UDC 621.317.72.082.72: 621.3.083

論文

51-A 15

静電電圧計の交直差

電子技術総合研究所

山崎 亨

1. は し が き

静電電圧計は測定電圧の実効値に比例する指示を与える交直両用計器であり、交流電圧を直流電圧との比較により精密測定するための標準器、いわゆる交直流電圧比較器としても使われる。この比較器に関しては交・直流電圧の比較の誤差、いわゆる交直差を高精度で決定することが高分解能や高安定度を持つことと同様に重視される。

静電電圧計はすでに今世紀初頭から交流電圧の精密測定に使用され、その交直差に関して NPL の Splisbury 氏らや NSL (現 NML) の Smith 氏らの研究があり、Splisbury 氏らは NPL の静電電圧計は電極の酸化の影響により 200~300 ppm の交直差を持つ可能性がある⁽¹⁾と報告したが、Smith 氏らは NPL 形を若干改良した静電電圧計の交直差は 100 ppm より小さいことを実験的に示した⁽²⁾。しかし、これらは交直流電圧比較用精密静電電圧計の交直差に関する一般論とは見なせない。

この論文では精密静電電圧計の交直差につき考察し、商用周波から可聴周波にわたる周波数帯で交直差を 10 ppm より小さくできることを示す。なお、このように小さな交直差は静電電圧計のうち高精度のトルク平衡式のものの精度に影響するにすぎない。従って、トルク平衡式静電電圧計⁽³⁾を主な対象として考察したが、その結論は他の精密静電電圧計にも適用できる。

2. 交直差の原因

静電電圧計の固定電極を F 、可動電極を M 、可動

部の制御定数を τ 、 $F-M$ 間の静電容量を C とする。 $F-M$ 間に電圧 V をかけたとき、 M が零点から $\theta = \theta_0$ だけ回転して静止したならば、 θ_0 は次式で与えられる。

$$\tau \theta_0 = \frac{1}{2} V^2 \frac{\partial C}{\partial \theta} \bigg|_{\theta=\theta_0} \dots\dots\dots (1)$$

ただし、印加電圧が交流であるときには V は特にことわらぬ限り周波数が静電電圧計の固有周波数より十分に高い正弦波交流電圧の実効値を表わす。

静電電圧計の交直差は、その指示を V_0 ならしめる交流入力電圧を V_a 、直流入力電圧を V_d とすると次式の α で定義される⁽⁴⁾。

$$\alpha = \frac{V_a - V_d}{V_0} \dots\dots\dots (2)$$

α は指示 V_0 に対する交流補正率と直流補正率との差であるとも解釈できる。この定義によると、静電電圧計は次の原因により交直差を生じると考えられる。

- (a) 交・直流の入力電圧と電極間電圧との不一致
 - (a-1) 電極の表面電位差
 - (a-2) 電極面の酸化被膜
 - (a-3) 導線やつり線などのインピーダンス
- (b) 交・直流電圧に対する静電容量 C の不一致
 - (b-1) 電極の形状・寸法
 - (b-2) 電極面に吸着した水分の誘電特性
- (c) 使用する電圧の波形ひずみ

次に、これらの原因による交直差について考察する。

3. 表面電位差の影響

〈3・1〉 従来の考え方 静電電圧計は電極 $F-M$ 間に電極材料により定まる接触電位差を持つから、直流電圧の測定には誤差を伴う。この誤差は入力電圧の極性を転換して得た二つの測定値の平均値を採用すれば除去できる⁽⁵⁾。以上が従来の考え方であり、実験的

Study of AC-DC Difference of Electrostatic Voltmeter. By Toru Yamazaki, Member (Electrotechnical Laboratory, Ministry of International Trade and Industry).

