ にし、この時の容量変化 ΔC を読み取ればよい。

簡単に測定原理を述べると Fig. 9 において

$$e_1 = \frac{\omega^2 L_1 C_{01} R_{1e0}}{R_1 (1 - \omega^2 L_1 C_{1t} - \omega^2 L_1 C_{01}) + j\omega L_1} \quad (10)$$

Fig. 9 Circuit diagram for measuring Q factor of very low loss dielectric

ただし、 C_{1t} は L_1-C_1 回路の全容量

$$\omega^2 L_1 (C_{1t} + C_{01}) = 1 \quad (11)$$

の時、 e_1 は最大になり $|e_{1\max}| = \omega C_{01} R_1 e_0$ で表される。また、(11)式の C_{1t} に $\pm \Delta C$ の変化を与えたときの $e_{1\max}$ の値を $e_{1\Delta C}$ で表すと、 $|e_{1\Delta C}| = \omega C_{01} R_1 e_0 / \sqrt{1 + \omega^2 \Delta C^2 R_1^2}$ であり、 $\omega^2 \Delta C^2 R_1^2 \ll 1$ の場合

$$|e_{1\Delta C}| = e_{1\max} \left(1 - \frac{1}{2} \omega^2 \Delta C^2 R_1^2 \right)$$

で表され、 $\Delta e_{\Delta C} = e_{1\max} - e_{1\Delta C}$ より

$$\Delta e_{\Delta C} / e_{1\max} = \frac{1}{2} \omega^2 \Delta C^2 R_1^2 \quad (12)$$

が得られる。

一方、Fig. 9 において

$$\frac{1}{Z_{T1-E}} = \frac{j\omega C_{01} \{ R_1 (1 - \omega^2 L_1 C_{1t}) + j\omega L_1 \}}{R_1 (1 - \omega^2 L_1 C_{1t} - \omega^2 L_1 C_{01}) + j\omega L_1}$$

で表されるが、(11)式の条件のとき $1/Z_{T1-E} = \omega^2 C_{01}^2 R_1 + j\omega C_{01}$ であり、(I)の回路によりタンク回路 $[L_0 - C_0]$ に並列に $R_{p1} = 1/\omega^2 C_{01}^2 R_1$ なる抵抗と容量 C_{01} が接続されたことになる。同様に、(II)の回路により $R_{p1}' = 1/\omega^2 C_{01}'^2 R_1'$ と容量 C_{01}' がそれぞれ $[L_0 - C_0]$ に入り、全体として $1/R_p = 1/R_{p1} + 1/R_{p1}' = \omega^2 C_{01}^2 R_1 + \omega^2 C_{01}'^2 R_1'$ で表される R_p が並列に入る。今、 $R_0 \gg R_p$ とすると

$$|e_{1\max}| = \frac{\omega C_{01} R_1 e_s}{1 + \omega^2 C_{01}^2 R_1 r_p + \omega^2 C_{01}'^2 R_1' r_p} \quad (13)$$

Fig. 10 Relation between detector output $\Delta e_{\Delta C}$ and capacitance deviation (ΔC) from resonance point at 200 MHz

Fig. 11 Relation between detector output $\Delta e_{\Delta C}$ and capacitance deviation (ΔC) from resonance point at 3 MHz

$$|e_{1'\max}| = \frac{\omega C_{01}' R_1' e_s}{1 + \omega^2 C_{01}^2 R_1 r_p + \omega^2 C_{01}'^2 R_1' r_p} \quad (14)$$

ただし、(I)、(II)の回路とも $\omega^2 L_1 (C_{1t} + C_{01}) = 1$ 、 $\omega^2 L_1' (C_{1t}' + C_{01}') = 1$ の条件で、同一構造、同一定数であれば $R_1 = R_1'$ 、 $L_1 = L_1'$ 、 $C_{01} = C_{01}'$ より $|e_{1\max}| = |e_{1'\max}|$ で振幅検波出力指示器 A への入力電圧が等しく指示計のふれは零である。今、 ΔR_1 による出力を Δe_R とすると

$$\Delta e_R = \frac{\omega C_{01} R_1 e_s}{1 + 2\omega^2 C_{01}^2 R_1 r_p} \times \frac{\Delta R_1}{R_1} \quad (15)$$

しかるに、 $e_{1\max} = \omega C_{01} R_1 e_s / (1 + 2\omega^2 C_{01}^2 R_1 r_p)$ であるから、

$$\Delta e_R / e_{1\max} = \Delta R_1 / R_1 = R_1 / R_{px} = \frac{Q_1}{Q_x} \frac{C_x}{C_{t1}} \quad (16)$$

ただし $R_{px} \gg R_1$ 、 R_{px} は、誘電体損により R_1 に並列に入る抵抗である。(12)式の $\Delta e_{\Delta C}$ と (16)式の Δe_R を等しいとおけば

Fig. 12 Relation between $R_{px}(G_x)$ and detector output Δe_R

Table 4 Experimental results for the measurement of R_1 from equation (17)

I_g (μ A)	R_{px} (M Ω)	ΔC (pF)	R_1 (k Ω)
70	7.4	48.2×10^{-3}	328
50	10.42	41.0×10^{-3}	323
26	20.0	29.5×10^{-3}	325
$f=3 \times 10^6$ Hz, $L_1=65$ μ H,			Mean 325 k Ω

Table 5 Experimental results for the measurement of R_1 from equation (20)

