抵抗絶対測定用直角相ダブルブリッジ装置

正員 西 中 英文 (電総研)

正員 信 太 克 規 (電総研)

1. 緒 言

物理量の基本単位として、長さ (m)、質量 (kg)、時間 (s)、電流 (A)、熱力学温度 (K)、光度 (cd) および物質の量 (mol) の七つを選び、これらを基本として組立てた単位系が国際単位系 (SI) である。このように、国際単位系では電流 A を独立量として選ぶことを定めている。このことは、力学量と電磁気量の理論的關係を通じて、真空の透磁率 μ_0 を指定することを意味する。従って、A の大きさは他の力学量と無関係に定義しても差し支えないはずであるが、そうすると、 μ_0 の値を $4\pi \times 10^{-7}$ と定めたこれまでの MKS 単位系とは、 μ_0 の値が異なる数値となり不自然となる。このため、実際には μ_0 の値を $4\pi \times 10^{-7}$ であるとして、電気単位があたかも力学量の誘導単位であるかのような形で導かれる。このように電気諸量について、力学量との統一を保って定める電気単位を絶対電気単位と呼び、このように定義された電磁気量を定める測定を絶対測定という。また、電気の基本単位である A、V、 Ω の SI 単位は絶対測定を通じてのみ得られるものである。

抵抗単位 Ω の絶対測定の研究は、重要な研究課題として古くから世界の主要な国立標準研究所で行われてきた。しかし、従来の方法である寸法測定からその値を理論的に求めることができる、相互インダクタまたは自己インダクタによる抵抗絶対測定からは、抵抗単位を実用的に確立、維持するまでには至らなかった。ところが、クロスキャパシタと呼ばれる電極寸法の測定から理論的に静電容量を求めることができる特殊なコンデンサの発見以来⁽¹⁾、 10^{-8} のオーダーの高精度

の静電容量値が得ることができるまでに至った⁽²⁾。これに伴って、このクロスキャパシタを用いる抵抗絶対測定の研究もまた著しい進展をみせ、我が国の抵抗標準も昭和 52 年 1 月 1 日よりクロスキャパシタによる抵抗標準への移行⁽³⁾が行われ、現在に至っている。

しかし、近年、量子ホール効果⁽⁴⁾から得られる基礎物理定数 h/e^2 の値を基準とする新しい抵抗標準が提案された。このため、現在クロスキャパシタの静電容量を基準とする抵抗絶対測定システムを用いて、 h/e^2 の SI 値の精密測定の研究が、日 (ETL)⁽⁵⁾、英 (NPL)⁽⁶⁾、仏 (LCIE)⁽⁷⁾、豪 (NML)⁽⁸⁾、米 (NIST)、西独 (PTB) などにおいて進められている。

当所における抵抗絶対測定システム⁽⁹⁾において、本論文の主題となる直角相ダブルブリッジ装置は、クロスキャパシタの長さ測定によりその値が求められたコンデンサと時間 (s) の標準を用いて、抵抗器の値を求めるための装置であり、このシステムの中心的役割を果たすものである。しかし、他の関連測定装置と比較すると測定精度が悪く、この本装置の精度向上は急務であった。

本論文では、 h/e^2 の SI 値を高精度で測定するために開発した新方式の直角相ダブルブリッジ装置について、その改良点、誤差評価、測定結果などについて報告する。

2. 原 理

直角相ブリッジは、図 1 の原理図に示すように一種の周波数ブリッジである。平衡条件は

$$\omega CR = 1 \dots\dots\dots (1)$$

で、抵抗値 R は静電容量 C と測定角周波数 ω から容易に求めることができる。しかし実際には、図 1 に示すような振幅が等しくかつ位相差が正確に直角であるような理想的電源を得ることは困難である。そこで、理想的電源を必要としない Cutkosky によるダブルブ

Quadrature Double Bridge System for Measurement of the Absolute Ohm. By Hidefumi Nishinaka, Member & Katsunori Shida, Member (Metrology Fundamentals Division, Electrotechnical Laboratory).

