UDC 621.317.727.1.001.2: 621.317.326

論文

51-B 58

インパルス電圧測定用密閉形分圧器の設計と製作

東京大学 加藤 正 平
 東京大学 河野 照 哉
 古河電気工業(株) 丸 山 義 雄
 古河電気工業(株) 菊 地 幸 司

1. はじめに

高電圧機器の絶縁や放電現象の研究では、印加電圧の値と波形を知るために分圧器を必要とする。多数の研究者によって種々の形式や分圧器の開発が進められてきた。最近回路素子の回路技術の発達によって分圧器の出力を入力とする測定器（オシロスコープ、波高電圧計など）は、数 10 MHz 以上の周波数帯域のものを利用できるようになっている。そこで分圧器にも測定器に対応した周波数帯域が要求される。また、放電研究分野でも、ns の立ち上りのインパルス電圧による絶縁破壊やその過程の研究に適したものが望まれてきた。さらに、レーザや核融合、加速器の研究にも秀れた応答特性の分圧器を必要としている。このような背景から、Creed 氏⁽¹⁾、Zaengl 氏⁽²⁾、原田氏、河村氏ら^{(3)~(6)}によって、1 MV 以上のインパルス電圧を応答時間 10 ns 前後で測定できる分圧器が開発されている。

分圧器単体の応答特性については一応満足できる状態になっているが、応答特性以外に近接物体による応答特性の変化と、誘導雑音の問題がある。この 2 点はともに、近接物体や雑音源から分圧器までの距離を十

分大きくすれば解決する問題ではあるが、実際には高電圧実験ホールなどの空間が限定される場合が多く、また分圧器の接続線が長くなるための応答特性の変化などから近接物体や雑音源の影響を受けない秀れた応答特性を示す分圧器が望まれる。我々は、このような分圧器として分圧器を金属でシールドした密閉形分圧器について研究し、シールドによる対地容量増加に基づく抵抗分圧器の応答特性の悪化を改善する方法について報告した⁽⁷⁾。しかし、最適な分圧器構成や応答特性の限界の理論解析は不明であり、実験も小形のモデルによるものにすぎなかった。今回、前報⁽⁷⁾に示したいくつかの方法のうち、抵抗分圧器と容量分圧器を使用した分圧法を周波数分割法と名づけ、その応答特性の理論解析を行ない、更に応答時間 10 ns 以下で 1 MV のインパルス電圧を測定できる密閉形分圧器を実現できたので以下に報告する。

2. 周波数分割形分圧器の応答特性

通常の抵抗分圧器では、抵抗と対地間の容量による応答特性の悪化を避けるために、電界分布と抵抗分布の同一化⁽⁹⁾⁽¹¹⁾、抵抗体の縮小化による対地容量の減少⁽¹⁾⁽⁴⁾、対地容量の影響を受けにくい高電圧部で分圧信号を得る方法⁽⁴⁾⁽⁶⁾、低電圧回路で応答特性を改善する方法⁽⁷⁾⁽¹²⁾等が採用されているが、密閉形分圧器に適用することは構造上、あるいは応答特性の点から難しい。そこで、我々は小容量分圧器の分圧信号を抵抗分圧器の分圧信号に加算することによって秀れた応答特性の分圧器が得られることを明らかにした⁽⁷⁾。この方法は周波数領域で考えると、低周波数帯域の分圧器と

A Design of Shielded Voltage Divider for Impulse Voltage Measurement. By Shohei Kato, Member, Teruya Kouno, Member (University of Tokyo) Yoshio Maruyama, Member, & Koji Kikuchi, Member (The Furukawa Electric Co., Ltd.)

加藤正平：正員，東京大学工学部

河野照哉：正員，東京大学工学部

丸山義雄：正員，古河電気工業株式会社

菊地幸司：正員，古河電気工業株式会社

第1図 等価回路

Fig. 1. Equivalent circuit.

