

# キャパシタンス標準の現状と課題

坂本 憲彦\*  
(平成 17 年 10 月 31 日受理)

## Review of Capacitance Standards

Norihiko SAKAMOTO

### Abstract

Calibration equipment of capacitance standards based on a Quantized Hall Resistance (QHR) has been established and maintained at NMIJ since 1990s. The equipment operation and calibration traceability of the capacitance standards accredited by Japan calibration service system are confined at the frequency of 1 kHz so far, because some technical improvements should be required to construct the calibration equipment operated at the higher frequencies. However, industrial community of electronics significantly claims the calibration service at the frequencies at least up to 1 MHz. This report introduces new frequency-extended calibration methods which have been developed by NPL and Agilent Technologies. Several techniques playing a key role for the extension are also described.

### 1. 序論

携帯電話や各種通信機器等、小型化かつ高品質化が要求されるエレクトロニクス製品において不可欠な素子のひとつとして、チップコンデンサなどのセラミック製電子デバイスが挙げられる。このようなセラミックキャパシタは半導体デバイスと異なり、製造業者の深い技術的蓄積が必要であり、この点で日本のセラミックデバイスメーカーの世界的優位性が保持されている。また急速に高密度化する、大規模集積回路 (LSI) において深刻な課題である Low-k の正確な評価も重視され始めている<sup>1)</sup>。近年、エレクトロニクス製品の高品質化は単なる高付加価値製品の需要を満たす目的だけではなく、自動車や航空機、医療機器など、社会生活の安全に直接関係する製品にはエレクトロニクス技術が欠かせなくなってきた。この技術基盤の不安定は社会不安を招く。

このエレクトロニクス技術基盤の安定は、デバイスの正確な計測がなければ成り立たない。上記実例を示すまでもなく、特にキャパシタンス計測はデバイスの電気特性評価における中核的計測技術である。計測の「ものさし」であるキャパシタンス標準の整備状況がその技術基盤の安定性を左右するのは言うまでもない。そこで本技術

資料では、キャパシタンス標準に焦点を当て、この標準の現状と現在課題となっている問題点を調査した内容について報告する。

第 2 章では、キャパシタンス標準の現状と計量標準総合センター (NMIJ) におけるキャパシタンス標準供給体制について紹介する。第 3 章では、国内のキャパシタンス標準に関する調査結果に基づき高周波化の必要性を論じ、諸外国の現状を紹介する。第 4 章では、高周波化の技術的検討を行なう。最後に第 5 章で総括する。なお本資料における「高周波」の対象周波数範囲は 10kHz～数十 MHz とし、これ以上のいわゆるマイクロ波、ミリ波、サブミリ波と呼ばれる高周波とは区別して使用している。

### 2. キャパシタンス標準

近年のキャパシタンス標準は、クロスキャパシタと呼ばれる装置により維持されてきた。クロスキャパシタは、その原理が提唱されて以来<sup>2)</sup>、NIST (米国) や NMIA (オーストラリア) など、主要国標準研究所 (NMI) において構築され<sup>3)-6)</sup>、キャパシタンス標準の維持、供給に重要な役割を果たしてきた。クロスキャパシタによる容量測定は、その原理上長さ計測にのみ依存する。これは、長さに基づく絶対測定 (長さ、質量等の SI 基本標準に基づいて、一次標準に値付けを行なう測定) であるため、静電

\* 計測標準研究部門 電磁気計測科

容量はSIトレーサブルとなっている<sup>7)</sup>。しかしながら実際には、装置の製作において熟練の技術を要し、その操作においては、高精度な位置調整が要求されるなど、標準の開発、維持、供給の諸段階において不確かさを増大させる諸要因が存在するため、原理の提唱から半世紀経過した現在でも開発途上の標準装置となっている。

クロスキャパシタの技術的問題などから、近年ではこれとは異なる原理・機構によってキャパシタンス標準を確立する方法が採用されはじめており、NMIJではこの方法でキャパシタンス標準を維持している。1980年に量子ホール効果が実証されて以来、従来の直流抵抗一次標準であった標準抵抗器に替わり、この効果を利用した量子化ホール抵抗(Quantized Hall Resistance; QHR)により抵抗標準を実現する動きが各国標準研究所によりなされた<sup>7)</sup>。量子ホール効果の歴史的経緯、原理については詳細な文献がある<sup>8)</sup>。量子化されたホール抵抗 $R_H(i)$ は、

$$R_H(i) = (h/e^2)/i \quad (1)$$

で表される。ただし $h$ はプランク定数、 $e$ は電子素電荷、 $i$ は整数。ここで抵抗の絶対値を知るには $h/e^2$ が正確に導出されなければならない。この導出はクロスキャパシタの他、アボガドロ定数、微細構造定数など、様々な基礎物理定数の測定から独立に、または組み合わせによりなされた。これらの測定は全てSIトレーサブルである。各国標準機関により実施された、互いに独立した測定結果に基づいて、1988年に国際度量衡委員会主導のもと、 $h/e^2$ の値を得た<sup>9)</sup>。この過程で得た $h/e^2$ の値を特に $R_K$ と呼称することにし、

$$R_K = 25812.807(1 \pm 2 \times 10^{-7}) \Omega \quad (2)$$

となった。不確かさを伴ったこの数値は、SIトレーサブルという点において問題は生じない。しかしながら標準抵抗器ですでに $10^{-8}$ 台の不確かさを実現していた点を考慮すると、 $R_K$ における $10^7$ 台の不確かさは抵抗標準における校正能力としては劣ることになる。そもそもこの不確かさは、各標準研究所で出された値同士のばらつきに基づいており、各々の値自体は極めて高い精度で $h/e^2$ を導出している。すなわち基礎物理定数測定自体の不確かさを反映していない。そこでこの不確かさを除いた表記 $R_{K-90}$ を作り、これを $R_K$ の協定値と呼称することになった。

$$R_{K-90} = 25812.807 \Omega \quad (3)$$

QHRによる抵抗標準は、この協定値を使うことにより、 $10^8$ または $10^9$ 台の不確かさで標準を実現することができるようになったが、一方現状ではSIにはトレースし