西中英文：正員，電子技術総合研究所基礎計測部
信太克規：正員，電子技術総合研究所基礎計測部

リッジ法を基本的に用いている。図2にその原理図を示した。

平衡時の正相電源 V_1 に対して、逆相電源 V_2 および直角相電源 V_3 が理想的でなく、振幅、位相に若干のずれがあるものとして、

$$\frac{V_2}{V_1} = -(1 + \alpha + j\beta) \dots\dots\dots (2)$$

$$\frac{V_3}{V_1} = j(1 + Z) \dots\dots\dots (3)$$

で表されるとすれば、平衡条件は次の二式で与えられる。

$$\omega C_1 = \frac{(1 + Z)}{R_{1\omega}(1 - j\theta_1)} \dots\dots\dots (4)$$

$$\omega C_2(1 + Z) = \frac{1 + \alpha + j\beta}{R_{2\omega}(1 - j\theta_2)} \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 C_1 : コンデンサ C_1 の容量、 C_2 : コンデンサ C_2 の容量、 $R_{1\omega}$: 抵抗器 R_1 の角周波数 ω での抵抗値、 $R_{2\omega}$: 抵抗器 R_2 の角周波数 ω での抵抗値、 θ_1 : 抵抗器 R_1 が等価的にキャパシティブであるとしたときの ω における位相角、 θ_2 : 抵抗器 R_2 が等価的にキャパシティブであるとしたときの ω における位相角、 α : V_2 の V_1 に対する比誤差、 β : V_2 の V_1 に対する位相角、 Z : V_3 の V_1 に対する振幅と位相角の誤差

図1 直角相ブリッジの基本回路
Fig. 1. Basic circuit of quadrature bridge.

図2 直角相ダブルブリッジの基本回路
Fig. 2. Basic circuit of quadrature double bridge.

ここで、(4)式および(5)式から次式が得られる。

$$\omega^2 C_1 C_2 = \frac{1 + \alpha + j\beta}{R_{1\omega} R_{2\omega} (1 - j\theta_1)(1 - j\theta_2)} \dots\dots\dots (6)$$

$\alpha, \beta, \theta_1, \theta_2$ はそれぞれ 10^{-3} より小さくすることが可能であり、三次の項を省略し、実数部と虚数部について平衡条件式を求めると次式となる。

$$R_{1\omega} R_{2\omega} = \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} \{1 + \alpha - \theta_1 \theta_2 - (\theta_1 + \theta_2)\beta - \theta_1^2 - \theta_2^2\} \dots\dots\dots (7)$$

$$\beta + (\theta_1 + \theta_2)(1 + \alpha) = 0 \dots\dots\dots (8)$$

従って、(7)式の右辺の各項を測定することにより、抵抗器の交流におけるSI抵抗値を求めることができる。

3. 直角相ダブルブリッジ装置

抵抗絶対測定システムの中心的役割を果たす直角相ダブルブリッジ装置の構成図を図3に示す。

〈3・1〉 入力電源 周波数シンセサイザの出力周波数に同期する同期発振器の出力が、直角相ダブルブリッジの入力電源に使用される。この周波数シンセサイザの周波数はルビジウム周波数標準器によって校正され、その校正精度は 1×10^{-8} である。測定に使用される周波数は、 $1,591.55 \text{ Hz}$ ($\omega = 10^4(1 + 3.58 \times 10^{-7}) \text{ rad/s}$) である。

〈3・2〉 ブリッジ電圧回路 V_1, V_2, V_3 が、直角相ダブルブリッジ回路を構成する電圧源になる。ここで、 V_2, V_3 は、 V_1 に対して逆相および直角相であり、また振幅はほぼ同じである。

互いに逆相の電圧は、1:1の互いに密結合したレシオ変成器⁽¹⁰⁾の分圧巻線を用いることにより容易に

図3 直角相ダブルブリッジ装置の構成図
Fig. 3. Block diagram of quadrature double bridge.

図 4 二段変成器分圧器の構造

Fig. 4. Construction of two-stage ratio transformer.