高周波数帯域の分圧器に一つの分圧器を分けていることとなる。そこで、この分圧方式を周波数分割形分圧方式に呼ぶことにする。秀れた応答特性の周波数分割形分圧器にするためには、各分圧器間に一定の条件を必要とし、応答特性の限界が存在することを明らかにする。

〈2・1〉 容量分圧器の残留インダクタンスが無視できる場合 小容量分圧器を付加した密閉形抵抗分圧器の等価回路は第1図のようになる。分圧器を同軸構造とすれば、対地容量 C は一樣に分布すると見なすことができる。容量分圧器の残留インダクタンスが無視できるとすれば、容量分圧器信号 u_c と抵抗分圧信号 u_r を加算し1に規格化した直角波応答は次のようになる。

$$u(t) = u_c + u_r = \exp(-t/T_1) u_1(t - T_d) + 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \exp(-n^2 \pi^2 t/T_0) \quad (1)$$

$$u_1(t) = \begin{cases} 1 & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}, \quad T_d: \text{遅延時間}$$

$$T_0 = R_t C_t, \quad T_1 = (C_1 + C_2)(R_1 + R_2)$$

$$R_t: \text{全抵抗}, \quad C_t: \text{全対地容量}$$

応答時間 T_R は

$$T_R = \int_{T_d}^{\infty} \{1 - u(t)\} dt = \frac{T_0}{6} - T_1 - T_d \quad (2)$$

となる。 T_R を0とするには、

$$T_0/6 = T_1 + T_d$$

とすればよいが、その波形は望ましいものとはいえない。すなわち、(1)式を種々の T_d 、 T_1 について示すと第2図のようになり、立ち上りは良くても波頭部分に凹凸が生じてしまう。そこで、この凹凸を最小にして平坦に最も近く、しかも応答時間を最小にする条件を種々の T_1 、 T_d について調べたところ、

$$\left. \begin{aligned} T_1 &\approx 0.1 T_0 \\ T_d &\approx 0.045 T_0 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

の関係が成立することがわかった。この場合の波形を第2図に実線で示す。立ち上り直後の谷がまだ存在し

第2図 密閉形分圧器の直角波応答

Fig. 2. Calculated step response of shielded voltage divider.

ているが、次のように容量分圧器の残留インダクタンスによってなくなる。

〈2・2〉 残留インダクタンスがある場合 小容量

のコンデンサでたとえ極板が小さくても、少なくともその幾何学形状の2倍の距離の電圧伝搬時間の間は、サージインピーダンスを有する伝送線路と考えられるため残留インダクタンスが存在する。残留インダクタンス L_R を C_2 と R_1 に直列に含んだ等価回路(第1図破線部)で、周波数分割形分圧器の直角波応答を求めると、

$$u(t) = u_c(t) u_1(t - T_d) + 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \exp(-n^2 \pi^2 t/T_0) \quad (4)$$

$$u_c(t) = \begin{cases} \exp(-t/\tau_e) \sin \omega_f t, & R < 2\sqrt{\frac{L_R}{C_1 + C_2}} \\ t \exp(-t/\tau_e), & R = 2\sqrt{\frac{L_R}{C_1 + C_2}} \\ \exp(-t/\tau_e) \sinh \omega_h t, & R > 2\sqrt{\frac{L_R}{C_1 + C_2}} \end{cases}$$

$$R = R_1 + R_2, \quad \tau_e = 2L_R/R$$

$$\omega_f^2 = \frac{1}{L_R(C_1 + C_2)} - \left(\frac{R}{2L_R}\right)^2, \quad \omega_h^2 = -\omega_f^2$$

(4)式を図示すると第3図のようになり、 L_R がある

第3図 密閉形分圧器の直角波応答 (残留インダクタンスがある場合)

Fig. 3. Calculated step response of shielded voltage divider with residual inductance.

ことによって立ち上がりは悪くなる。特に R が小さい場合には振動が発生してしまう。 R が大きい場合には、第2図で現われた波頭部の谷はなくなる。この点は残留インダクタンスが存在することが好ましいが、立ち上がりも悪くなって応答時間が大きくなる欠点がある。したがって、応答時間を小さくするためには残留インダクタンスを小さくすることが望ましい。

以上の解では、抵抗分圧器を理想的な RC 線路と考えているが、インダクタンスが存在する場合には、オーバシュートが起きない程度のインダクタンスであれば、 RC 線路の応答と大差ない⁽¹⁶⁾ から問題は無い。しかし、いずれにしてもインダクタンスは種々の振動の原因となるため、できるだけ小さいことが望ましい。