山崎 亨: 正員, 電子技術総合研究所標準計測部電気標準研究室

には良い結果が得られている。しかし、静電電圧計は通常は空気中で使われるから、電極面に水蒸気を主とする有極性気体やイオンの物理吸着層ができ、それによる電気二重層ができていると考えられる。電気二重層による二重層電位差は接触電位差とともに表面電位差として、入力電圧と電極間電圧との間に差を生じさせる。従来理論はこのような二重層電位差に関しては触れていないので、著者はこれを補う考察を試みた。

〈3・2〉 表面電位差の影響 静電電圧計の電極 F , M を第1図のように短絡する。両電極は相対する微小面積 dS において、それぞれ仕事関数 ϕ_F, ϕ_M ならびに二重層電位差 χ_F, χ_M をもつとすると、この部分の表面電位差を p として p は次式で表わせる。

$$p = (\phi_F - \phi_M) - (\chi_F - \chi_M) \quad \dots\dots\dots (3)$$

p は電極 F, M の相対する面 S の全面にわたっては均一ではないが、静電電圧計の指示には p の平均値

$$\bar{p} = \frac{1}{S} \int_S p dS \quad \dots\dots\dots (4)$$

が影響を与えると見なせる。

大気中に置かれた電極の表面には、水・その他の有極性分子やイオンなどが1～2分子層の厚さで物理吸着などにより密に吸着して固定層をなしており、その外側に吸着物質の密度が固定層より著しく低い拡散層がある。従って、二重層電位差はほとんど固定層に生じ、この層は強い内部電界を持つが、拡散層の内部電界は極めて弱い。このような吸着層に垂直に外部電界が与えられた場合の二重層電位差に関する報告はないようなので、著者は次の考察を試みた。

静電電圧計の入力電圧を100Vとすると、その電極に与えられる外部電界はたかだか 1×10^5 V/m であろう。仮に、二重層電位差が100mVであれば、固定層の内部電界は 1×10^8 V/m 以上になるから、二重層電位差が外部電界の影響により変化するとしても、変化

量は入力電圧より十分小さい。これは二重層電位差が100mVより低くても、また1V程度であっても成立する。二重層電位差は吸着物質の種類、密度、吸着の状態などにより異なるが、上と同様にして静電電圧計の二重層電位差は入力電圧の影響により変化するとしても、入力電圧より十分小さい。ここで、“電界内に置かれた有極性物質は電界の方向を向き、電界の強さに比例する分極を生じる”という配向分極の理論を参照すると、上記の二重層電位差の変化は外部電界が静電電界、あるいは低周波交流電界であるとき、その強さに比例し、その方向に対応する向きを持つと考えられる。一方、接触電位差は外部電界によっては変化しない。

以上の考察に基づき、表面電位差のうち入力電圧により変化しない分を $\bar{p}_0$ 、比例定数を K として、静電電圧計の指示を V_0 ならしめる電極 $F-M$ 間の電圧の大きさを次のように表わせる。ただし、 $|K| \ll 1$ とする。

(i) 入力が $\bar{p}$ と同極性の直流電圧 V_d^+ であるとき
 $|V_d^+ + \bar{p}_0 + K V_d^+| \quad \dots\dots\dots (4a)$

(ii) 入力が $\bar{p}$ と逆極性の直流電圧 $-V_d^-$ であるとき
 $|-V_d^- + \bar{p}_0 - K V_d^-| \quad \dots\dots\dots (4b)$

(iii) 入力が実効値 V_a なる商用周波から可聴周波までの正弦波交流電圧 V_a のとき

V_a による $\bar{p}$ の変化分は V_a とほぼ同位相で大きさ $K V_a$ なるベクトル量で表わせるから

$$V_a + K V_a \quad \dots\dots\dots (4c)$$

従って、通常行なわれるように $(V_d^+ + V_d^-)/2 = V_a$ を直流入力電圧であると見なし、(2)式および(4)式を用いると、表面電位差に起因する交直差 α_p は(5)式で与えられる。

$$\alpha_p = K \left(\frac{V_d^+ + V_d^-}{2} - V_a \right) / V_0 \quad \dots\dots\dots (5)$$

ここで、一般に $V_d^+ \approx V_d^- \approx V_a \approx V_0$ であるから、

$$\alpha_p \approx 0 \quad \dots\dots\dots (6)$$

すなわち、静電電圧計により交・直流電圧の比較をするには、従来のように直流入力電圧を転極して得た二つの測定値の平均値を直流入力電圧値として用いることが望ましい。こうすることにより、表面電位差の影響による交直差は静電電圧計の検出限界に比べて十分小さくて、無視できるようになる。

4. 酸化被膜の影響

〈4・1〉 従来の考え方 静電電圧計の電極は一般にアルミニウムまたはアルミニウム系合金を材料とし

第1図 静電電圧計の表面電位差

Fig. 1. Surface potentials of electrostatic voltmeter.