ないという問題点を抱えることになった。この点は今後の基礎物理定数測定の検討と国際比較の実施により、 $R_K$ の不確かさを向上させることが必要である。以上の様に、協定値を採用することにより不確かさが低い抵抗標準が実現したが、これを出発点とすることで、以下のような過程でキャパシタンス標準を実現できるようになった。NMIJが採用しているキャパシタンス標準供給体制を図1に示す<sup>10)</sup>。この体制は次の三段階に分けられる。

- ① 現在のNMIJ直流抵抗標準である量子化ホール抵抗より $100 \Omega$ 抵抗器を校正する。次にこれをもとに、交直差計算可能な $10k \Omega$ 抵抗器を校正する。これで交流抵抗値が得られたことになり、 $10:1$ 抵抗ブリッジを介して $100k \Omega$ 抵抗器が校正される。
- ②  $100k \Omega$ の値をととも $1nF$ キャパシタンス標準器が校正される。しかし交流抵抗とキャパシタンスはインピーダンス成分としては互いに位相が $90^\circ$ 異なる(直角位相)関係にあるため、通常のブリッジ回路では校正できない。ここでは、位相が $90^\circ$ 異なる2つの電源をもつ直角相ブリッジを使うことでキャパシタンス標準の校正が可能となる。なおNMIJでは周波数可変の直角相ブリッジ(Multi-frequency Quadrature Bridge)を構築して利用されている<sup>11)</sup>。
- ③  $1nF$ の値をもとに、 $10:1$ 容量ブリッジを介して

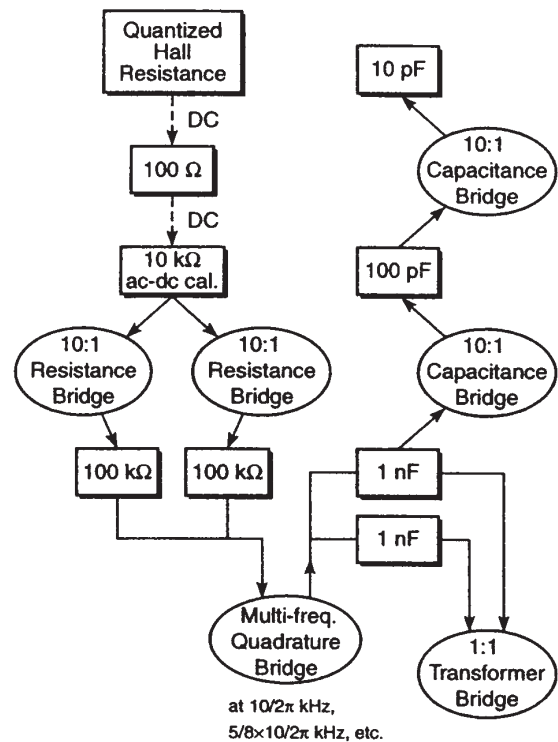


図1 NMIJにおけるキャパシタンス標準供給体制フロー図<sup>10)</sup>

100pF, さらに10pFへと順次校正が行われる。

この手法により, NMIJでは10pF ~ 1μF, いずれも1kHzで整備が完了している。この手法の利点は, QHR標準により抵抗, 容量の両標準が実現でき, 開発・維持に課題があるクロスキャパシタを必要としない点にある。このため各標準研究所でこの手法の採用が進むものと思われた。しかし, QHR標準からキャパシタンス標準まで値を移すための一連のブリッジ装置群の構築が容易ではなく, 現在でもクロスキャパシタによる標準の維持が多くの標準研究所において実施されているのが現状である。その中で, 現時点ではNMIJの他にはNPL<sup>12), 13)</sup>がQHR標準を源流としたキャパシタンス標準の維持供給を実現している。なお最近では, 例えば台湾のNMIであるCMSでもこの方式の採用を予定しており<sup>14)</sup>, 今後技術的困難を克服し, 各国のNMIで採用されることも予想される。

### 3. 国内トレーサビリティ体系と各国標準研究所の現状

#### 3.1 NMIJ から産業界へのトレーサビリティ

NMIJから産業界へのキャパシタンス標準のトレーサビリティ体系の一例を図2に示す<sup>15)</sup>。登録事業者として, 日本電気計器検定所(日電検: JEMIC)を例とする。まずJEMICの特定二次標準器がNMIJにおいて $C = 100\text{pF}$ ,  $f = 1\text{kHz}$ で校正される。次にこれを標準器とし, 容量ブリッジを利用して容量拡張を行ないながら各容量のワーキングスタンダードを校正する。最後にこれを標準器とし, 産業界所有の校正器物を校正する。

#### 3.2 登録事業者-JEMICにおける標準供給の現状

ところで, JEMICがJCSS認定を受けている, あるいは近々受ける予定の校正は,  $C = 1\text{pF} \sim 10\mu\text{F}$ ,  $f = 1\text{kHz}$ に限定されている。しかしながらJEMICはこれ以外の容量, 周波数範囲の校正も実施している。この場合JEMIC独自の校正となり, 国家標準にトレーサブルではない。そこで, ここではJEMICが行っているキャパシタンス標準校正の詳細をみる。JEMICが平成14~16年度に実

