

Two-stage型誘導分圧器の校正と不確かさ評価

中村 安宏*

(平成17年2月15日受理)

Calibration and uncertainty estimation of a two-staged inductive voltage divider

Yasuhiro NAKAMURA

Abstract

Inductive voltage dividers (IVDs) are widely employed in the field of precision impedance measurements, such as capacitance measurements, at audio frequency range. For calibration of ratio of the IVD, many techniques have been reported in the past thirty years. Among these, the method developed by A. M. Thompson is one of the best ways to calibrate the IVD with an accuracy of order of 1 in 10^9 . We have established the IVD calibration system at NMIJ/AIST, based on the Thompson's method. This paper describes the details of measurement equipment and the estimations of uncertainties in the calibration of a two-staged IVD.

1. はじめに

誘導分圧器 (Inductive Voltage Divider: IVD) とは、電磁誘導現象を利用して入力電圧を高精度に分圧する機器である。具体的にはパーマロイ等の高透磁率の磁気コアに、数十から数百ターン、銅線を巻いてコイルを作り、これにいくつかの巻数ごとに出力端子 (Tap) を設けたもので¹⁾、その巻数比に応じて入力電圧を極めて正確に分圧することができる。コイルの巻数比を変えるだけで容易に高精度な分圧が実現できることから、キャパシタンス・インダクタンス等の低周波インピーダンス標準の分野において、古くから誘導分圧器は無くてはならない重要な計測器のひとつになっている。このような背景から、誘導分圧器の標準は、現在、数ある直流・低周波電気標準の中でも重要な位置を占めており、CCEMの基幹比較 (Key comparison) のひとつにも挙げられている。

誘導分圧器の分圧比は、温度・湿度と言った、いわゆる環境からの影響を受けにくく、本質的に極めて安定である。特に、分圧器の構造をTwo-stage²⁾ (二段変成器) 型とし、さらに適切な箇所磁気シールドを挿入すれば、理想比 (Nominal ratio) からのずれを 1×10^{-7} 以下とすることもそれほど困難ではない。このためCCEM基幹比較をはじめとする国際比較には、通常、仲介器として

Two-stage型誘導分圧器が用いられる。つまり、当分野においては、Two-stage型誘導分圧器をどれだけ高精度に校正できるかというのが非常に重要な研究課題である。Two-stage型誘導分圧器の校正において、当所が世界主要国標準研究所と同等か、それ以上の精度を目指すには、1 kHzの周波数において、標準不確かさ 10^{-9} 台の校正を実現する必要がある。そこで、この精度でTwo-stage型誘導分圧器の校正を実現することを目的として研究を行った。分圧比の校正方法については、およそ30年前より研究が行われており、これまでにBootstrap法³⁻⁴⁾、Straddling法⁵⁻⁶⁾、Thompson法⁷⁻⁸⁾等いくつかの方法が提案されている。当所では、これらの中でも最も高精度な分圧比校正が期待できるThompson法を採用して校正装置を構築し、Two-stage型誘導分圧器の校正を行った。本稿ではその結果について報告する。

本稿ではまず、校正対象となるTwo-stage型誘導分圧器の製作方法およびその構造について具体的に記述する。次に、Thompson法の原理・校正回路について述べ、さらに校正装置について詳述する。最後に、製作したTwo-stage型誘導分圧器を、当所で開発した校正装置によって校正した場合の結果と不確かさについて述べる。

2. Two-stage型誘導分圧器の製作

当所において製作した誘導分圧器の構造を図1に示す。

* 計測標準研究部門 電磁気計測科

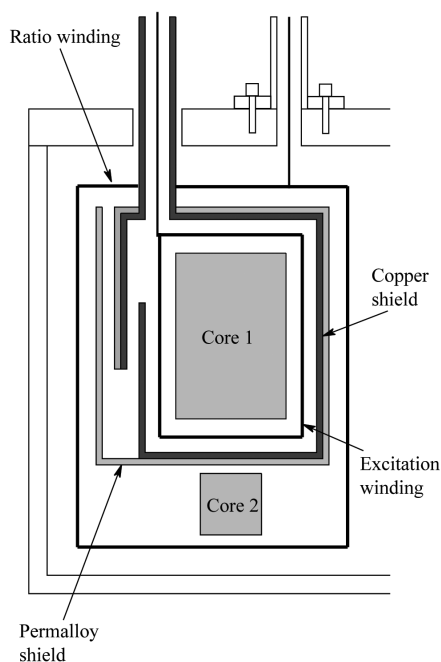


図1 Two-stage型誘導分圧器の構造

磁気コアとして、材質がパーマロイ、大きさが $100 \times 60 \times 30$ mm (外径×内径×厚さ)のトロイダル状のものを1段目のコア(Core 1)に用い、同じくパーマロイの $60 \times 45 \times 10$ mm トロイダルコアを2段目(Core 2)に用いて、Two-stageの手法²⁾によって分圧器を製作した。巻線にはホルマル銅線を用い、直径0.8 mmのものを励磁巻線(Excitation winding)に、直径1 mmのものを分圧比巻線(Ratio winding)に使用した。巻数は、励磁巻線に100回、分圧比巻線には10本撚り10回とした。これによって分圧比 $k/10$ ($k=1, 2, 3, \dots, 10$)のTwo-stage型誘導分圧器が実現できる。励磁巻線からの漏れ磁束を極力小さくするために、励磁巻線と分圧比巻線の間に、パーマロイと銅による磁気シールドを挿入した(共に板厚1 mm)。パーマロイシールドは、商用周波数から数 kHzの周波数帯において漏れ磁束の遮蔽に有効であり、また厚さ1 mmの銅板は数 kHz以上の高周波に対してシールド効果が期待できる。