第2図 電極の酸化被膜の影響
(Splisbury 氏らによる)

Fig. 2. Influence of oxide film on electrodes
(by Splisbury, et al.).

で作られ、空気中で使われるから、通常はその表面が酸化被膜で覆われる。Splisbury 氏らは静電電圧計に対するこのような酸化被膜の影響を第2図に示すモデルで説明した。それによると、静電電圧計の交直差は被膜が形成するコンデンサのインピーダンス Z_f と電極 F, M が形成する空気コンデンサのインピーダンス Z_a との比

$$\frac{Z_f}{Z_a} \approx \frac{C_a}{C_f} \left(\frac{1}{1 - j \tan \delta_f} \right)$$

で決まる。ただし、 C_a は空気コンデンサの静電容量、 C_f および δ_f は被膜の部分の静電容量と損失角であり、空気コンデンサの損失角 δ_a は1に対して無視した。そして、アルミニウム系合金製電極の表面を強制的に酸化させると、NPLの静電電圧計の交直差は50 Hzにおいて200~300 ppmに達することがあり、これを第2図に示すモデルにより説明した。

〈4・2〉 酸化被膜の影響 空気中に置かれたアルミニウムあるいはアルミニウム系合金にできる酸化被膜の厚さはたかだか数十オングストロームである。静電電圧計の電極 F および M がこのような酸化被膜 f_1, f_2 により第3図のように覆われているとし、 f_1, f_2 の厚さをそれぞれ t_1, t_2 、それらの間隔を l として $l \gg t_1, t_2$ とする。この場合の電圧計の実効電極面は被膜 f_1, f_2 の表面である。従って、電圧計のトルクに關係する電極間容量は被膜の生成によりわずかに増す

第3図 電極の酸化被膜

Fig. 3. Oxide films on electrodes.

第4図 電極の酸化被膜の影響

Fig. 4. Influence of oxide films on electrodes.

が、この現象には交直差はない。ここでは実際にトルクを発生させる電圧の交直差を問題にする必要がある。

静電電圧計の入力が直流電圧である場合には、被膜 f_1, f_2 間の空気の抵抗は放射線などの影響により偶発的に短時間低下することはあるとしても、通常は十分に高いから、被膜 f_1, f_2 の厚さの方向の抵抗はこれに対して無視できる。従って、定常状態では直流入力電圧と駆動トルクの発生に關する電極間電圧との差を無視できる。

入力が実効値 V_a なる正弦波交流電圧 V_a である場合には第4図のような等価回路を書ける。この場合の電極間電圧を V_e とすると、次式を得る。

$$\frac{V_a}{V_e} = 1 + \frac{\epsilon_a t_1}{\epsilon_{f1} l} \frac{1 - j \tan \delta_a}{1 - j \tan \delta_{f1}} + \frac{\epsilon_a t_2}{\epsilon_{f2} l} \frac{1 - j \tan \delta_a}{1 - j \tan \delta_{f2}} \dots \dots \dots (7)$$

ただし、 ϵ_a, δ_a : それぞれ空気の比誘電率および損失角、 $\epsilon_{f1}, \delta_{f1}$: それぞれ被膜 f_1 の比誘電率および損失角、 $\epsilon_{f2}, \delta_{f2}$: それぞれ被膜 f_2 の比誘電率および損失角

可聴周波以下では、標準状態またはこれに近い状態にある空気について次式が成り立つ。

$$0 < \epsilon_a - 1 \ll 1, \tan \delta_a \ll 1$$

同じ周波数帯で酸化アルミニウムについては

$$8 < \epsilon_{f1}, \epsilon_{f2} < 11^{(7)}$$

$$\tan \delta_{f1}, \tan \delta_{f2} \ll 1$$

であるから、(7)式は次のように書ける。

$$\frac{V_a}{V_e} \approx 1 + \frac{t_1 + t_2}{8l} \dots \dots \dots (8)$$

この場合の酸化被膜の影響による交直差を α_f とすると、 α_f は可聴周波以下では次式で表わせる。

$$\alpha_f \approx \frac{t_1 + t_2}{8l} \dots \dots \dots (9)$$

従って、電極面を金めっきしてあればもちろん、例えば $l = 1.5 \text{ mm}$ とすると、 $t_1 = t_2 = 0.01 \mu\text{m}$ のかなり