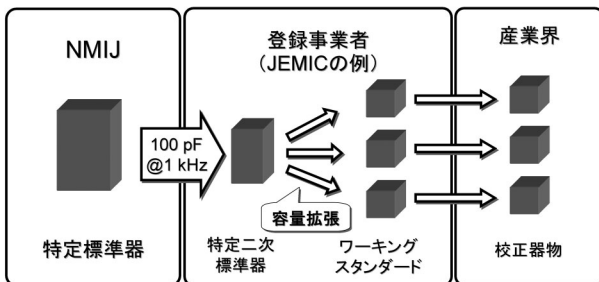


図2 国内トレーサビリティ体系の一例<sup>15)</sup>

施した, 標準キャパシタ校正実績の周波数別割合を図3に示す。JCSS認定範囲は5割程度で50~400Hzの低周波帯域が3割, 10kHz~1MHzの高周波帯域が2割程度である。低周波帯域はJCSS未認定であるが, 技術的課題はあまりなく, 今後認定を受けると予測される。逆に高周波帯域は以降で述べるように技術的課題があるが, それでも産業界への供給が全体の2割程度も存在することは, この帯域における産業界の需要の高さの裏付けであるといえる。

#### 3.3 各事業者における高周波帯域標準供給体制

JCSS未認定である高周波帯域での校正を実施している機関はJEMICだけではない。ここで, いくつかの事業者における高周波帯域校正の現状についてまとめる。

- ・JEMIC: 製作時(約20年程前)に周波数依存性の評価と不確かさ評価を行なったキャパシタを標準として, 1MHzまで校正を実施。その後, 周波数依存性の再確認が実施できない状態であるため, JCSS認定の取得が困難な状況にある。
- ・Agilent Technologies: 13 MHzまで測定可能な計測器のメーカーであるため, 独自の方式で同周波数まで校正を実施。この方式については後に紹介する。JCSS認定を必要としており, NMIJからの供給開始待機中である。
- ・長野県工業技術総合センター: 1MHzまでの校正の要望が産業界からきているが, 実施していない。しかしNMIJからの供給が開始されれば校正体制を整え, JCSS認定を受けたいと考えている。

この様に1kHz以上の高周波帯域では, 個々の校正事業者が独自の方式で校正を行なっているか, または産業界

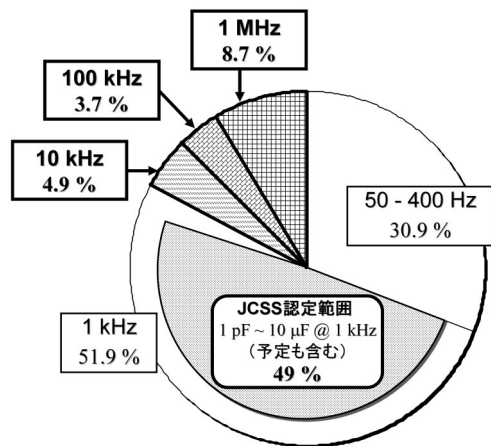


図3 JEMICにおける周波数別標準キャパシタ校正実績 (平成14~16年度の積算)

からの要求を満足できない状況である。これはNMIJにおいて高周波化の技術を有し供給開始をすることが急務であることを意味する。この結果各事業者がJCSS認定を受けることができれば、産業界の需要を満足することが可能となる。

3.4 各国標準研究所における高周波帯域標準

ここで諸外国の標準研究所における高周波帯域のキャパシタンス標準の供給状況について紹介する。いくつかの標準研究所において高周波帯域における校正を実施しているが、表1に1MHz以上の校正能力を有する標準研究所を列挙する。ここでNIST<sup>16)</sup>、KRISS<sup>17)</sup>以外は、BIPMのAppendix Cに登録されている<sup>18)</sup>。ここでは校正方式別に3分類している。①はNPLが開発した方式で、現在NPLのみがこの技術を有する。②はAgilent Technologiesが開発した方式で、現在いくつかの標準研究所が採用している。③はその他の方式であるが、これは①、②と比較して古典的であり、高精度な校正が期待できない。今後各国で高周波キャパシタンス標準を立ち上げるにあたり、①、②の方式が主流になると予想される。この両方式については後に紹介する。

4. キャパシタンス標準の高周波化の検討

理想的な標準キャパシタのインピーダンスは $Z=1/j\omega C$ であるが、実際にはキャパシタ電極と端子とつなぐ導線において交流抵抗やインダクタンスが、また電位差のある部位に浮遊容量が存在する。このいわゆる寄生インピーダンスが交流インピーダンス測定でしばしば問題となる。キャパシタンス標準の高周波化では技術的な中心課題であり、寄生インピーダンスをできるだけ精度よく知ることが高周波化実現の鍵となっている。

寄生インピーダンスを直接測定する技術は今のところ開発されていない。そこでNPLとAgilentは、標準器の寄生インピーダンスを見積もり、これをもとに校正器物(DUT)の校正を行う方法を各々独自の手法として開発し

表1 1MHzでの校正能力を有する各国標準研究所(校正技術別に分類)<sup>16)-18)</sup>

	NIST (米国)	LNE (フランス)
NPL (英国)	KRISS (韓国)	PTB (ドイツ)
	NIM (中国)	VNIIM (ロシア)
①	②	③

た、本章では各々の技術的要点について紹介する。その後、両技術を比較することで各々の長所、短所を検討する。なお本文では便宜上、両技術をNPL方式およびAgilent方式と呼ぶ。