また、分圧器はアルミダイキャスト製のケースに収められ、上部パネルには出力端子としてBPOコネクタがネジ止めされている。上部パネルには板厚6 mmの銅板を用い、導電率の向上と腐食の防止を目的として、全面に金メッキが施されている。製作された誘導分圧器の仕様を表1に、写真を図2に示す。

表1 Two-stage型誘導分圧器(SJ98003)の仕様

構成部品	寸法・巻数	材質	
コア	1段目	$100 \times 60 \times 30$ mm	パーマロイ
	2段目	$60 \times 45 \times 10$ mm	パーマロイ
シールド	内側	1 mm (板厚)	銅
	外側	1 mm (板厚)	パーマロイ
巻線	励磁巻線	100回	ホルマル銅線 (直径0.8 mm)
	分圧比巻線	10撚り×10回	ホルマル銅線 (直径1.0 mm)

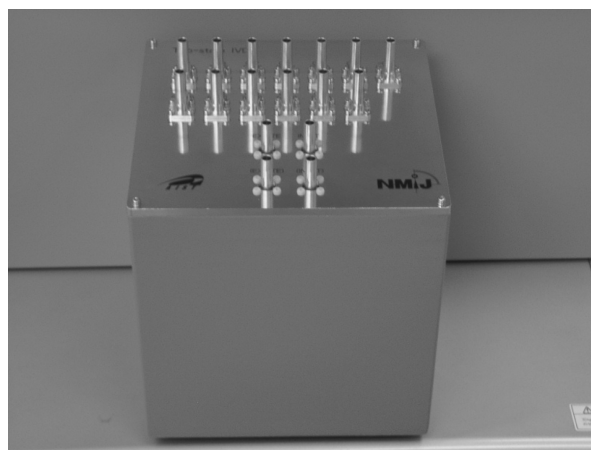


図2 Two-stage型誘導分圧器の外観

3. 校正方法 (Thompson法)

Thompson法に基づく誘導分圧器校正回路を図3に示す。図中、 IVD_1 は被校正誘導分圧器、 IVD_2 は電位調整用誘導分圧器であり、CTは校正用仲介トランスである。この手法は、いわゆる仲介トランスを使った積み上げ測定法(Built-up method)である。ただし、Thompson法では測定中、被校正誘導分圧器の各タップ電位は常に一定に保たれる。仲介トランスとの差電圧測定のために、被校正分圧器のタップ電位を変化させる手法⁹⁾に比べ、校正結果の信頼性は高い。

IVD_1 、 IVD_2 は共に、タップ0からタップ N までの $N+1$ 本のタップを持つ誘導分圧器(本稿では $N=10$)であり、これによって得られる分圧比 a_k は次式で定義される。

$$a_k = \frac{V_k - V_0}{V_N - V_0} = \frac{V_k}{V_N} \quad (3.1)$$

ただし、 $k=1, 2, 3, \dots, n-1, n, \dots, N$ であり、図3に示すように $V_0=0$ として測定する。また、CTは2次:1次比がおよそ1:Nとなるように設計されたトランスである。

CTの2次側(タップ x と y の間)に発生する電位差 $V_x - V_y$ を基準として、 IVD_1 のとなり合う二つのタップ間電位差 $V_n - V_{n-1}$ を、全タップについて順次比較測定することで、 IVD_1 の各タップにおける分圧比を求めることができる。

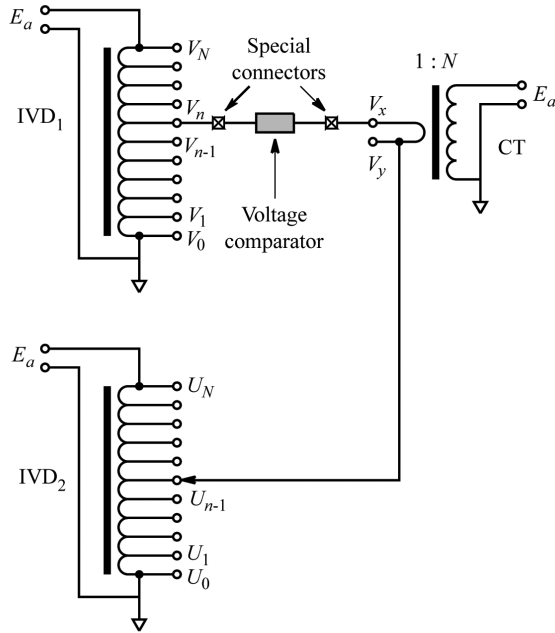


図3 誘導分圧器校正回路

具体的には、図3に示すように、まずCTのタップyとIVD₂のタップn-1を接続してyの電位 V_y を U_{n-1} だけ持ち上げる。このとき明らかに $U_{n-1} \approx V_{n-1}$ であることから、 $V_n \approx V_x$ および $V_{n-1} \approx V_y$ となる。この状態で V_n と V_x 、および V_{n-1} と V_y の、それぞれ僅かな電位差を測定する。この電位差を x_n 、 y_{n-1} とすると、