得ることができる。しかし、このレシオ変成器は構造上、二巻線形にすると磁氣的結合に必要な励磁電流が、また従来の装置に用いた三巻線形にすると負荷を接続したことによる負荷電流が、それぞれ分圧巻線に流れる。このため、分圧巻線の漏れインピーダンスの影響により巻数比に比例した正確な電圧が得られない。そこで、極力、分圧巻線に電流が流れないような構造とするため、二段変成器分圧器⁽¹¹⁾⁽¹²⁾を用いて分圧巻線を得るようにした。

二段変成器分圧器の構造を図 4 に示した。試作した二段変成器分圧器は 2 個の鉄心と二つの一次巻線よりなり、磁心には外径 80 mm、内径 60 mm、厚さ 10 mm の高透磁率をもつスーパーマロイのコアを、また線材には直径 0.3 mm のエナメル線を使用した。一つの一次巻線は励磁巻線として使用し、一つの磁心に磁束の分布が一樣になるように磁心いっぱい線材を巻き、更にこの上に絶縁のために綿テープを巻いたものである。残りの一次巻線は分圧巻線として使用し、二つの磁心に同時に 10 本の線をより線にして巻き、このより線を順次直列に接続していったものである。励磁巻線と分圧巻線の巻数はそれぞれ 300 ターンとした。

このような構造をもつ二段変成器分圧器の等価回路を図 5 に示した。實際上、分圧巻線には励磁電流 i_2 が流れるが、その大きさを求めると次式となる。

$$i_2 = \Delta e / (z_2 + z_3 + Z_3) \\ = e \cdot z_1 / (z_1 + Z_1)(z_2 + z_3 + Z_3) \dots \dots \dots (9)$$

ただし、 e ：入力電圧、 Z_1 ：励磁巻線の励磁インピーダンス、 z_1 ：励磁巻線の漏れインピーダンス、 Z_3 ：分圧巻線の入力インピーダンス、 z_2, z_3 ：分圧巻線の漏れインピーダンス

図 5 二段変成器分圧器の等価回路

Fig. 5. Equivalent circuit of two-stage ratio transformer.

図 6 二つの演算増幅器による積分回路

Fig. 6. Double operational amplifier integral circuit.

ここで、 $z_1 \ll Z_1, z_2 + z_3 \ll Z_3$ であるため、 i_2 は次式となる。

$$i_2 = e \cdot z_1 / Z_1 \cdot Z_3 \dots \dots \dots (10)$$

Z_1 および Z_3 は、通常高インピーダンスにすることが可能であり、實際上、分圧巻線に流れる励磁電流 i_2 は極めて小さな値となり、漏れインピーダンスの巻数比に及ぼす影響を除去できる。

また、図 5 の $a-b$ 間に負荷を接続した場合でも、その負荷電流は分圧巻線に流れず、巻数比に対する漏れインピーダンスの影響を除去できる。

従来の装置より、より安定で、かつ高精度な直角相電圧を得るために、基本的には図 6 に示したような active 回路⁽¹³⁾を用いた。演算増幅器による二つの積分回路の入力電圧には同一電源の電圧 e_1 を使用する。そして、演算増幅器 A_1 を用いた積分回路の出力電圧を 1:1 比をもつトランスを介して演算増幅器 A_2 のフィードバック回路にフィードバックさせてやる。こ

図 7 等価回路
Fig. 7. Equivalent circuit.

れによって、演算増幅器 A_2 の積分回路の出力電圧はこのフィードバックされた電圧とほぼ等しくなり、演算増幅器 A_2 のみによる出力電圧が強制的に零に近づく。このため、等価的にこの回路のループ電圧利得が $A_1 A_2$ となり、出力電圧の誤差要因である演算増幅器 A_2 の入力側に存在する残留電圧 ε の大きさを、 $1/A_1 A_2$ とすることができる。なお、演算増幅器 A_1 , A_2 は、電源周波数約 1,592 Hz において 60 dB 程度の電圧利得を有しているものを用いた。