4.1 NPL方式

Jonesは、4端子対定義に基づくキャパシタンス標準器の共振周波数を測定することにより、寄生インピーダンスの周波数依存性を見積もる手法を提案した<sup>19)</sup>。測定結果として得られる見かけ上のキャパシタンス $C_e$ は周波数に依存するが、これは直列寄生インダクタンスが主起源である。

この場合、 $C_e$ によるリアクタンスは、

$$-\frac{1}{\omega C_e} = \omega l - \frac{1}{\omega C_0} \tag{4}$$

ただし $l$ は、4端子対定義点間の直列寄生インダクタンス、 $C_0$ は、キャパシタを構成する電極間のみのキャパシタンスで、周波数に依存しない定数である。1kHzでは $C_e \approx C_0$ である。(4)は、次のように変形できる。

$$C_e = \frac{C_0}{1 - \omega^2 l C_0} \tag{5}$$

(5)は、 $l$ が分かれば $C_e$ の周波数特性が分かることを意味する。

寄生インピーダンスを考慮した4端子対標準キャパシタの回路を図4に示す。図4(a)は1kHz程度の低周波帯

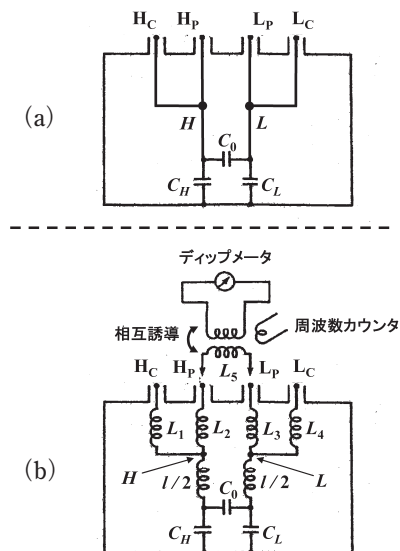


図4 寄生インピーダンスを考慮した4端子対標準キャパシタ：(a)低周波帯域における等価回路(b)高周波帯域における等価回路と測定系( $H, L$ は各々4端子対における高電位側、低電位側の定義点)<sup>19)</sup>

域に適切な等価回路である。本来は交流抵抗が存在するが、本標準器では非常に小さく、リアクタンス成分のみを対象とする本方式では無視して差し支えないとして除外している。低周波でのリアクタンスはほぼ容量性で、誘導成分は無視できるほど小さい。従って寄生インピーダンスとしては、ケーブル電位-外箱電位間に生じる浮遊容量が考えられる。本回路では高電位側(H)と低電位側(L)の2つのケーブル電位が存在するため、図に示される浮遊容量 $C_H$ ,  $C_L$ が存在することになる。測定周波数の高周波化に伴い、誘導成分が無視できなくなる。図4(b)に寄生インピーダンスにおいてインダクタンスも考慮した場合の等価回路を示す。低周波では無視できた測定ケーブルのインダクタンス(直列寄生インダクタンス)が等価回路の要素として考慮に入る。

本測定では最初に、1kHzにおいて $C_H$ と $C_L$ の測定を行なう。 $C_0$ は予めメーカーにより校正されていて既知である。低周波帯域なので等価回路は図4(a)である。 $L_p$ 端子の同軸内部-外部間をショートし、 $H_p$ 端子の同軸内部-外部間で一端子対キャパシタンス測定を行なう。これは $C_0$ と $C_H$ の並列回路の測定になるため、 $C_0 + C_H$ の値が分かる。 $C_0$ が既知なので $C_H$ が得られる。逆に $H_p$ 端子の同軸内部-外部間をショートし、同様の測定を行なうことで $C_L$ が得られる。

次にこの回路の共振周波数において以下のような測定を行なう。共振周波数でのリアクタンスは誘導性と容量性の拮抗点であるため、等価回路としては図4(b)が適切である。この測定を行なう回路を図4(b)に同時に示す。ディップメータは周波数を変調しながら被測定回路の共振周波数を検知できる装置である。被測定回路である標準キャパシタには、ディップメータのインダクタと相互誘導するためのインダクタ素子(インダクタンス： $L_5$ )が接続される。 $L_5$ は校正されていて既知である。共振周波数において、以下の関係になる。

$$\omega_r(l + L_2 + L_3 + L_5) = \frac{1}{\omega_r C_T} \quad (6)$$

ただし $\omega_r$ (rad/s)は共振点における各振動数。なお $C_T$ は、

$$C_T = C_0 + \frac{C_H C_L}{C_H + C_L} \quad (7)$$

である。既に $C_H$ ,  $C_L$ が分かっているので、 $C_T$ は計算により得られる。(6)式は、

$$l = \frac{1}{\omega_r^2 C_T} - (L_2 + L_3 + L_5) \quad (8)$$

ここで $L_2$ ,  $L_3$ を決める必要があるが、個々に決定できないため、Jonesはこれらの値を $l$ の不確かさに繰り込んでいる。(8)で決まった $l$ を(5)に代入することで、 $C_0$ の周波数依存性が決められる。図5は、公称値1nF標準キャパシタにおける、1kHzの値で規格化されたキャパシタンス( $\Delta C/C_0$ ) $\times 100$ の周波数依存性である。なお、

$$\begin{aligned} \frac{\Delta C}{C_0} &= \frac{C_e - C_0}{C_0} \\ &= \frac{\omega^2 l C_0}{1 - \omega^2 l C_0} \end{aligned} \quad (9)$$

である。 $l = 0.05 \mu\text{H}$ と見積もられた場合、1MHzでは約0.2%大きくなる。点線は $l$ の不確かさに起因する( $\Delta C/C_0$ ) $\times 100$ の不確かさ範囲を示している。