$$V_n - V_x = x_n \quad (3.2)$$

$$V_{n-1} - V_y = y_{n-1} \quad (3.3)$$

となる。この2式より、IVD₁のタップ間電位差 $V_n - V_{n-1}$ と基準電位差 $V_x - V_y$ との差は

$$(V_n - V_{n-1}) - (V_x - V_y) = x_n - y_{n-1} \quad (3.4)$$

で与えられる。一方、式(3.1)より

$$V_n = a_n V_N = a_n E_a \quad (3.5)$$

である。ここで、 E_a は共通電源からIVD₁、IVD₂、CTの、それぞれの入力端子に印加される入力電圧である(図3)。また、これらの回路がすべて線形回路であるとして、重ねの理が成り立つと考えると、CTにおいては、

$$V_x - V_y = a_r E_a + b_r U_{n-1} \quad (3.6)$$

と表せる。 a_r はCTの2次/1次比(すなわち $a_r \approx 1/N$)で

あり、 $b_r U_{n-1}$ はタップyの電位を $V_y \approx U_{n-1}$ とすることによって生じる $V_x - V_y$ の変化分を示す。式(3.6)から明らかのように、 b_r はCTの入力端子を短絡させた状態($E_a = 0$)で、IVD₂の接続タップ(電位 U_{n-1})を変えながら $V_x - V_y$ を測定することによって求めることができる。つまり、これらの測定結果から電位 U_{n-1} に対する $V_x - V_y$ の比例係数(ただし、 $E_a = 0$ のとき)を求めることによって b_r 値を得ることができる。

さて、式(3.5)、(3.6)を式(3.4)に代入すると、

$$(a_n - a_{n-1} - a_r) E_a = (x_n - y_{n-1}) + b_r U_{n-1} \quad (3.7)$$

の関係が得られる。IVD₁のすべてのタップに対して式(3.7)の関係を求めこれらの和をとると、

$$(a_N - a_0 - N a_r) E_a = \sum_{n=1}^N \{(x_n - y_{n-1}) + b_r U_{n-1}\} \quad (3.8)$$

となる。式(3.1)より、 $a_N = 1$ および $a_0 = 0$ であるから

$$a_r = \frac{1}{N} \left[1 - \sum_{n=1}^N \left\{ \left(\frac{x_n}{E_a} - \frac{y_{n-1}}{E_a} \right) + b_r \frac{U_{n-1}}{E_a} \right\} \right] \quad (3.9)$$

が求められる。これを式(3.7)に代入すると、

$$a_n - a_{n-1} = \left(\frac{x_n}{E_a} - \frac{y_{n-1}}{E_a} \right) + b_r \frac{U_{n-1}}{E_a} + \frac{1}{N} \left[1 - \sum_{n=1}^N \left\{ \left(\frac{x_n}{E_a} - \frac{y_{n-1}}{E_a} \right) + b_r \frac{U_{n-1}}{E_a} \right\} \right] \quad (3.10)$$

の関係を導出することができる。最後に、式(3.10)の両辺を $n=1$ から $n=k$ まで和をとることによって、

$$a_k = \sum_{n=1}^k \left\{ \left(\frac{x_n}{E_a} - \frac{y_{n-1}}{E_a} \right) + b_r \frac{U_{n-1}}{E_a} \right\} + \frac{k}{N} \left[1 - \sum_{n=1}^N \left\{ \left(\frac{x_n}{E_a} - \frac{y_{n-1}}{E_a} \right) + b_r \frac{U_{n-1}}{E_a} \right\} \right] \quad (3.11)$$

を求めることができる。さらに、

$$\frac{U_{n-1}}{E_a} \approx \frac{n-1}{N} \quad (3.12)$$

であるから、これを式(3.11)に代入すると、

$$a_k = \frac{k}{N} + \varepsilon_k \quad (3.13)$$

ただし、

$$\varepsilon_k = \sum_{n=1}^k \left(\frac{x_n}{E_a} - \frac{y_{n-1}}{E_a} \right) - \frac{k}{N} \sum_{n=1}^N \left(\frac{x_n}{E_a} - \frac{y_{n-1}}{E_a} \right) + \frac{k(k-N)}{2N} b_r \quad (3.14)$$