この active 回路の等価回路を示すと図 7 のようになる。 e_0' は演算増幅器 A_1 の積分回路による出力電圧であり、 e' は演算増幅器 A_2 の出力電圧であるから、次の二式で与えられる。

$$e_0' = -e_1 \left(\frac{1}{j\omega C_1 R_1} \frac{1}{1 + (1/A_1 \beta_1)} \right) \dots\dots\dots (11)$$

$$e' = -A_2 \varepsilon \dots\dots\dots (12)$$

ただし、

$$\beta_1 = \frac{j\omega C_1 R_1}{1 + j\omega C_1 R_1}$$

次に、加算点 P における電流の総和は零となるから、次の等式が成り立つ。

$$\begin{aligned} (e_1 - \varepsilon)/R_2 &= j\omega C_2 (\varepsilon - e_0) \\ &= j\omega C_2 (\varepsilon - e' - e_0') \\ &= j\omega C_2 \left(\varepsilon + A_2 \varepsilon + \frac{1}{j\omega C_1 R_1} \right. \\ &\quad \times \left. \frac{1}{1 + (1/A_1 \beta_1)} e_1 \right) \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

これより、出力電圧 e_0 の誤差要因となる残留電圧 ε の大きさを求めると次式が得られる。

$$\varepsilon = \frac{1}{j\omega C_2 R_2} \left(\frac{1 - \frac{C_2 R_2}{C_1 R_1} \frac{A_1 \beta_1}{1 + A_1 \beta_1}}{1 + A_2 + \frac{1}{j\omega C_2 R_2}} \right) e_1 \dots\dots\dots (14)$$

ここで、 $\omega C_1 R_1 = \omega C_2 R_2 = 1$, $C_1 = C_2$, $R_1 = R_2$ とすると次式となる。

$$\varepsilon = \frac{1}{j} \left\{ \frac{(1-j)}{(1-j+A_1)(1-j+A_2)} \right\} e_1 \dots\dots\dots (15)$$

上式を展開し、 $A_1, A_2 \ll A_1 A_2$ の条件を用いると、 ε の大きさはオーダ的に次式となる。

$$\varepsilon = - \left(\frac{1}{A_1 A_2} + j \frac{1}{A_1 A_2} \right) e_1 \dots\dots\dots (16)$$

よって、等価的に残留電圧 ε が極めて小さくなり、出力である直角相電圧の振幅と位相角の誤差を、およそ 10^{-6} のオーダとすることができた。

〈3・3〉ブリッジ回路 比較に用いる C および R は、測定時に周囲温度の変化の影響を受けにくくするため、流動パラフィンの入ったアルミのケース内に収納してある。なお、実際のブリッジ回路と測定法については次章で詳述する。

〈3・4〉平衡検出器 直角的ダブルブリッジは一種の周波数ブリッジであるから、電源の高周波成分や商用周波数によって妨害を受けやすい。このため、検出器にはブリッジ出力信号の S/N を良くするために、High Q の圧電音差や周波数選択増幅器を用いて、極力、周波数帯域幅を狭めている。更には Phase Sensitive Detector を用いて検出を行っている。得られた検出感度は 0.04 ppm であった。

4. 実際のブリッジ回路と測定法

今回新しく開発した直角相ダブルブリッジの完全な回路図を図 8 に示した。ただし、静電シールド関係は図が複雑となるので省略してある。基本的には、接続用同軸ケーブルの外部導体に電位が生じないように考慮して接続し、同軸ケーブルの線間容量を通じて検出器の接地側に流れ込む漏れ電流を除去することにより、直角相ブリッジの平衡が影響されないようにした。

抵抗器 R_1, R_2 は、周波数特性が小さくなるように考慮された、マイカの板に抵抗線を巻いた 100 kΩ の交流抵抗器であり、コンデンサ C_1, C_2 は乾燥窒素ガス入り平行平板コンデンサで 1 nF である。三回の平衡検出は、一台の検出器をスイッチで切換えることによってなされる。

この直角相ダブルブリッジの測定手順としては、以下のようである。

(1) まず初めに、交流抵抗器 R_1 と標準コンデンサ C_1 の比較を行うため、検出器をスイッチによって D_1 側に接続する。そして、この検出器 D_1 の平衡調整は、可変レシオ変成器 T_1, T_2 の出力を分圧比 n_1, n_2 で調整することにより行う。

(2) 次に、交流抵抗器 R_2 と標準コンデンサ C_2

図 8 新方式の直角相ダブルブリッジ装置の回路

Fig. 8. Complete circuit of new quadrature double bridge system.