厚い酸化被膜ができて $\alpha_f \approx 1.7 \text{ ppm}$ を得るから、通常は α_f を次のように見なしてさしつかえない。

$$0 < \alpha_f < 1 \text{ (ppm)} \dots\dots\dots (10)$$

なお、実際の酸化被膜は様な厚みをもたぬであろうが、最も厚い部分の厚さを(9)式における t_1, t_2 とすれば、この場合にも(10)式が成立するであろう。

5. 導線 つり線などのインピーダンスの影響

静電電圧計は入力角周波数 ω なる交流電圧 V_a であるとき、その等価回路を第5図のように書ける。同図で Z_{FM} は電極 $F-M$ 間のインピーダンス、 Z_1 は電極 M をつるつり線のインピーダンス、 Z_2 は接続導線のインピーダンス、 Z_3 は端子 T_M から端子 T_F への漏れインピーダンスである。 Z_1, Z_2 は Z_3, Z_{FM} に比較して十分小さいから、 V_a と電極 $F-M$ 間の電圧 V_{FM} との比は次式で表わせる。

$$\frac{V_a}{V_{FM}} \approx 1 + \frac{Z_1 + Z_2}{Z_{FM}} + \frac{Z_3}{Z_{FM}}$$

R_1, R_2 は R_{FM}, R_3 に対して無視でき、また

$$\omega \left\{ \frac{L_1 + L_2}{R_{FM}} + \frac{L_2}{R_3} + C_{FM}(R_1 + R_2) + C_3 R_3 \right\} \ll 1$$

であるから、

$$\frac{V_a}{V_{FM}} \approx 1 - \omega^2 \{ (L_1 + L_2)C_{FM} + L_2 C_3 \} \quad (11)$$

入力が直流電圧であれば導線およびつり線の抵抗は電極 $F-M$ 間の抵抗および端子 T_M からの漏れ抵抗に対して無視できるから、電極 $F-M$ 間の電圧は入力電圧に等しいと見なせる。従って、導線およびつり線のインピーダンスによる静電電圧計の交直差を α_l とすると、 α_l は次のようになる。

$$\alpha_l = -\omega^2 \{ (L_1 + L_2)C_{FM} + L_2 C_3 \} \dots\dots (12)$$

静電電圧計の入力静電容量は通常は $1 \sim 50 \text{ pF}$ であるから、 C_{FM} を 50 pF 、また端子 T_M は BNC 形コ

第5図 静電電圧計の等価回路

Fig. 5. Equivalent circuit of electrostatic voltmeter.

ネクタを使う場合と同程度の対地静電容量をもつから $C_3 = 2 \text{ pF}$ とおける。高感度を得るためにつり線に幅 0.1 mm 、厚さ 0.005 mm 、長さ 200 mm 程度の焼青銅帯を用いると、そのインダクタンス L_1 は約 $2 \mu\text{H}$ になる。接続導線に直径 1 mm の銅線を 1.5 m 使うならば L_2 は $2.6 \mu\text{H}$ になるから、 α_l の概数は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} f \leq 8.5 \text{ kHz のとき} & \quad -1 \text{ ppm} < \alpha_l < 0 \\ f = 20 \text{ kHz のとき} & \quad \alpha_l \approx -5 \text{ ppm} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

6. 電極の形状 寸法の影響

飯島氏⁽⁸⁾によると、空気コンデンサは電極の形状・寸法の影響により電極中の電流分布と電極間の電界分布に周波数依存性をもつ。しかし、例えば第6図に示すガードリング形コンデンサの静電容量は周波数のほぼ2乗に比例して変化するが、直流電界に対する値より 20 kHz において 0.001 ppm 弱増加するにすぎない。