と求められる。ここで、 ε_k は理想比 k/N からのずれである。つまり、誘導分圧器の校正とは各タップについて、

ϵ_k を測定することである。

4. 電圧比較器

前節で述べたように、誘導分圧器の校正を行うには、 V_n と V_x 間、あるいは V_{n-1} と V_y 間に生じる僅かな電位差を高精度に測定する必要がある。本稿ではこの測定を行う機器を電圧比較器 (Voltage comparator) と呼ぶ (図3参照)。

電圧比較器は、同軸差動トランス (Coaxial difference transformer) の原理に基づいて構成されている⁷⁾。同軸差動トランスの基本回路を図4に示す。図中、端子A, Bが入力側であり、端子a, bが出力側である。1本の同軸ケーブルをトロイダル状のコアに数回巻き、ケーブルの内部導体 (Inner conductor) と外部導体 (Outer conductor) でトランスを構成する。ただし、図4に示すように外部導体の方 (通常シールド) は、ケーブル全長の丁度半分の箇所で切断し、切断箇所にリード線を付けてこれを出力端子に接続する。この様にして製作された差動トランスに入力電圧として V_A, V_B を、それぞれ端子A, Bに印加すると、出力側には以下に示すように、その差電圧 $V_A - V_B$ が現れる。

出力端子a, bに生じる電位をそれぞれ V_a, V_b とすると、容易に次の関係が導ける。

$$V_a = -\frac{V_A - V_B}{2} \quad (4.1)$$

$$V_b = \frac{V_A - V_B}{2} \quad (4.2)$$

この2式より

$$V_a - V_b = -(V_A - V_B) \quad (4.3)$$

となる。つまり、出力端子a-b間には、二つの入力電圧の差電圧が、符号が反転して現れることになる。しかし、これは同軸差動トランスが理想的に動作する場合であり、実際のトランスでは、式(4.1),(4.2)は次式のように表現される。

$$V_a = -\frac{V_A - V_B}{2}(1 + \epsilon_a) \quad (4.4)$$

$$V_b = \frac{V_A - V_B}{2}(1 + \epsilon_b) \quad (4.5)$$

ここで、 ϵ_a, ϵ_b はトランスの漏れ磁束等に起因する理想値からのずれを示す。従って、

$$V_a - V_b = -(V_A - V_B) \left(1 + \frac{\epsilon_a}{2} + \frac{\epsilon_b}{2} \right) \quad (4.6)$$

となる。一般に、トランスのコアにパーマロイ等の高透磁率の磁性材料を用いた場合、 ϵ_a, ϵ_b としてそれぞれ 10^{-3}

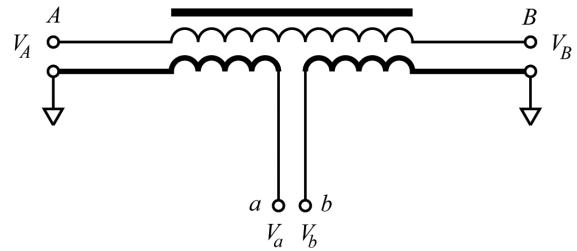


図4 同軸差動トランスの基本回路

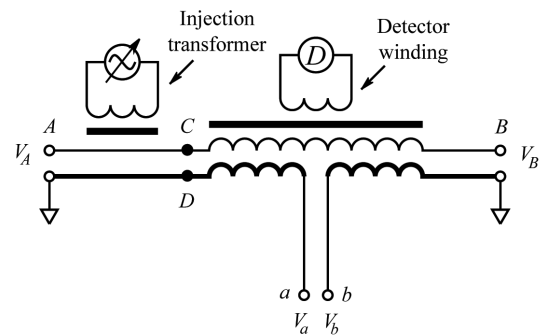


図5 電圧比較器の基本回路

のオーダーの値が予想される。つまり、同軸差動トランスを用いただけでの電位差測定では、 10^{-3} 位の精度が限界である。

そこで、図5に示すように同軸差動トランスのコアに、もう1つ別の巻き線 (検出器巻線: Detector winding) を加え、さらに入力端子の一方に、電圧注入トランス (Injection transformer) を挿入した構造を考える。ここで、検出器巻線は検出器に接続されており、また、電圧注入トランスによって、内部導体と外部導体の両方に、同時に等しい電圧を注入することができる。図5に示す二つの入力端子A, Bに電圧が加わると、その差電圧 $V_A - V_B$ によって検出器巻線に電圧が誘起され、これが検出器に出力される。次に、注入トランスを通して電圧を注入し、検出器の指示が零となるよう注入電圧源を調整する。このとき注入される電圧 ΔV_{inj} は次式で表される。