の比較を行うため、検出器をスイッチによって D_2 側に切換える。この検出器 D_2 の平衡調整は、可変レシオ変成器 T_3, T_4 の出力を分圧比 n_3, n_4 で調整することにより行う。

(1)項と(2)項の平衡操作において、ブリッジ回路の電源として必要な直角相電圧が active 回路より得られているため、従来の装置と比べるとより安定となり、測定系への直角相電圧の変動による影響を極めて軽減させることができた。また、ブリッジ回路を平衡させるために必要な調整電流を、ブリッジ回路の外部より補償しているため、(1)項と(2)項の平衡調整が相互に干渉することなく、従来の装置と比べて非常に容易な平衡調整が可能となった。

(3) 最後に、主レシオ変成器 T_0 の比 α および β の校正を行う。交流抵抗器 R_1, R_2 を短絡し、可変レシオ変成器 T_1, T_2 および直角相電源 $(+jV)$ をブリッジ回路から切離す。そして、検出器をスイッチによって D_2 側に接続し、標準コンデンサ C_1 と C_2 の比較測定を行う。検出器 D_2 の平衡調整は、可変レシオ変成器 T_3, T_4 の出力を分圧比 n_3, n_4 で調整することにより行う。

以上のブリッジの平衡操作から、実際のブリッジの平衡条件は、(2), (3)式の条件を用いて次の二式で与えられる。

$$\omega C_1(1+Z) = \frac{1}{R_1(1-j\beta)} + n_1\Delta G + jn_2\omega\Delta C \quad (17)$$

$$j\omega C_2(1+\alpha+j\beta) + n_3\Delta G' + jn_4\omega\Delta C' = j\frac{1}{R_2(1-j\theta_2)}(1+Z) \quad (18)$$

ただし、 $n_1 \sim n_4$: 可変レシオ変成器 $T_1 \sim T_4$ の分圧比の読み値、 $\Delta C, \Delta C'$: 補償回路のコンデンサの容量、 $\Delta G, \Delta G'$: 補償回路の抵抗器のコンダクタンス

ここで、(17)式と(18)式から三次の項を省略すると次式が求まる。

$$R_1R_2 = \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} \frac{1+A+jB}{1+C} \quad (19)$$

ただし、

$$A = m_1 + (1+m_1)(\alpha+m_4) - m_2\theta_2 + (\beta-m_3)(\theta_1+\theta_2+m_2) - \theta_1^2 - \theta_2^2$$

$$B = m_1\theta_2 + (1+\alpha+m_4)(\theta_1+\theta_2+m_2) + (1+m_1)(m_3-\beta)$$

$$C = 2(\alpha+m_4) + (\alpha+m_4)^2 + (\beta-m_3)^2$$

$$m_1 = n_1R_1\Delta G, \quad m_2 = n_2\omega R_1\Delta C$$

$$m_3 = \frac{n_3\Delta G'}{\omega C_2}, \quad m_4 = \frac{n_4\Delta C'}{C_2}$$

實際上, $\alpha, \beta, \theta_1, \theta_2, m_1 \sim m_4$ は 10^{-4} のオーダーの値となり, 10^{-8} のオーダーの精度を考慮すると, 実数部と虚数部の平衡条件は次式で与えられる。

$$R_1 R_2 = \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} \frac{(1+A)}{(1+C)} \approx \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} (1+A-C-AC+C^2) \quad (20)$$

$$\frac{B}{1+C} \approx B-BC=0 \quad (21)$$

すなわち, 次式で表すことができる。

$$R_1 R_2 = \frac{1}{\omega^2 C_1 C_2} \{ (1-\alpha + (1-\alpha)m_1 - (1+m_1)m_4 - m_2\theta_2 - \theta_1\theta_2 + (\beta-m_3)(\theta_1+\theta_2+m_2+m_3-\beta) + (m_4+\alpha)^2 - \theta_1^2 - \theta_2^2) \} \quad (22)$$

$$m_1\theta_2 + (1-\alpha-m_4)(\theta_1+\theta_2+m_2) + (1+m_1-2\alpha-2m_4)(m_3-\beta) = 0 \quad (23)$$