〈2.3〉 接続線がある場合 分圧器を使用して高電圧を測定する場合、分圧器の高電圧端子から被測定端子まで、数m以上の長さの接続線を必要とする。接続線は必ずしも理想的な無損失無ひずみ伝送線路ではないために波形の変わいによる応答特性の変化の原因となる⁽¹⁰⁾⁽¹³⁾。また、接続線と分圧器のサージインピーダンスの不整合によって応答特性が悪化する。接続線伝搬中の変わいは分圧器のみならず電圧発生回路をも含めた高電圧測定システムの問題であるから、本論文では、不整合による応答特性悪化のみについて述べる。

接続線は無損失無ひずみ伝送線路と考え、第4図のような配置において、直角波電圧を接続線のサージインピーダンス Z_0 に等しい制動抵抗 R_d を通して印加する。周波数分割形分圧器では、応答時間を 1ns 以下にすることも可能であるから⁽⁷⁾、応答時間が零の理想的な直角波応答を示すとする。容量分圧器は小容量であるため、接続線から見たインピーダンスは抵抗分圧器のみを考え、高電圧端子電圧に比例した電圧が分圧信号となる。直角波電圧を印加した時の分圧信号を

第4図 接続線がある分圧器直角波応答測定配置

Fig. 4. Arrangement for measuring response characteristics.

第5図 接続線がある場合の直角波応答
Fig. 5. Step response of ideal divider with lead wire.

規格化してラプラス変換式で示すと次式のようになる。

$$U(S) = \frac{\sqrt{r^2/T_0 S + k^2}}{\cosh \sqrt{T_0 S + T_0 t_d^2 S^2}} * \frac{\sinh \sqrt{T_0 S + T_0 t_d^2 S^2}}{\sqrt{r^2/T_0 S + k^2} \sinh \sqrt{T_0 S + T_0 t_d^2 S^2}} \times \frac{r+1}{r} \cdot \frac{1}{S} \dots \dots \dots (5)$$

$$k = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{L_r}{C_t}}, \quad t_d = \frac{\sqrt{L_r C_t}}{T_0}, \quad r = \frac{R_t}{Z_0}$$

L_r : 抵抗分圧器のインダクタンス

応答時間は

$$T_R = \frac{4 T_0 - 9 T_0 t_d^2}{6(1+r)} \dots \dots \dots (6)$$

となる。 $U(S)$ の時間関係は解析的に求めることは困難であるため、数値計算で逆変換すると第5図のようになる。これより、抵抗分圧器に残留インダクタンスがある RLC 線路である方が、完全な RC 線路より立ち上りが早いことがわかる。しかし、 RC 線路であっても応答時間の増加は、抵抗分圧器の応答時間 $T_0/6$ と比較すればはるかに小さなものである。これまでの抵抗分圧器では、応答特性が悪いために接続線と分圧器のサージインピーダンスの不整合による応答特性の悪化はほとんど問題にならなかったが、nsの応答時間を有する周波数分割形分圧器では、大きな問題となる。たとえば、10k Ω の抵抗体で、 T_0 が 300ns であれば、接続線のサージインピーダンスは 200~400 Ω であるから、(6)式より T_R は 4~8ns となってしまふ。

この問題の解決法としては、第5図からわかるように通常の分圧器とは逆に抵抗分圧器の応答に振動が生じない程度にインダクタンスが存在することである。このためには高サージインピーダンス構造⁽⁸⁾にすることも考えられる。しかし、インダクタンスは抵抗要素間の容量と共振回路を形成し振動を発生し易いため困難な方法といえる。

3. 1 MV インパルス電圧測定用密閉形分圧器

前章の理論に基づき、1 MV の急しゅん波、ならびに標準雷インパルス電圧測定用密閉形分圧器（分圧比 10,000 : 1）を設計、製作した。

〈3・1〉 構造 抵抗体を中心軸上に置いた同軸構造をしており、構造図を第 6 図、外觀図を第 7 図に示す。抵抗体は、直径 120 mm のアクリル円筒に直径 0.1 mm のニクロム線をエアトンペリー巻きしたもので長さ 1 m、抵抗値 10.5 k Ω である。ニクロム線は標準雷インパルス電圧印加時に分圧比の変化が 3% 以下になるように選定した。導体材質は、外部シースに鉄を使用し、内部の一部と高電圧導体などにアルミニウム、真ちゅうを使用している。