$e_{1\Delta C}/e_{1\max}$	$\omega \Delta C R_1$	ΔC (pF)	R_1 (k Ω)
0.707	1.00	162.5×10^{-3}	327
0.8	0.75	122.6×10^{-3}	324
0.9	0.49	80.9×10^{-3}	323
$f=3 \times 10^6$ Hz, $L_1=65$ μ H,			Mean 325 k Ω

Table 6 Experimental results for the measurement of ϵ_x and Q_x of poly-ethylene by equation (19)

Sample	t_x (μ m)	ΔT (μ m)	ϵ_x	ΔC (pF)	R_{px} (M Ω)	Q_x
MI-1	478	267.0	2.265	20.8×10^{-3}	44.6	9.22×10^3
MB-2	478	268.0	2.276	20.5×10^{-3}	46.0	9.55×10^3
ECL-3-3	480	269.5	2.280	20.0×10^{-3}	48.3	10.0×10^3
$f=2.5$ MHz, $R_1=420$ k Ω						

$$R_1/R_{px} = \frac{1}{2} \omega^2 \Delta C^2 R_1^2 \text{ より}$$

$$R_{px} = 2R_1/\omega^2 \Delta C^2 R_1^2 \quad (17)$$

が得られる。したがって、 $t_0 > t_x$, すなわち試料と高圧側電極との間に空隙がある場合、 $Q_x = \omega C_x R_{px}$ より

$$Q_x = \frac{\omega \epsilon_0 A}{t_0} \times \frac{t_x - \Delta T}{t_0} \times \frac{2R_1}{\omega^2 \Delta C^2 R_1^2} \quad (18)$$

ただし、 $\epsilon_x = t_x/(t_x - \Delta T)$

また、 $t_0 = t_x$, すなわち試料を直接電極ではさんだ場合

$$Q_x = \frac{\omega \epsilon_0 A}{t_x - \Delta T} \times \frac{2R_1}{\omega^2 \Delta C^2 R_1^2} \quad (19)$$

で表される。

$f=36$ MHz, $C_{11}=16$ pF の場合、 $Q_1=800 \sim 1000$ 程度は十分得られるので $Q_x=10^6$, $C_x=12$ pF, $e_{1\max}=12$ V に対し、(16)式より $\Delta e_R=6$ mV ($Q_1=800$) となるが、同じ出力を得るための微小容量形精密可変コンデンサの ΔC は、(12)式より $\Delta C=7 \times 10^{-4}$ pF であり、 $Q_x=10^6$ は本方法で十分測定可能な範囲にはいる。

この測定原理の裏付けとして、つぎに二、三の実験例

を示す。(12)式に示すごとく、出力 $\Delta e_{\Delta C}$ は $\Delta C(\Delta x)$ の 2 乗に比例するが、周波数 200 MHz, 3 MHz における実験結果は、Fig. 10, Fig. 11 に見るごとく (12)式が完全に成り立つことを示す。また、微小損失による出力として (16)式が得られているが、これに関する実験結果として Fig. 12 を示す。つぎに、(17)式について Table 4 にその実験結果の一部を示す。Table 4 は、同じ出力 I_g μ A を与える R_{px} と、 ΔC より $R_1=2/\omega^2 \Delta C^2 R_{px}$ から R_1 を求めたものであるが、一方、 R_1 を求める他の方法として同調点より ΔC の変化を与え、その時の回路電圧 $e_{1\Delta C}$ を読み取り、

$$e_{1\Delta C}/e_{1\max} = 1/\sqrt{1+\omega^2 \Delta C^2 R_1^2} \quad (20)$$

より R_1 を求めた結果を Table 5 に示すが、(17)、(20)式より得た R_1 の平均値が良く一致することにより、この方式により低誘電損失角測定が可能なることが立証された。測定結果の一例を Table 6 に示す。本方式では、1 個の微小容量形精密可変コンデンサにより 1~300 MHz の範囲にわたって損失測定ができ、また、試料の等価並列抵抗 R_{px} の測定に微小容量変化だけ読み取ればよいので精度が高いなどの特徴がある。

あ と が き

以上で微小容量形精密可変コンデンサの構造、原理特性およびその応用について述べたが、本コンデンサは構造が簡単のため製作が容易で、しかも小形であるためこれを直接回路に組込むことにより、標準器として各種周波計測に応用できる。また平板形は端子間の距離がわずか 2 mm 以下であるために、特に超高周波用として応用が期待できる。

終りに、本精密可変コンデンサの製作に協力された静岡大学工学部 飯尾元秀技官に感謝する。

なお、本研究の一部は昭和 52 年度文部省科研費(奨励研究)の補助を受けたものであることを付記する。

参 考 文 献

- 1) 西川, 一條: 超微小容量形精密可変コンデンサの研究, 計測自動制御学会論文集, 13-1, 76/81 (1977)
- 2) 高安定高感度高周波高低インピーダンスの微小変化直読装置(特願, 昭 51-152557 号)
- 3) 一條: 電磁気的非接触測定, 計測と制御, 12-5, 432/440 (1973)
- 4) K.B. Blodgett and I. Langmuir: Phys. Rev. 51, p. 964 (1937)
- 5) V.K. Agarwal: Electrocomponent Sci. and Technol 2, 1/31 (1975)
- 6) U. Khanna, V.K. Srivastava and V.K. Agarwal: Thin Films., 2, p. 83 (1972)
- 7) U. Khanna and V.K. Srivastava: Thin Solid Films., 12, S25 (1972)