従って, (22)式の右辺の各項を測定することにより, 交流抵抗器 R_1, R_2 の SI 抵抗値が測定角周波数 ω と静電容量 C_1, C_2 から導かれることになる。

5. 誤差評価と測定結果

直角相ダブルブリッジ装置における誤差要因と誤差の大きさを表 1 に示した。総合誤差 (RSS) としては, すべての誤差の 2 乗和の平方根で誤差を与えた場合である。総合誤差として 0.10 ppm が得られたが, これは従来の装置の総合誤差 0.17 ppm と比較すると, 今まで本論文で述べてきた種々の改良によって, 新しく開発した本装置は精度的に相当向上したもので

あるといえる。なお, 種々の改良点については以下があげられる。

(1) 正相, 逆相電源を得るために二段変成器分圧器を用いたこと。

(2) 直角相電源を得るために active 回路を用いたこと。

(3) ブリッジを平衡させるための調整電流をブリッジ回路の外部より得られるようにしたこと。

(4) 接続用同軸ケーブルの外部導体に電位が生じないように配線を考慮したこと。

(5) 比較する C と R を油槽に収納したこと。

この本装置による測定結果を図 9 に示した。 $R_1 R_2 = 10^{10}(1+\varepsilon \times 10^{-6})$ とした場合の ε を求めたものである。測定周波数は約 1,592 Hz, C と R を収納してある油槽の温度は約 18.5°C, 室温 19.20°C $\pm$ 2/100°C, 入力圧は約 30 V であった。なお, C_1, C_2 の値は, 比較測定を行う前に別の測定装置を用いて校正を行っている。また (22)式において, 抵抗器 R_1, R_2 の位相角 θ_1, θ_2 についても別の測定法で求めることができ, R_1

表 1 誤差要因と誤差
Table 1. Estimation of the uncertainties.

要 因	誤差 (ppm)
測定値のばらつき (1 σ)	0.04
測定周波数	0.01
交流抵抗器の位相角	0.01
分圧比の誤差 α	0.02
位相角 β	< 0.01
D_1 の補償回路の不確かさ	0.07
D_2 の補償回路の不確かさ	0.06
総合誤差 (RSS)	0.10

図 9 測定結果
Fig. 9. Measurement results.

の位相角 θ_1 は 0.23×10^{-3} rad/s および R_2 の位相角 θ_2 は 0.24×10^{-3} rad/s であった。

5 回の測定より、各回ごとの測定値 ε の平均値が最大 0.4 ppm 程度の幅で変化しているが、これは比較する C と R の周囲温度が変化したためと考えられる。しかし、この各回ごとの ε の値の変化は h/e^2 の SI 値を求める過程において、実用上ほとんど問題とはならず、測定精度に関与してくるのは各回ごとの測定中における測定値のばらつきである。

測定結果より、本装置の測定値のばらつきは 1σ で 0.04 ppm となり、従来の装置の測定値のばらつき 1σ で 0.10 ppm と比較すると、本装置により極めて安定な測定が可能になったことがわかった。

また、以上のような本装置を用いた新しい抵抗絶対測定システムによって、 h/e^2 の SI 値を求めてみると $25,812.8064 \Omega_{SI}$ が得られた。

6. 結 言

基礎物理定数 h/e^2 の SI 値を高精度で決定するためには、クロスキャパシタの静電容量を基準とする抵抗絶対測定システムが必要である。このシステムの中心的役割を果たすのが直角相ダブルブリッジ装置である。本論文では、この装置の測定精度を上げるべく行った種々の考案および改良法について述べてきた。これらについてまとめると以下のようである。

(1) 正相、逆相電圧を得るために、二段変成器の二つの一次巻線のうち一つを分圧巻線に用いたことにより、励磁電流および負荷電流が分圧巻線に流れず、巻線比に対する漏れインピーダンスの影響が除去できたこと。