容量分圧器は中心導体と外部シース間に中間電極を設置した構成になっている。中間電極の残留インダクタンスをできるだけ小さくするとともに絶縁上、電界強度をできるだけ小さくするために円板状の電極にした。中心導体と電極間で高電圧側コンデンサを、電極と外部シース間で、低電圧側コンデンサを形成している。容量分圧器の負荷抵抗 500 Ω とケーブルの整合抵抗 50 Ω は、中間電極の支持導体に直結している。容量分圧器から分圧器下部の出力端子までは、同軸ケーブルを使用し、信号の伝達とともに遅延回路を形成する。加算回路は抵抗回路⁽⁷⁾を使用し出力ケーブル終端に設置してある。

〈3・2〉 電界設計 本器のように抵抗体を金属でシールドする構造では、これまでの分圧器より電界が大きくなり、コロナ放電や絶縁破壊が生じる危険性が高い。絶縁破壊はもちろんのこと、コロナ放電であっても分圧器の応答特性を悪くする⁽¹³⁾ので、1 MV の電圧を印加しても発生しない必要がある。したがって従来のシールド抵抗分圧器の電界⁽⁹⁾と違った意味において精確な電界を知る必要がある。

そこで我々は数値計算によって電界分布を求め、適切な電界設計を行なった。種々の電界計算法の中で、ブッシングがあること、しかもジグザグ状の複雑な形状をしていること。また、抵抗体における電位降下が境界条件として与えられることから、2nd order の有限要素法を使用した。ただし、有限要素法では無限遠の境界条件（無限遠で電位が零になること）は取り扱えないため、有限の境界を設定するが、その境界上の電位として電荷重畳法で求めた値を使用した。電荷重畳法では、複雑な形状の電極や誘電体境界の電界を計算することはかなり難かしいが、境界面から離れた点

第 6 図 構造図

Fig. 6. Structure of voltage divider.

第 7 図 分圧器の外観

Fig. 7. Appearance of voltage divider.

の計算には便利なためである。抵抗体表面の電位降下を一定と仮定し、その電位を境界条件として与え、が

第 8 図 等電位線図

Fig. 8. Equipotential curves.

いしの比誘電率を 5.5, 印加電圧を 1MV として求めた等電位線図を第 8 図に示す。分圧器内部の最大電界強度は 136kV/cm であり, 高電圧導体の A 点で発生している。ブッシング表面の最大電界強度は 22.4kV/cm で B 点で発生している。高電圧導体と抵抗体の接続部は導体側で 77kV/cm で半径方向の電界であり, 抵抗体表面では 10kV/cm であり軸方向の電界である。

以上の電界でコロナ放電や絶縁破壊を生じないようにするために分圧器内部は, SF₆ ガスをガス圧 2.5 kg/cm²・g で絶縁する。この場合の極限電界強度⁽¹⁴⁾は 301kV/cm 以上であるから, 第 6 図の構造は 1MV を印加しても静電界としては安全である。

以上は抵抗体の電位降下が時間的にも空間的にも一定であるとして求めた静電界である。しかし印加電圧は進行波となって抵抗体に印加されるため静電界より高くなる場合がある。そこで抵抗体の表面電界を, 抵抗体を RC 線路として求めると次のようになる。ただし, 印加電圧を

$$v(t) = V_p \{1 - \exp(-t/T_2)\} \quad \dots\dots\dots (7)$$

とする。

$$E(x, t) = \frac{V_p}{l} \left\{ 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \exp(-n^2 \pi^2 t / T_0) / (1 - n^2 \pi^2 T_2 / T_0) - \sqrt{T_0 / T_2} \cos \sqrt{T_0 / T_2} \cdot \exp(-t / T_2) / \sin \sqrt{T_0 / T_2} \right\} \quad \dots\dots\dots (8)$$

x : 高電圧側からの距離, l : 抵抗体の長さ

第 9 図は $x=0$ における電界の変化を示したものであり, 比較的早く定常電界になる。第 10 図はピーク電界 E_p と x の関係を示したもので, 高電圧側境界で最大になる。第 11 図は E_p と T_2/T_0 の関係を示したものであり, T_2 が小さい。すなわち, 印加電圧の時間的な変化が大きいほど大きくなる。第 6 図のような同軸構造の場合 T_0 は約 400ns 程度であり, 1MV のさい断波の立ち下り時間を 30ns とすれば $T_2/T_0 \approx 0.1$ となり, 過渡的表面電界強度は静的な場合より最大 200% 増加する。抵抗体の静的表面電界は 10kV/cm であるから過渡的にもかなり安全といえる。