以上で紹介した方法により、キャパシタンスの周波数依存性が見積もられた。これを標準器とし、次に校正器物に値付けを行うが、1kHzとは異なる技術が必要となる。Awanらが構築した高周波用ブリッジ回路を図6に示す<sup>20</sup>。 $Z_1$ が標準器、 $Z_{10}$ が校正器物のインピーダンスである。この校正では、後に述べる誘導分圧器(Inductive Voltage Divider: IVD)が重要となっている。これは入力電圧を高精度に分圧できる装置で、本回路では1-n:n( $n = 1/11$ )に分圧される。ブリッジバランスの条件は、

$$Z_{10} : Z_{-1} = 1 - n : n \quad (10)$$

である。 $Z_{10} = 1/j\omega C_1$ ,  $Z_{-1} = 1/j\omega C_{10}$ とかけるので、

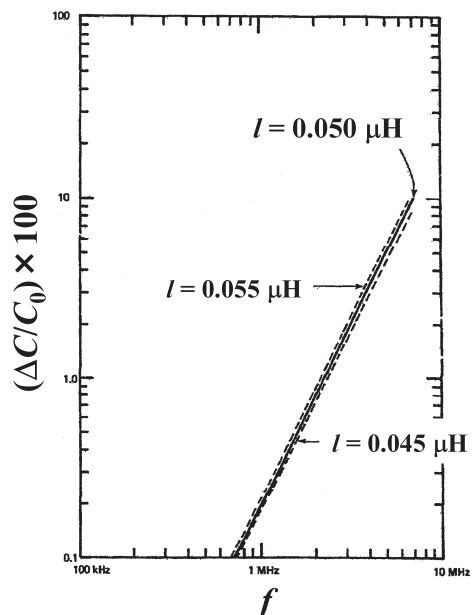


図5 共振周波数から見積もられた、1nF標準キャパシタにおける( $\Delta C/C_0$ ) $\times 100$ の周波数依存性<sup>19)</sup>

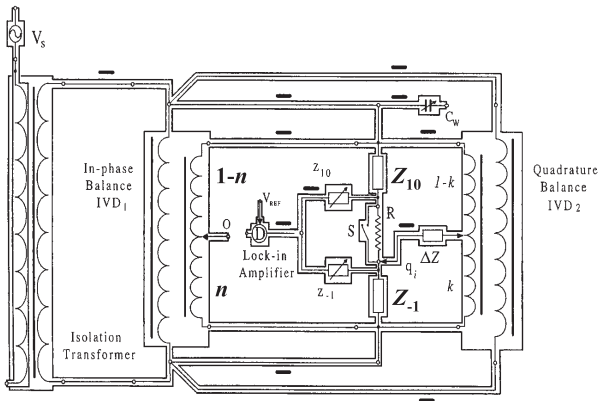


図6 高周波用4端子対ブリッジ回路<sup>20)</sup>

$$C_1 = C_{10} \cdot \left( \frac{n}{1-n} \right) \quad (11)$$

となり、校正器物に値付けがなされる。

Awanらは、本方式における不確かさの主要因として、①キャパシタンス標準、②測定回路ケーブル、③誘導分圧器、の三点を挙げている<sup>20)</sup>。このうち①は既に述べた周波数特性の見積りによる。②のケーブルに関しては、具体的には測定ケーブル自体のインダクタンスや、線間で生じる相互誘導が高周波での影響が大きい。そこでAwanらは、極力ケーブルの総延長を短く抑えてブリッジを構築した。ブリッジ回路の外観を図7(a)に示す<sup>21)</sup>。通常の回路と比較して小さくまとめられている。また図7(b)のように、線間相互誘導を極力抑制するため、線路

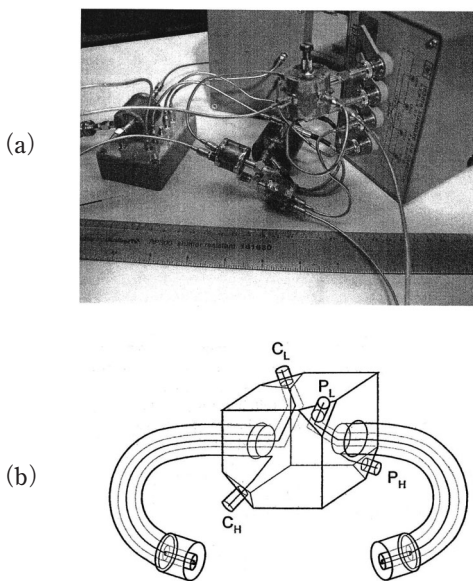


図7 (a)NPLで開発された、高周波用ブリッジ回路の外観<sup>21)</sup>  
(b)同回路において採用された、線間相互誘導を抑制する装置<sup>22)</sup>

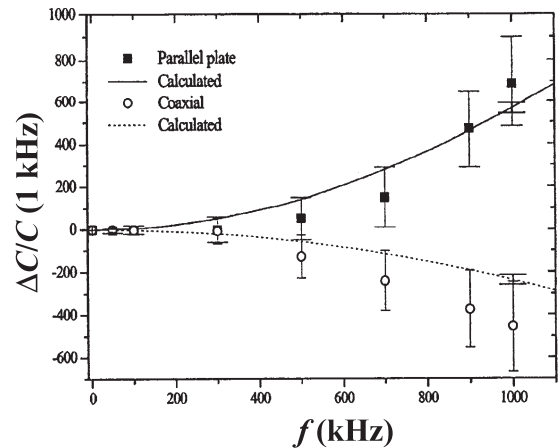


図8 1nF空気キャパシタにおける $\Delta C/C(1\text{kHz})$ の周波数依存性：平板電極型(■；測定，—；見積もり)及び同軸電極型(○；測定，……；見積もり)<sup>21)</sup>