$$\Delta V_{inj} = (V_A - V_B)(1 - \epsilon_{inj}) \quad (4.7)$$

ここで、 ϵ_{inj} は注入電圧と検出器の不確かさに起因する理想値からのずれである。従って、図5における点Cおよび点Dの電位 V_C, V_D は

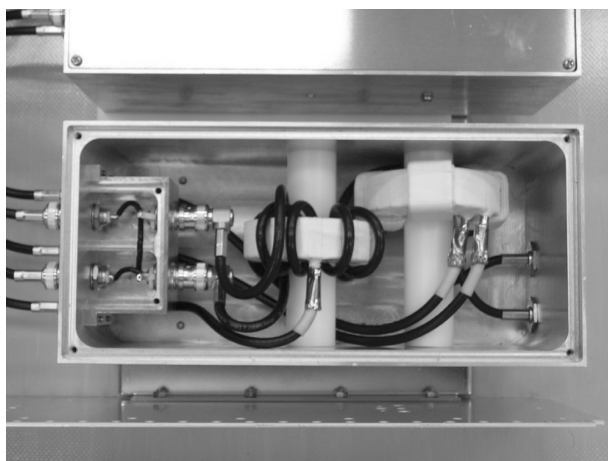


図6 電圧比較器の内部写真

$$V_C = V_A - \Delta V_{inj} = V_A - (V_A - V_B)(1 - \epsilon_{inj}) \quad (4.8)$$

$$V_D = -\Delta V_{inj} = -(V_A - V_B)(1 - \epsilon_{inj}) \quad (4.9)$$

となる。この状態において、出力端子a, bの電位を式(4.4),(4.5)と同様に考えると、

$$V_a = -\frac{V_C - V_B}{2}(1 + \epsilon_a) + V_D \quad (4.10)$$

$$V_b = \frac{V_C - V_B}{2}(1 + \epsilon_b) \quad (4.11)$$

となり、従って式(4.8)-(4.11)より

$$V_a - V_b = -(V_A - V_B) \left(1 + \frac{\epsilon_{inj}\epsilon_a}{2} + \frac{\epsilon_{inj}\epsilon_b}{2} \right) \quad (4.12)$$

となる。 ϵ_{inj} には同じく 10^{-3} のオーダーの値が予想され、従って電位差測定の精度が式(4.6)の場合よりさらに3桁向上することが分かる。本研究では図5に示す回路に基づき電圧比較器を製作した。当所で製作した電圧比較器の写真を図6に示す。尚、同軸差動トランスのコアサイズは、 $60 \times 45 \times 10$ mm (外径×内径×厚さ)であり、巻数はトータル10回とした。

5. スペシャルコネクタ

誘導分圧器は、本質的に出力インピーダンスの極めて小さい計測器である。しかし、分圧器の校正に 10^{-9} 台の不確かさが要求される場合には、たとえ僅かであっても出力インピーダンスの影響は無視できない。3.で詳述したように、測定は V_n と V_x 間(または V_{n-1} と V_y 間)に、電位差の殆んど無い状態で行われ、また、4.で示したように、電圧比較器の内部導体に極力電流を流さないようにして

測定するため(図5参照)、被校正分圧器から電圧比較器へ流れ出る電流は殆んど無い。しかし実際には、分圧器と電圧比較器を接続するケーブルにキャパシタンスが存在するため、このキャパシタンスを介して電流(Capacitive current)が分圧器からグラウンドへと流れる(図7参照)。この電流による影響は、分圧器が持つ出力インピーダンスの大きさと測定周波数に依存する。本研究において測定対象としているTwo-stage型誘導分圧器の場合、測定周波数が数kHzにおいては、 10^{-8} の桁の分圧比に影響を与えると予想され、無視することはできない。

そこで、この影響を軽減するために、スペシャルコネクタ(Special connector⁷⁾)と呼ばれる特殊なコネクタを用いる。スペシャルコネクタの原理図を図8に示す。図中、端子Aに誘導分圧器の出力タップが接続され、端子Bに電圧比較器が測定ケーブルを介して接続される(図3参照)。スペシャルコネクタには内部導体の接続を遮断するスイッチが含まれており、また外部から電流を注入することができる構造となっている。このスイッチと外部電流源の調整によって分圧器からの出力電流を零にすることができる。具体的には、まずスイッチをONにして、4.で記述した電圧比較器の検出器を零に調整する(図5参照)。この状態でスイッチをOFFにすると検出器が非平衡となるが、これを零に戻すようにスペシャルコネクタの電流源を調整する。そして、再びスイッチをONにして、電圧比較器を再度調整する。この様に、スイッチのONとOFFとでそれぞれの調整を繰り返すと、検出器の指示がスイッチのON, OFFによらず一定の状態にすることができる。このとき、図8から明らかのように、端子Aと端子Bは同電位となっている。すなわち、スイッチをONにしても分圧器からの出力電流は零となり、従って、スペシャルコネクタを用いれば、分圧器から電流を取ることなく分圧器の校正が可能となる。

スペシャルコネクタの実際の構造を図9に示す。破線は、スイッチ部を覆うシールドである。図9のような構造にすることで、スイッチの両側が同電位となった時、同時にシールドもこれらと同電位にすることができる。つまり、スペシャルコネクタではその動作時に、シールドの内部導体(主にスイッチ部)から外部導体への容量性電流は完全に遮断される。このことはスペシャルコネクタ自身が測定に与える影響も除去できることを意味している。つまり、シールドが無い場合では、たとえスイッチの両側を同電位としても、スペシャルコネクタの内部導体と外部導体の間にはキャパシタンスが存在するため、このキャパシタンスを通して電流が流れ、分圧器からの出力電流を完全に零とすることはできない。しかし、