(2) 直角相電圧を得るために、active 回路を用いたことにより高精度・高安定の直角相電圧が得られ、測定系への直角相電圧の変動による影響が極めて軽減されたこと。

(3) ブリッジ回路を平衡させるために必要な調整電流を、ブリッジ回路の外部から補償してやることにより、二つの平衡操作が相互に干渉することなく独立に調整可能となったこと。

(4) 接続用同軸ケーブルの外部導体に電位が生じないように配線を考慮し、同軸ケーブルの容量を通じて流れる漏れ電流により、ブリッジの平衡が影響されなくなったこと。

(5) 比較する C と R を油槽に収納し、測定中に周囲温度の変化の影響を受けにくくしたこと。

以上の改良により、本装置の総合誤差は 0.10 ppm

となり極めて小さくすることができた。また、本装置を用いた新システムにより h/e^2 の SI 値を測定した結果、 $25,812.8064 \Omega_{SI}$ が得られた。

以上、従来の装置より、総合誤差を小さくするという所期の目標は達成することはできたが、回路構成は多少の差異があるにせよ、他の国の装置と比較するとやや総合誤差が大きく、現在、更にこれを小さくすべく検討を進めている。

しかし、 h/e^2 の値を基準とする新しい抵抗標準の確立には、本装置の開発は大きな意義があったものと確信する。

最後に、本研究は愛知技術短期大学 五十嵐隆士教授 (元、電総研標準計測部室長、工博) の発案によるものであることを明記すると共に、本論文の執筆にあたり active 回路について終始御討論いただいた塚田正修同研究室主任に深く感謝いたします。更に、電源の製作にあたっては、総研電気(株) 三須啓三氏をはじめ関係各位に厚くお礼申し上げる。

(昭和 63 年 7 月 28 日受付、同 63 年 12 月 27 日再受付)

文 献

- (1) A. M. Thompson & D. G. Lampard: "A New Theorem in Electrostatics and its Application to Calculable Standards of Capacitance", *Nature*, **177**, 888 (1956)
- (2) R. D. Cutkosky: "New NBS measurements of the absolute Farad and Ohm", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **IM-23**, 305 (1974)
- (3) 五十嵐・西中・村上: 「クロスキャパシタを用いる抵抗絶対測定」, 電気学会電子計測研資, EM-77-26 (昭 52)
- (4) K. Vom. Klitzing, et al.: "New method for high accuracy determination of the fine-structure constant based on quantized Hall resistance", *Phys. Rev. Lett.*, **45**, 494 (1980)
- (5) K. Shida, et al.: "Determination of the Quantized Hall Resistance Value by Using a Calculable Capacitor at ETL", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **IM-36**, 214 (1987)
- (6) A. Hartland, et al.: "The Relationship Among the SI ohm, the ohm at NPL, and the Quantized Hall Resistance", *ibid.*, **IM-36**, 208 (1987)
- (7) F. Delahaye, et al.: "Absolute Determination of the Farad the ohm and the Measurement of the Quantized Hall Resistance $R_H(2)$ at LCIE", *ibid.*, **IM-36**, 205 (1987)
- (8) G. W. Small: "Twenty Years of SI Ohm Determinations at NML", *ibid.*, **IM-36**, 190 (1987)
- (9) 西中・村上・五十嵐: 「抵抗絶対測定システム」, 電総研彙報, **42**, No.5 (昭 53)
- (10) 五十嵐: 「最近の精密変成器ブリッジ」, 計測と制御, **8**, 25 (昭 44-3)
- (11) T. Nakase: "Isolated-Section Inductive Divider and its Self-Calibration", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, **IM-19**, 312 (1970)
- (12) T. A. Deacon & J. J. Hill: "Two-stage Inductive Voltage Dividers", *IEEE Proc. Instn. Elect. Engrs.*, **115**, 888 (1968)
- (13) R. D. Cutkosky: "Active and Passive Direct Reading Ratio set for the Comparison of Audio-Frequency Admittance", *J. Res. NBS*, **68C**, 227 (1964)