間の配置が互いに平行にならないように工夫された装置を利用するなど、測定系における寄生インピーダンスの除去に努めている<sup>22)</sup>。③は、後で述べる誘導分圧器である。この分圧比がブリッジによる校正結果を左右するため、予め校正され、不確かさ評価がなされていなければならない。Awanらは、高周波帯域で精度よく校正する装置を構築している<sup>23)</sup>。

このブリッジを介して1nF校正器物に値付けを行った結果を図8に示す<sup>21)</sup>。実線及び点線は、この校正器物自体を共振周波数測定により見積もった結果である。ブリッジを介した結果と不確かさの範囲内で一致しており、高周波用ブリッジによる校正の妥当性を証明する結果の一つとなっている。

#### 4.2 Agilent方式

NPL方式では、寄生インピーダンスを見積もるため、各インピーダンス要素の値を実験的に知り、等価回路計算により周波数特性を得た。これに対しAgilent方式では、標準器内部をブラックボックス化し、端子からの入力電圧、電流の値から標準器全体としてのインピーダンスを見積もることで周波数特性を得ている。

本方式の基礎である4端子対インピーダンス(アドミッタンス)は、Cutkoskyにより最初に定義づけられた<sup>24)</sup>。Yokogawa-Hewlett-Packard(現Agilent Technologies)のSuzukiはこれに基づき、LCRメータとネットワークアナライザを校正装置としたキャパシタンス標準の高周波化を実現した<sup>25)</sup>。図9は、4端子対法によるキャパシタンス測定回路を概略的に示したものである。点線から右側がキャパシタンス標準器(ここでは被校正器であるためDUTとする)、左側がLCRメータである。標準器は全て

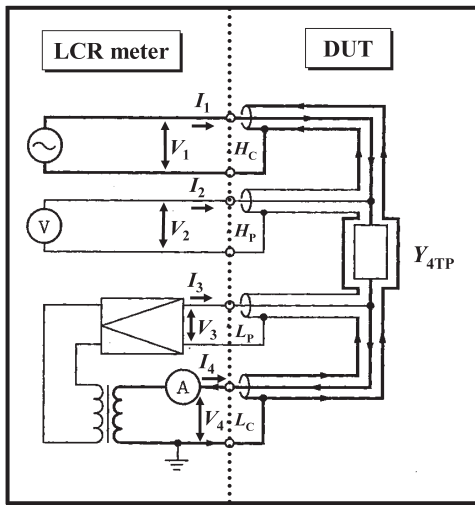


図9 4端子対法によるインピーダンス測定回路<sup>26)</sup>。  
点線が校正面。I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>, V<sub>3</sub>=0となるように設計・制御されている。

同軸回路で構成されている。なお4端子対法は高精度インピーダンス測定回路としてよく用いられる<sup>26)</sup>。図9のように、H<sub>C</sub>, H<sub>P</sub>, L<sub>P</sub>, L<sub>C</sub>の各端子には、各々電圧V<sub>1</sub>, V<sub>2</sub>, V<sub>3</sub>, V<sub>4</sub>が印加され、電流I<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>, I<sub>4</sub>が流れるとする。この場合、V<sub>1</sub>, V<sub>2</sub>, V<sub>3</sub>, V<sub>4</sub>とI<sub>1</sub>, I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub>, I<sub>4</sub>との関係は普遍的に次式で表わすことができる。

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} & Z_{14} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} & Z_{24} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} & Z_{34} \\ Z_{41} & Z_{42} & Z_{43} & Z_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} \quad (12)$$

ここでZ<sub>ij</sub>はインピーダンスの行列要素であり、このインピーダンスの行列表示(Z-matrix)は標準器内部のインピーダンスを意味する。4端子対法では、DUTの電圧と電流は、H<sub>P</sub>端子で計測される電圧V<sub>2</sub>とL<sub>C</sub>端子で計測される電流I<sub>4</sub>で定義される。つまりこの場合のアドミッタンスはY<sub>4TP</sub> = -I<sub>4</sub>/V<sub>2</sub>となる。また、I<sub>2</sub>, I<sub>3</sub> = 0及びV<sub>3</sub> = 0が必要条件となる<sup>24)</sup>。(12)式にこれを適用すると、Y<sub>4TP</sub>はZ<sub>ij</sub>だけの関数になる。

$$Y_{4TP} = \frac{-I_4}{V_2} \Big|_{I_2=I_3=0, V_3=0} = \frac{Z_{31}}{Z_{21}Z_{34} - Z_{31}Z_{24}} \quad (13)$$

ところでMHz ~ GHz帯域におけるインピーダンス測定には、ネットワークアナライザが有効であるが、同軸エアラインや導波管をDUTとするため基本的に1端子対測定であり、複数端子対を必要とするZ<sub>ij</sub>を測定できない<sup>27)</sup>。

そこで(13)式を以下のように変形する。

$$Y_{4TP} = \sqrt{\frac{Z_{11} - Z_{11S3}}{Z_{22}}} \times \left\{ \sqrt{(Z_{11} - Z_{11S2})(Z_{44} - Z_{44S3})} - \sqrt{(Z_{11} - Z_{11S3})(Z_{44} - Z_{44S2})} \right\}^{-1} \quad (14)$$