静電電圧計の電極間静電容量の周波数依存性は電極系が特殊な形状をもち、電界が複雑な三次元の広がりをもつので計算できない。著者は、静電形交直流電圧比較器の本体であるトルク平衡式静電電圧計の入力静電容量を、この電圧計と形状・寸法が著しく異なる電極系をもつ標準空気コンデンサの静電容量と比較し、その周波数依存性を実験的に検討した(付録[I]参照)。それによると、同電圧計の入力静電容量は 20 kHz 以下において周波数に無関係に直流値に等しいと見なせる。ただし、この測定の実験誤差は 1.9 ppm であった。偏流式静電電圧計は一般に多房形になっていて、この実験に用いた電圧計の電極系を多くて10個程度並列に接続したものと電気的に等価である。従

第6図 ガード・リング形コンデンサのモデル

Fig. 6. Model of guard-ring type capacitor.

って、その接続部のインピーダンスが電極間インピーダンスに対して無視できるならば、静電電圧計の電極の形状・寸法の影響による交直差を α_c として、 α_c は上述の実験結果により 20 kHz 以下においては無視できる。すなわち、

$$\alpha_c \approx 0 \text{ (ppm)} \quad (\text{ただし確率誤差 } 2 \text{ ppm}) \quad \dots\dots\dots (14)$$

7. 電極面に吸着した水分の誘電特性の影響

静電電圧計の電極面に吸着した水分は電極面に近い層では固相を示し、その外側では液相を示すであろう。これらのうち、固相部分は酸化被膜による影響と同様に扱え、それによる交直差は十分小さいと考えられる。これに反して、液相部分はコンデンサの複合誘電体の一部をなすとも考えられる。いま、これらの部分の厚さを t_1', t_2' とし、間隔を l 、真空の誘電率を ϵ_0 、液相部分の水および電極面の空気の比誘電率を ϵ_w, ϵ_a とすると、面 $F'-M'$ 間の単位面積あたりの静電容量 C' は次式で与えられる。

$$C' = \epsilon_0 \left(\frac{l}{\epsilon_a} + \frac{t_1'}{\epsilon_w} + \frac{t_2'}{\epsilon_w} \right) \quad \dots\dots\dots (15)$$

(15)式において可聴周波以下では ϵ_a はほぼ1であり、 ϵ_w はほぼ80である。また t_1', t_2' は l に比較して十分小さいから、 C' は可聴周波以下の交流電界と直流電界に対して同一値をもつ。従って、吸着水分の誘電特性による静電電圧計の交直差を α_d とすると、 α_d は次のように見なせる。

$$\alpha_d \approx 0 \text{ (ppm)} \quad \dots\dots\dots (16)$$

ただし、電極面に油膜ができていると、その影響は(15)式で与えられ、かつ、大きくなることも考えられる⁽⁹⁾。電極面を清浄に保つことは重要である。

8. 使用する電源の出力電圧の波形ひずみの影響

静電電圧計への入力には交・直流とも電子式安定化電

第 7 図 電極に吸着した水分の影響

Fig. 7. Influence of absorbed moistures on electrodes.

源により与えられ、交流電圧はひずみ率 1% 以下の正弦波交流電圧であり、直流電圧は 50 μ V (実効値) 程度の雑音およびリプルを含むであろう。

静電電圧計は入力電圧の実効値を指示し、周波数特性が優れているから、上記の程度のひずみ率をもつ交流電圧に対してはその実効値を正しく指示する。しかし、入力が直流電圧であるときには、その直流分を V_d 、雑音およびリプルの実効値を ΔV_d として、ほぼ

$$V_d \left\{ 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta V_d}{V_d} \right)^2 \right\}$$

を指示する。従って、入力電圧の波形ひずみによる静電電圧計の交直差を α_r とすると、

$$\alpha_r = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta V_d}{V_d} \right)^2 \quad \dots\dots\dots (17)$$