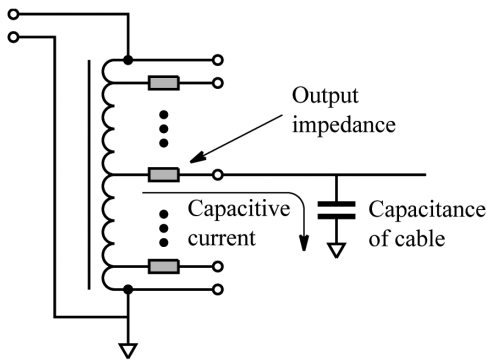


図7 IVDの出力インピーダンスによる影響

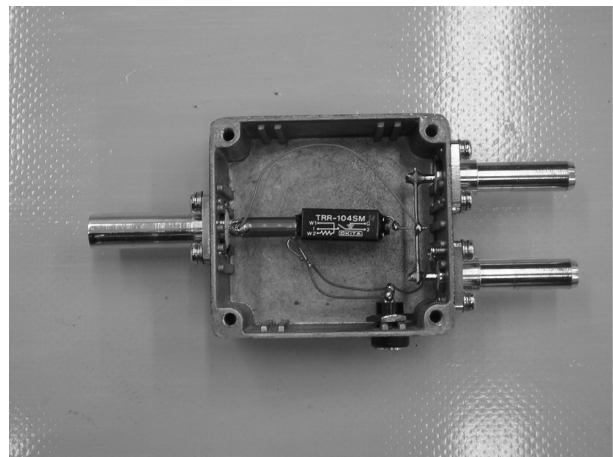


図10 スペシャルコネクタの内部写真

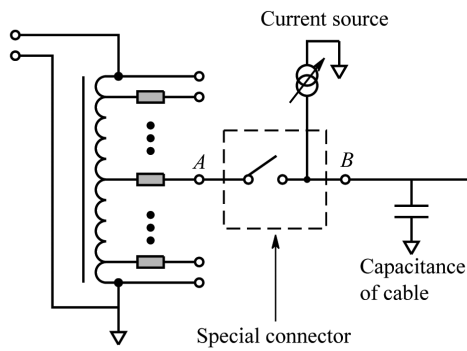


図8 スペシャルコネクタの原理

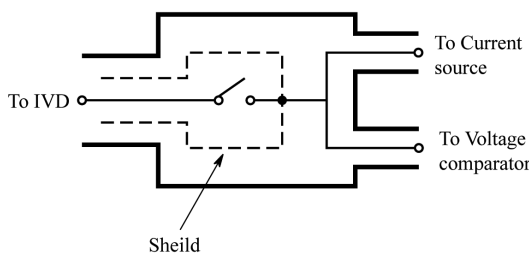


図9 スペシャルコネクタの構造

図9のような構造とすれば、この影響を取り除くことができ、理論的には分圧器から全く電流が流れ出ない状態での測定が可能となる。図10に、当所で製作したスペシャルコネクタの写真を示す。スイッチにはリードリレーを用い、スイッチ部を銅箔で完全にシールドした。また、IVD側に接続するコネクタは、内部導体と外部導体の間にシールドを持った3軸構造となっている。

6. 校正結果と不確かさ評価

2. で記述した Two-stage 型誘導分圧器の分圧比を Thompson法によって校正した。式(3.14)を用いて導出した分圧比の校正結果を表2に示す。測定周波数がそれぞれ400 Hz, 1 kHz, 10 kHzの場合についての結果である。理想比からのずれは、1 kHzの周波数において、in-phase成分で $\pm 1 \sim 2 \times 10^{-8}$ 、quadrature成分で $\pm 10 \sim 20 \times 10^{-8}$ であり、また各タップとも、in-phase成分は周波数の2乗に、quadrature成分は周波数に、それぞれ凡そ比例していることが分かる。

次に、この結果について校正の不確かさを解析する。分圧比を算出する式(3.14)において、2点間の電位差 x_n , y_{n-1} を次式のように表す。

$$\frac{x_n}{E_a} = \frac{X_n}{E_a} + \alpha_n \tag{7.1}$$

$$\frac{y_{n-1}}{E_a} = \frac{Y_{n-1}}{E_a} + \beta_{n-1} \tag{7.2}$$

ここで、 X_n , Y_{n-1} は電圧比較器による実測値を示し、 α_n , β_{n-1} は、校正装置（スペシャルコネクタ、電圧比較器等）のオフセット誤差を表す。すると、式(3.14)は次式のように書き改めることができる。

$$\varepsilon_k = A_k + B_k + \frac{k(k-N)}{2N} b_r \tag{7.3}$$

ただし、

$$A_k = \sum_{n=1}^k \left(\frac{X_n}{E_a} - \frac{Y_{n-1}}{E_a} \right) - \frac{k}{N} \sum_{n=1}^N \left(\frac{X_n}{E_a} - \frac{Y_{n-1}}{E_a} \right) \tag{7.4}$$

$$B_k = \sum_{n=1}^k (\alpha_n - \beta_{n-1}) - \frac{k}{N} \sum_{n=1}^N (\alpha_n - \beta_{n-1}) \tag{7.5}$$