以上のように過渡的にも静的に分圧器内部の電界は SF₆ ガス 2.5kg/cm²・g 絶縁時の極限電界より低く,

第 9 図 過渡表面電界波形

Fig. 9. Transient surface electric field wave of resistor.

第 10 図 抵抗体各部の最大過渡電界

Fig. 10. Maximum electric field along the resistor.

第 11 図 最大過渡表面電界と印加電圧、
時定数の関係

Fig. 11. Relation of maximum surface electric field of resistor and time constant of applied voltage.

1MV の電圧にも耐える電界設計となっている。しかし、電極表面の局所的な凹凸による電界上昇が発生する可能性もあるため、分圧器の製作にあたっては滑らかな表面になるように十分な注意を払う必要がある。

このような数値計算による静的電界と進行波理論に基づいた過渡的電界から電界設計を行なう方法は、分圧器に限らず一般の高電圧機器の電界設計にも有効と考えられる。

〈3.3〉 応答特性 第 4 図に示す配置で直角波応答を測定した。アース板には幅 1m の鉄板を使用し、制動抵抗は 300Ω であり分圧器から垂直壁までの水平距離を 5m にして帯域 300MHz のオシロスコープで測定した直角波応答を第 12 図に示す。応答時間は約 5ns である。抵抗分圧器の応答時間は約 70ns であり同軸構造の対地容量と抵抗値から求まる理論値とよく一致している。容量分圧器の応答波形には減衰振動が重畳しているが、これは残留インダクタンスによるためである。応答時間 5ns は、小型の周波数分割形分圧器⁽⁷⁾より大きいが、この原因は前章で述べた容量分圧器の残留インダクタンスと接続線があるためと考えられる。今後さらに容量分圧器の残留インダクタンスの低減や抵抗分圧器の縮小化によって応答時間を小さくできる可能性がある。

すでに述べたように、近接物体の影響やギャップ放電による誘導雑音の低減を目的として分圧器を密閉構造にしている。近接物体による応答特性、分圧比への影響は見られず第 1 の目的は達成された。誘導雑音の低減効果を調べるために、周波数分割形分圧器の抵抗

(a) 分圧器出力

上: 容量分圧器, 下: 抵抗分圧器

(b) 各分圧器波形

第 12 図 分圧器の直角波応答

Fig. 12. Step response of voltage divider.

(a) 測定配置

(b) 応答波形

第 13 図 誘導雑音

Fig. 13. Noise measurement.

体と同一構造で抵抗値 12kΩ の抵抗体を低電圧部のみをシールドして第 13 図(a)の方形ループ配置で制動抵抗 300Ω にて直角波応答を測定した。(b)図は得られた直角波応答を示したものであり、立ち上がり部分に誘導雑音の振動⁽¹¹⁾が重畳している。同じ配置で密閉形分圧器の直角波応答は第 12 図と同じく立ち上がり部分に振動は見られない。また第 13 図と同じ配置で水平距離を 1m にしても密閉形分圧器にはこの振動は見られなかった。誘導雑音は分圧器の応答特性を変化さ

せ、さい断時間の測定の誤差になる可能性があり⁽¹⁰⁾、できるだけ低減する必要がある。誘導雑音源（インパルス電圧発生器や放電ギャップなど）から分圧器までの距離を大きくとれば低減されるが、本分圧器のように密閉されていれば、近距離でも使用でき、接続線による波形変わりも少なくすることができる。

標準雷インパルス全波電圧と、これを棒ギャップでさい断した電圧を印加して絶縁特性を調べたが、出力信号には異常が見られず、コロナ放電も発生していないことを確認し、1MV まで使用できることがわかった。

4. ま と め

分圧器に必要な周波数帯域を分割し、各々の周波数帯域をその帯域に適した分圧器によって分圧信号を得る周波数分割形分圧器の特性について、容量分圧器と抵抗分圧器を使用する場合を解析した。その結果、次のことが明らかになった。