となるから、普通に静電電圧計で測定できる電圧の下限を 10 V としても、 $\Delta V_d = 50 \mu$ V (実効値) ならば

$$\alpha_r \approx 0 \text{ (ppm)} \quad \dots\dots\dots (18)$$

である。また、 $V = 100$ V のとき $\Delta V_d = 140$ mV なら α_r は 1 ppm より小さい。

9. 総合的な検討

これまでの考察の結果を一括して第 1 表に示す。同表のうち、導線・つり線などのインピーダンスの影響 α_i および電源電圧の波形ひずみの影響 α_r は理論的・実験的に明らかである。表面電位差の影響 α_p 、酸化被膜の影響 α_f および吸着水分の影響 α_d については適切な実験方法がなかったため、理論的考察にとどめた。これらのうち α_p は本来大きな値をもつが、従来から採用されている測定法、すなわち直流入力電圧は転極して 2 回の測定を行なう方法により十分小さくすることができる。電極の形状・寸法などの影響 α_c は計算できず、また正確に交直差の知られたコンデンサ

第 1 表 静電電圧計の交直差の評価

Table 1. Evaluation of AC-DC difference of electrostatic voltmeter.

原 因	記号	大きさ (ppm)	備 考
表面電位差	α_p	$ \alpha_p \ll 1$	確率誤差 2 ppm 弱
酸化被膜	α_f	$0 < \alpha_f < 1$	
導線・つり線のインピーダンス	α_i	$\begin{cases} -1 < \alpha_i < 0, \\ f \leq 5.8 \text{ kHz} \\ \alpha_i \approx -5, \\ f = 20 \text{ kHz} \end{cases}$	
電極の形状・寸法	α_c	$\alpha_c \approx 0$	
電極に吸着した水分などの誘電特性	α_d	$\alpha_d \approx 0$	
電源電圧の波形ひずみ	α_r	$\alpha_r \approx 0$	

交直差の総合値 α_s $-5 \text{ ppm} < \alpha_s < 1 \text{ ppm}$, 確率誤差 2 ppm
ただし、 $f = 20 \text{ Hz} \sim 20 \text{ kHz}$

交直差の決定値 α_s $\alpha_s = 0 \text{ ppm}$, 不正確さ 10 ppm
ただし、 $f = 20 \text{ Hz} \sim 20 \text{ kHz}$

もなかったので、静電形交直流電圧比較器に使われたトルク平衡式静電電圧計の入力静電容量と、この電圧計とは全く異なる電極構造を持つ精密コンデンサの静電容量の周波数特性の相互比較により決定した。これは静電容量の周波数依存性が小さいと考えられる2個の互いに著しく異なる構造を持つコンデンサについて、実測した周波数依存性の差がある狭い範囲内であれば、それぞれの静電容量の周波数依存性もその範囲をはずれる可能性は少ないであろうことを根拠にしている。

これまでの考察を総合すると、静電電圧計の交直差を α_s として、 α_s は 20 kHz 以下では次式で与えられる。

$$-5 \text{ ppm} < \alpha_s < 1 \text{ ppm}$$

ただし、 α_c を決定する実験の 3σ 値が 6 ppm 弱であったことを考慮すると、次式のように表わせるであろう。

$$\alpha_s \approx 0 \text{ (ppm)} \text{ (ただし、不正確さ } 10 \text{ ppm)} \\ \dots\dots\dots (19)$$

(19)式に示された精密静電電圧計の交直差が ± 10 ppm の範囲内にあるであろうことは、交直差がこれより正確に決定されている標準器を用いて実験的にも証明することが望ましい。しかし、この交直差は現状では交直流電圧比較に最も高い精度を持つと言われている熱電形交直流電圧比較器 (TVC) の交直差とはほぼ同程度であり、上記の実験に使える標準器はない。一方、偏読式静電電圧計は精密なものでも分解能は 50 ppm 程度であるから、たかだか 10 ppm の交直差に関する実験には使えない。静電形交直流電圧比較器 (SVC) は、付第4図に示すように実質的にはトルク平衡式静電電圧計そのものである。従って、第1表に示した静電電圧計の交直差は導線などのインピーダンスに関する α_i を除いて SVC にも適用できる。 α_i に関しては SVC には制御用電圧計素子や前置回路が付加されているが、計算結果は(12)式と全く同形の式になる。なお、(12)式の入力静電容量 C_{FM} をこの論文では一般性を持たせるために 50 pF 以下としたが、SVC の実測値は 14 pF である。しかし、この相違の α_i に対する影響は無視できる。また、入力が 20 V より高いとき 10 ppm より高い分解能を持つ。