従って、式(7.3)より ε_k の不確かさは

表2 Two-stage型誘導分圧器 (SJ98003) の校正結果

理想比	理想比からのずれ (×10 ⁸)					
	400 Hz		1 kHz		10 kHz	
	In-phase	Quad	In-phase	Quad	In-phase	Quad
0.9	0.54	-6.65	1.75	-16.62	160.4	-176.8
0.8	0.52	-9.39	2.16	-23.53	217.7	-250.2
0.7	0.57	-8.46	2.43	-21.28	238.7	-230.7
0.6	0.27	-5.36	1.04	-13.29	102.3	-140.9
0.5	0.07	-1.47	0.08	-3.31	4.9	-35.1
0.4	-0.12	2.49	-0.53	6.69	-52.8	67.4
0.3	-0.23	5.34	-1.25	13.79	-127.9	143.5
0.2	-0.39	6.46	-1.85	16.54	-174.9	175.8
0.1	-0.19	5.24	-1.19	13.23	-133.1	139.4
Report	VR200409-112		VR200409-113		VR200409-117	

$$u_c^2(\varepsilon_k) = u^2(A_k) + u^2(B_k) + \left\{ \frac{k(k-N)}{2N} \right\}^2 u^2(b_r) \quad (7.6)$$

と表せる. 式(7.6)において, $u(A_k)$ は実際の測定を繰返し行なうことにより, Type A不確かさとして求めることができる. また, $u(B_k)$, $u(b_r)$ については以下のように考察した.

i) 校正装置の不確かさ: $u(B_k)$

式(7.1), (7.2)で定義した校正装置のオフセット誤差 α_n , β_{n-1} をさらに, 要因ごとに次式のように分解して表示する.

$$\alpha_n = \alpha_{1n} + \alpha_{2n} + \alpha_{3n} + \alpha_{4n} + \alpha_{5n} \quad (7.7)$$

$$\beta_{n-1} = \beta_{1(n-1)} + \beta_{2(n-1)} + \beta_{3(n-1)} + \beta_{4(n-1)} + \beta_{5(n-1)} \quad (7.8)$$

ここで,

$\alpha_{1n}, \beta_{1(n-1)}$: スペシャルコネクタに起因する誤差

$\alpha_{2n}, \beta_{2(n-1)}$: 検出器の直線性に起因する誤差

$\alpha_{3n}, \beta_{3(n-1)}$: 検出器の位相角に起因する誤差

$\alpha_{4n}, \beta_{4(n-1)}$: 測定分解能に起因する誤差

$\alpha_{5n}, \beta_{5(n-1)}$: 電圧比較器に起因する誤差

である. 式(7.7),(7.8)を式(7.5)に代入して整理すると

$$B_k = \sum_{m=1}^S \left[\sum_{n=1}^k (\alpha_{mn} - \beta_{m(n-1)}) - \frac{k}{N} \sum_{n=1}^N (\alpha_{mn} - \beta_{m(n-1)}) \right] \quad (7.9)$$

となる. これより $u(B_k)$ の不確かさ式を求めると

$$u^2(B_k) = \sum_{m=1}^S \left[\sum_{n=1}^k \left\{ u^2(\alpha_{mn}) + u^2(\beta_{m(n-1)}) \right\} + \left(\frac{k}{N} \right)^2 \sum_{n=1}^N \left\{ u^2(\alpha_{mn}) + u^2(\beta_{m(n-1)}) \right\} \right] \quad (7.10)$$

となる. ここで, それぞれの要因に関して, $u(\alpha_{mn})$ と $u(\beta_{m(n-1)})$ は等しく, さらにこれらは n に依存しないと仮定すると

$$u(\alpha_{mn}) = u(\beta_{m(n-1)}) \equiv u(\delta_m) \quad (7.11)$$

従って, 不確かさ式(7.10)は

$$\begin{aligned} u^2(B_k) &= 2k \left(1 + \frac{k}{N} \right) \left\{ u^2(\delta_1) + u^2(\delta_2) + u^2(\delta_3) + u^2(\delta_4) + u^2(\delta_5) \right\} \\ &= 2k \left(1 + \frac{k}{N} \right) u^2(\delta) \end{aligned} \quad (7.12)$$

ただし,

$$u^2(\delta) = u^2(\delta_1) + u^2(\delta_2) + u^2(\delta_3) + u^2(\delta_4) + u^2(\delta_5) \quad (7.13)$$

表3 校正装置の不確かさ要因 (1 kHz)