(1) 抵抗分圧器の立ち上り特性と、容量分圧器の減衰特性によって、分圧器の応答特性は大きく変化する。良好な応答特性にするために必要な各分圧器の応答特性を決める回路定数の関係が明らかになった。また、抵抗分圧器の分圧信号が容量分圧信号より遅れるため、容量分圧信号に必要な遅延時間も明らかになった。

(2) 容量分圧器の残留インダクタンスが無視できる場合には、良い立ち上り特性を示すが、立ち上り直後に小さな谷を示す直角波応答になる。この小さな谷は容量分圧器の残留インダクタンスと抵抗を考えることによってなくすることができる。しかし、立ち上り特性は悪くなり、応答時間が大きくなる。さらに残留インダクタンスが大きくなると減衰振動が立ち上り直後に重畳した直角波応答になる。

(3) 応答時間が0で立ち上り特性も良い分圧器を抵抗分圧器と容量分圧器で構成できたとしても、被測定端子と分圧器入力端子間に接続線を使用する場合、接続線と分圧器、特に抵抗分圧器のサージインピーダンスの不整合によって応答時間が大きくなる。入力抵抗10k Ω の抵抗分圧器を使用する場合、応答時間が数ns大きくなる。接続線を使用しない分圧器単体では、nsの応答時間を有することも可能な本分圧方式では、容量分圧器の残留インダクタンスとともにサージイン

ピーダンスの不整合は密閉形分圧器の応答時間を制限する要因となる。しかし、抵抗分圧器の残留インダクタンスが存ることによって応答時間の増加は低減されることが明らかになった。

以上の結果と、有限要素法と進行波理論に基づいた詳細な電界解析に基づいて、SF₆ ガス絶縁を行なって応答時間10ns以下で1MVのインパルス電圧を測定できる密閉形分圧器を製作できた。密閉形抵抗分圧器では対地容量のために応答特性が悪いが、周波数分割分圧方式によって従来の開放形抵抗分圧器以上の秀れた応答特性の密閉形分圧器が実現された。

なお、この分圧器の入力抵抗は10.5k Ω であるため、熱容量の点から1MVでは標準雷インパルス程度の継続時間のインパルス電圧を対象としている。開閉インパルス電圧から交流電圧、直流高電圧まで測定可能な分圧器が開発されているが⁽¹⁵⁾、密閉形分圧器でも今後抵抗値を増大することによって、さらに継続時間の長い電圧まで使用できるようにすることが期待される。

最後に、分圧器の製作に関してご援助いただいた古河電工(株) 田畑稔雄氏をはじめとする、関係各位に深く感謝の意を表します。

(昭和50年6月26日受付)

文 献

- (1) F. C. Creed & M. M. C. Collins: IEEE Trans. Commun. Electronics **82**, 11, 621 (1963)
- (2) W. Zaengl: Bull. SEV **56**, 7, 282 (1965)
- (3) T. Harad & T. Itami: IEEE Trans. Power Apparatus Syst. **PAS-85**, 5, 1192 (1966)
- (4) T. Harad, et al: IEEE Trans. Power Apparatus Syst. **PAS-90**, 3, 1407 (1971)
- (5) T. Harad, et al: IEEE Trans. Power Apparatus **PAS-90**, 2, 2247 (1971)
- (6) T. Harad, et al: IEEE Trans. Power Apparatus Syst. **PAS-91**, 2, 494 (1972)
- (7) 河野・加藤: 電気学会論文誌 **93-B**, 191 (昭 45-5)
- (8) 河野: 昭46電気学会全国大会 No. 909
- (9) 河野: 電学誌 **81**, 423 (昭 36-3)
- (10) Electra **35** (1972)
- (11) J. H. Hagenguth: Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs **56**, 67 (1937)
- (12) F. A. Fisher: Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs **77**, 9, 411 (1958)
- (13) F. C. Creed, et al: IEEE Trans. Power Apparatus Syst. **PAS-86**, 11, 1408 (1967)
- (14) 宅間・渡辺: 電学誌 **90**, 1381 (昭 45-7)
- (15) 原田, 他: 昭50電気学会全国大会 No. 1298
- (16) 絶縁試験法ハンドブック(電気学会) (昭 46)