以上の理由により、高精度静電電圧計の代表例として SVC を選び、その交直差を付録〔Ⅱ〕に述べるように TVC の交直差と相互比較した。実験は 60 Hz～4 kHz において行なわれ、その周波数範囲内では SVC の交直差が ± 10 ppm の範囲内にあるであろうことが示された。これまでの考察によると、4～20 kHz にお

いて SVC が 4 kHz 以下におけるより大きな交直差を持ち、 ± 10 ppm の範囲を超えることはなかった。以上の二点を総合して、SVC の交直差は 60 Hz～20 kHz において ± 10 ppm の範囲内にあるであろうと結論された。これは(19)式の成立を示す一つの実験例であると言えよう。

10. む す び

交流電圧精密測定用静電電圧計の交直差は一般に

(1) 厚い酸化被膜のできぬ電極または表面を金めっきした電極を用いる。また、その表面は清浄に保つ。

(2) 湿度が 40～60%，温度変動が $\pm 1^\circ\text{C}$ 程度に調節された実験室内で使用する。

(3) 入力静電容量を 50 pF より小さくする。接続導線は可能な限り短くし、一部の市販品に見られる保護抵抗の使用は避ける。

(4) 直流入力電圧を転極して得た二つの測定値の平均を直流入力電圧値として用いる。

などの条件が満たされるならば、商用周波～可聴周波において不正確さ 10 ppm を見込んで 0 ppm であると見なせる。この結論は皮相的には「静電電圧計は交直両用計器である」と古くから言われてきたことを追認したに過ぎぬが、従来より十分綿密な検討を経たものである点に意義があるであろう。また、静電電圧計の精度は上の結論によると交直差よりも分解能によって制限されているのが現状である。従って、精度の向上には分解能の向上を欠かせぬが、それには前述の静電形交直流電圧比較器のようにトルク平衡方式の採用が有効な手段である。

終わりに、この研究を行なうにあたり、多大のご援助をいただいた元電子技術総合研究所標準計測部長 菅野 允博士 (現、玉川大学)、同所電気標準研究室長 平山 宏博士、共同実験の結果を引用させていただいた同研究室 岩本俊一氏をはじめ、ご協力いただいた同研究室員諸氏に深く感謝する。

(昭和 50 年 1 月 20 日受付、同 50 年 5 月 30 日再受付)

文 献

- (1) R.S. Spilsbury, et al.: JIEE 89-II, 132 (1942)
- (2) W.H. Smith, et al.: Proc. Instn Elect. Engrs 101-II, 465 (1954)
- (3) 山崎・緒方: 電気試験所彙報 29, 786 (昭 40)
- (4) 岩村: 交流標準の研究 No. 673, 11 (昭 42)
- (5) C.C. Paterson, et al.: JIEE 51, 294 (1913)
- (6) 北原・渡辺: 界面電気現象 p. 21 (昭 47) (共立出版)
- (7) 飯田, 他: 物理定数表 p. 143 (昭 44)
- (8) 飯島: 電気試験所彙報 20, 820 (昭 31)
- (9) B.D. Inglis: IEEE Trans. Instrum. Meas. IM-24, 133 (1975)

付 録

(I) 静電形交直流電圧比較器の入力静電容量

静電形交直流電圧比較器に用いた象限電位計の電極は付第1図のように構成されている。固定電極 A, B は半径 45 mm, 厚さ 4 mm の黄銅平板 2 板をそれぞれ四分割し, 上下に平行に対向させた。極板の支持には熔融水晶柱を用いた。可動電極 N は厚さ 0.1 mm のアルミニウム板を扇形部分の半径を 25 mm, 中心角を 50° にして型抜きして作り, その中心部に薄肉のアルミニウム管を垂直に固定して可動軸とした。固定・可動両電極と可動軸には全面に金を蒸着した。つり線は長さ 200 mm の 48 番燐青銅ストリップを用い, その上端は熔融水晶柱を用いて支持した。可動軸の上端およびつり線の下端にかぎ形のつり金具を取付け, これらをかみ合せて可動電極をつった。これらの電極系は可動電極の角変位の観測用窓を除いてほとんど完全に閉じた金属容器内に収めてある。