不確かさ要因	シンボル	In-phase/Quad	標準不確かさ
スペシャルコネクタ	$u(\delta_1)$	In-phase	3.6×10^{-11}
		Quad	5.8×10^{-10}
検出器の直線性	$u(\delta_2)$	In-phase	2.9×10^{-10}
		Quad	2.9×10^{-10}
検出器の位相角	$u(\delta_3)$	In-phase	2.9×10^{-13}
		Quad	2.9×10^{-13}
測定分解能	$u(\delta_4)$	In-phase	5.0×10^{-11}
		Quad	5.0×10^{-11}
電圧比較器	$u(\delta_5)$	In-phase	1.2×10^{-12}
		Quad	1.2×10^{-11}
合成標準不確かさ	$u(\delta)$	In-phase	3.0×10^{-10}
		Quad	6.5×10^{-10}

表4 不確かさバジェット (1 kHz)

理想比 (Tap)	不確かさ要因 ($\times 10^{-8}$)						合成標準不確かさ ($\times 10^{-8}$)	
	Type A		Type B					
	繰返し測定		校正装置		b_r 値			
	$u(A_k)$		$u(B_k)$		$\frac{k(k-N)}{2N}u(b_r)$		$u(\epsilon_k)$	
	In-phase	Quad	In-phase	Quad	In-phase	Quad	In-phase	Quad
0.9	0.02	0.02	0.18	0.38	0.01	0.02	0.18	0.38
0.8	0.01	0.01	0.16	0.35	0.01	0.04	0.16	0.35
0.7	0.02	0.06	0.15	0.32	0.01	0.05	0.15	0.33
0.6	0.02	0.10	0.13	0.28	0.02	0.06	0.13	0.30
0.5	0.01	0.06	0.12	0.25	0.02	0.06	0.12	0.26
0.4	0.01	0.04	0.10	0.22	0.02	0.06	0.10	0.23
0.3	0.01	0.04	0.08	0.18	0.01	0.05	0.08	0.19
0.2	0.01	0.02	0.07	0.14	0.01	0.04	0.07	0.15
0.1	0.00	0.02	0.04	0.10	0.01	0.02	0.04	0.10

と表せる. 一連の電位差測定の中で, 電位差が最大となる組合せ (例えば, V_3 と V_x の測定) において, ここに列挙した各要因に対する不確かさ $u(\delta_m)$ を見積り, 式(7.13)より $u(\delta)$ を計算し, 式(7.12)に基づいて校正装置の不確かさ $u(B_k)$ を推定した. 表3に, 校正装置の各不確かさ要因 $u(\delta_m)$ の推定値を示す. ただし, すべて1 kHzの場合の値である.

ii) b_r 値の不確かさ: $u(b_r)$

図3に示したように, 測定を行なう際, 校正用仲介トランスCTのタップyに外部から電位を与え, これを変化させる. b_r とは, このときCTの2次側電圧 (V_x-V_y) に生じる変化量を表すパラメータである. 3.で述べたように, b_r 値を測定するには, CTの1次側を短絡させた状態で, タップyの電位に対する V_x-V_y の変化を測定すれば良い. 分圧比の校正を行なう各周波数において, 実際に b_r 値の測定を行い, その測定結果から不確かさ $u(b_r)$ を推定した.

以上の結果を表4にまとめた. ただし, 1 kHzの周波数の場合である. この表より明らかのように, 測定周波数が1 kHzにおいて, すべてのタップについて 10^{-9} 台の標準不確かさが実現されていることが分かる.

7. まとめ

Two-stage型誘導分圧器を 10^{-9} 台の不確かさで校正することを目的に, 分圧器校正装置を開発した. 本装置を用いた校正において, その不確かさを詳細に解析した結果, 測定周波数1 kHzの場合, 標準不確かさ 10^{-9} 台での校正が十分実現できることが分かった. この不確かさは, 世界

主要国標準研究所と肩を並べる数字であり, 国家標準として十分な精度を有するものと思われる.

参考文献

- 1) B. P. Kibble and G. H. Rayner: Coaxial AC bridges (Adam Hilger Ltd, Bristol, 1984) 101-114.
- 2) T. A. Deacon and J. J. Hill: Two-stage inductive voltage divider, Proc. IEE. **115** (1968) 888-892.
- 3) W. C. Sze: An injection method for self-calibration of inductive voltage dividers, J. Res. NBS **72C** (1968) 49-59.
- 4) J. J. Hill and T. A. Deacon: Voltage-ratio measurement with a precision of parts in 109 and performance of inductive voltage dividers, IEEE Trans. Instrum. Meas. **17** (1968) 269-278.
- 5) R. Hanke: An improved straddling method with triaxial guards for the calibration of inductive voltage dividers at 1592 Hz, IEEE Trans. Instrum. Meas. **38** (1989) 974-978.
- 6) K. Grohmann and T. L. Zapf: An international comparison of inductive voltage divider calibration method between 10 kHz and 100 kHz, Metrologia **15** (1979) 69-75.
- 7) A. M. Thompson: Precise calibration of ratio transformers, IEEE Trans. Instrum. Meas. **32** (1983) 47-50.
- 8) Y. Nakamura A. Fukushima and Y. Sakamoto: Calibration of a 10 : 1 ratio transformer using Thompson's method, Metrologia **34** (1997) 353-355.
- 9) 日本電気計器検定所編: インピーダンス測定の基礎 (1989) 68-69.