Z<sub>ii</sub>, Z<sub>iisj</sub>の意味を図10で説明する。ネットワークアナライザをDUTのi端子に接続する(同軸エアラインは校正済とする)。i端子以外の3つの端子を全てOPEN状態で測定されたインピーダンスがZ<sub>ii</sub>である。さらに、j端子(i ≠ j)をSHORT状態で測定されたインピーダンスがZ<sub>iisj</sub>である。(14)式右辺にある全てのZ<sub>ii</sub>, Z<sub>iisj</sub>を測定することで、Y<sub>4TP</sub>が求まる。この測定を、周波数を変えて行うことにより、最終的にDUTのインピーダンスの周波数特性を知ることができる。

しかしながらこの方法による測定には、下記理由により周波数範囲が制限される。

理由I：ネットワークアナライザで測定するためには校正された同軸エアラインが必要。この校正には周波数が低くなるほど高度な校正技術を要するため、周波数下限はエアラインの校正能力に依存する。

理由II：測定している標準器のリアクタンス(サセプタンス)が容量性でなければならない。キャパシタンス標準器は、少なくとも1kHz程度の帯域であればリアクタンスはほぼ容量成分である。しかし高周波化に伴い、誘導成分が無視できなくなり、共振周波数を経て誘導性に転じるため、周波数上限は最高でも共振周波数となる。

これらの理由からSuzukiらは、Y<sub>4TP</sub>の周波数特性を40 ~ 60MHz範囲の測定で決定しているが<sup>25)</sup>、この範囲は対象としているDUT等により異なってくる<sup>28)</sup>。この周波数特性をもとに、対象としている10MHz以下の帯域に外挿を行ない、最後にLCRメータで校正された1kHzの値で

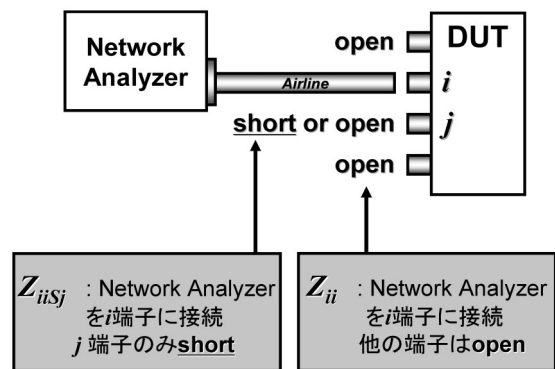


図10 ネットワークアナライザによる校正器物(DUT)のインピーダンス測定図及びZ<sub>ii</sub>, Z<sub>iisj</sub>の定義

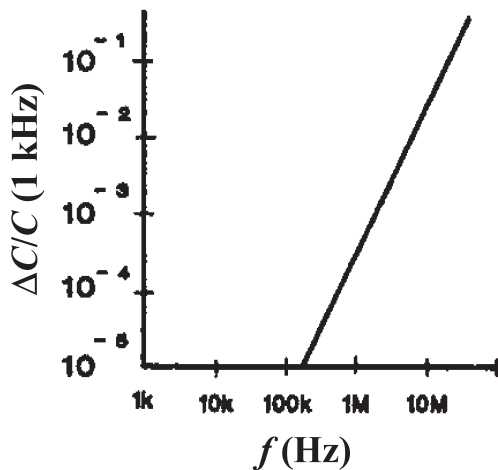


図11 1nF空気キャパシタにおける  $\Delta C/C(1\text{kHz})$  の周波数依存性<sup>25)</sup>

規格化を行なう。これがAgilent方式において見積もられた周波数特性となる。Agilent方式で見積もられた、1nF空気キャパシタにおける  $\Delta C/C(1\text{kHz})$  の周波数依存性を図11に示す<sup>25)</sup>。ところでこの手法には、必要な周波数帯域(1kHz~10MHz)で測定を行っていないという難点がある。そこで次のような手法を用いて、外挿で見積もった周波数特性の妥当性を確認している。Yonekuraらは、1 $\mu$ Fの4端子対標準空気キャパシタHP16380Aについて、各構造部材を分解し、個々のインピーダンスを計測した<sup>29)</sup>。この値を使い、等価回路計算で周波数特性を見積もったところ、4端子対法による測定結果と不確かさ200ppmの範囲で一致することを確認している。

### 4.3 両方式の比較

ここで、NPL方式とAgilent方式について比較する。寄生インピーダンス測定範囲の比較について図12に示す。NPL方式では、現在対象としている周波数範囲で寄生インピーダンスを測定している。一方Agilent方式では、40~60MHzの高周波帯域で測定し、対象の周波数範囲へ外挿している。外挿法によるAgilent方式では、1nF以上の大容量セラミックキャパシタに対して本手法を適用することができない。セラミックキャパシタは通常、極力周波数特性が小さいセラミック材料を使用するが、基本的に周波数依存しない空気キャパシタとは異なり、キャパシタンス自体が周波数の関数となる。さらには対象としている周波数付近に誘電異常が存在する可能性も否定できない。この理由から、Agilent方式における寄生インピーダンスの測定は、空気キャパシタに制限される。

次に、標準器(S)から校正器物(DUT)への校正方法の比較を図12に示す。NPL方式では高周波用ブリッジに

	NPL方式	Agilent方式
寄生インピーダンスの測定範囲	1 kHz ~ 10 MHz 	40 ~ 60 MHz (1 ~ 10 MHzに外挿) 
DUT校正方法	高周波用ブリッジ → DUT 	LCRメータ → DUT 

図12 寄生インピーダンスの測定範囲及び標準器から校正器物への校正方法の比較

よる比較校正を行う。既に紹介したように、この過程では公称値が異なるDUTへの校正が可能であり、セラミックキャパシタを利用した大容量キャパシタの校正が実現されている。一方、Agilent方式では市販のLCRメータによる置換校正を行う。この方式には市販品で校正できるという利点がある。しかし公称値が異なるDUTへの校正は不可能であるため、1nF以上の標準キャパシタの校正を実施することはできない。