このような象限電位計の電極 $N-A$ 間の静電容量 C_{NA} を標準可変コンデンサの静電容量 C_s と比較した。比較に用いた標準可変コンデンサは付第2図のように, 電極 E を回転させて電極 $H-L$ 間の静電容量を h の変化量に比例して変化させることができる。電極は表面をすべて金めっきしてある。比較は 0.5~20 kHz の範囲で三巻線形変成器ブリッジの一辺において置換法によって行なった。 $(C_{NA}-C_s)/C_s$ の周波数依存性の測定値を, 0.5 kHz における値を基準として付第3図に示した。 C_{NA} および C_s を構成する電極の形状・寸法は互いに著しく相違しているにもかかわらず

付第1図 象限電位計の構成
app. Fig. 1. Construction of quadrant-electrometer.

らず, 両者の周波数依存性の差が図示のように小さいことから, 両者の周波数依存性そのものが小さいと考えられる。この考え方は 0.5 kHz 以下の周波数帯に延長できるから, 電極の形状・寸法の影響による C_{NA} の交直差は商用周波~可聴周波の範囲で 0 ppm であると考えられる。ただし, その確率誤差は 1.9 ppm であるから, 不正確さは 6 ppm 弱である。

(II) 熱電形および静電形の交直流電圧比較器の交直差 熱電形交直流電圧比較器 (TVC) と静電形交直流電圧比較器 (SVC) の交直差を付第4図のようにして比較した。使用した TVC は絶縁材真空熱電対の熱線に油そう中に入れた倍率器を直列接続したもので, これに交・直流電圧を交互に印加したときの熱電対の起電力が一定値になるように, 交・直流入力電圧を調整する。SVC は象限電位計の電極 $N-A$ 間を比較用素子, $N-B$ 間を制御素子として使い, 比較用素子は TVC と並列接続し, 交・直流入力電圧に対応して象

付第2図 Zickner 式可変コンデンサ
app. Fig. 2. Zickner type variable capacitor.

付第3図 $(C_{NA}-C_s)/C_s$ の周波数依存性
app. Fig. 3. Frequency dependency of $(C_{NA}-C_s)/C_s$.

付第4図 SVC と TVC の比較
app. Fig. 4. Comparison of SVC and TVC.

限電位計を平衡させるに要する光電変換ブリッジの出力 v_{fa} および v_{fd} を測定する。こうすると、両比較器の交直差の差 $\Delta\alpha$ に関して次式が得られる。

$$\Delta\alpha = \alpha_T - \alpha_S \simeq \frac{V_{fa} - V_{fd}}{V_r} - (\alpha_{T0} - \alpha_{S0})$$

.....(付1)

ただし、 α_{T0}, α_{S0} : それぞれ TVC および SVC の補正可能な交直差, α_T, α_S : それぞれ TVC および SVC の値を確定できないので、補正不能な交直差ならびに未知の交直差

とする。(付1)式で α_{T0} には真空熱電対のトムソン効果による交直差および倍率器の抵抗値の交直差が含まれるが、 α_{S0} は零と見なせる。

比較の結果を α_{T0} を補正して付第5図に示す。これによると、 $\Delta\alpha$ は ± 10 ppm の範囲内にある。ただし、その確率誤差は 10 ppm であるが、これは使用した電源電圧の変動に主要な原因があると考えられる。TVC

付第5図 $\Delta\alpha$ の周波数依存性

app. Fig. 5. Frequency dependency of $\Delta\alpha$.

と SVC とは全く異なる原理によっているから、両者の交直差 α_T, α_S の原因も著しく異なる。それにもかかわらず、 $\Delta\alpha$ が ± 10 ppm の範囲内にあるので、 α_T, α_S ともに 4 kHz 以下では ± 10 ppm の範囲内にあると見なしてさしつかえなからう。更に、 α_S は 4~20 kHz において理論的には 4 kHz 以下における値と異なる値をとらない。従って、 α_S は 20 kHz 以下において ± 10 ppm の範囲内にあると考えられる。