両方式の対比について表2にまとめた。NPL方式の高周波用ブリッジは構築に技術的困難が伴うと予想されるが、NMIJではブリッジ構築の技術が蓄積されており、今後この方式に基づいてキャパシタンス標準の高周波化を実現してゆく予定である。その上で、さらなる改善の余地があればそれを試みる。その一例として、キャパシタンス電極の高品質化が挙げられる。すなわち電極表面の吸着物がキャパシタンスの周波数特性に影響を与える可能性は否定できず、製作時の適切な表面、界面処理法について考慮する必要がある<sup>30)</sup>。

表2 NPL方式とAgilent方式の対比

	NPL方式	Agilent方式
周波数特性評価 (寄生インピーダンス測定)	1個の標準器を評価すれば良い	各公称値の標準器に対して評価が必要
校正可能容量範囲	1 pF ~ 1 $\mu$ F	1 pF ~ 1 nF
校正装置	高周波用ブリッジ (製作に高度な技術を要する)	市販のLCRメータ (測定が容易)
校正プロセス	装置の評価・DUTの校正 各々の周波数において必要	必要周波数域(1 kHz ~ 10 MHz) における校正を1度にかゝる可能



4.4 その他の技術的改善点

4.4.1 誘導分圧器

誘導分圧器 (Inductive Voltage Divider : IVD) とは、電磁誘導の原理を利用して入力電圧を高精度に分圧し出力する装置の名称である。このため、インピーダンス標準の校正装置では数多くの誘導分圧器が利用されている。インピーダンス標準における校正結果は、分圧比にも依存するため、この分圧比の公称比からのずれおよび不確かさは評価されていなければならない。現在NMIJでは、誘導分圧器校正装置を特定標準器として有しているが、NMIJで実施されている校正の原理および不確かさ評価に関しては、詳細な技術報告が出版されているのでこれに譲る<sup>31)</sup>。最も基本的な誘導分圧器回路を図13に示す。入力端に入力電圧を印加すると、巻線から等間隔に引き出された隣接する2つの出力端間には、電位差  $V_k - V_{k-1}$  ( $k = 1, 2, \dots, N$ ) が出力される。この電位差が精度よく校正されていれば、入力電圧を精度よく分圧できる。

ここでは、高周波化に適した誘導分圧器の改良について代表的な2点を述べる。

(A) Two-stage型誘導分圧器

高精度な分圧比を得ることが要求されるインピーダンス標準では、Two-stage型と呼ばれる誘導分圧器を利用することが多い<sup>32), 33)</sup>。これは高周波に限らず、誘導分圧器で普遍的に適用されてきた技術であるが、高精度誘導分圧器を実現するうえで不可欠であることからここで取り上げる。

一般に、電磁誘導の原理を利用して昇降圧や分圧を行なうトランスや誘導分圧器は、一次側(励磁)・二次側巻線、及び磁束を効率よく受け渡すためのコアが要素となって構築されている。これがこれらの装置の理想型で

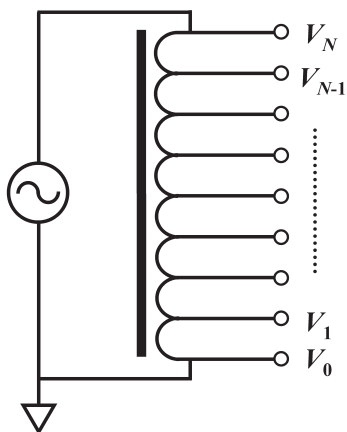


図13 誘導分圧器の基本回路

あるが、実際には一次巻線抵抗  $r$  および一次-二次間の漏れインダクタンス  $l$  があり、高精度が要求されるデバイスではこれらを無視することはできない。この場合におけるトランスの回路図を図14(a)に示す ( $n_1, n_2$ : 1次側, 2次側の巻数)。入力された電圧  $E_1$  が、トランスを介して正確に昇降圧され、二次側端子に出力されるのが理想状態である ( $E_2 = E_1 n_2 / n_1$ ) が、実際には  $r$  と  $l$  が寄生インピーダンスとして働くため、これは実現されない。  $r$  と  $l$  による電圧降下を  $\Delta E$  とすると、

$$\Delta E = I_{\text{mag}} (r + j\omega l) \equiv I_{\text{mag}} z_1 \quad (15)$$

とかける。ただし  $z_1$  は一次側巻線の寄生インピーダンスであり、  $z_1 \ll Z_1$ 。従って、二次側で得られる出力電圧  $E_2$  は、

$$E_2 = (E_1 - \Delta E) n_2 / n_1 \quad (16)$$

となり、巻数比に対応する理想の電圧比で出力できない。

この問題を解決するために、図14(b)のような回路を構築する。この回路の一次側は、  $I_1$  が流れる回路が(a)と同じで、  $I_2$  が流れる回路が新たに加えられている。またコア  $\Phi_2$  が加えられている。  $\Phi_2$  によるインピーダンスを  $Z_3$  とし、巻線  $W_2, W_3, W_4, W_5$  の寄生インピーダンスを各々  $z_2, z_3, z_4, z_5$  とする。ただし  $z_1, z_2, z_3, z_4, z_5 \ll Z_1, Z_3$ 。  $W_1$  と  $W_3$  は、同じコアに同じ巻数だけ巻かれているので、両巻線に印加する電圧は  $E_1 - \Delta E$  が同じ。これは  $z_2 + z_3 + Z_3$  に印加される電圧が、  $z_1$  に印加される電圧と

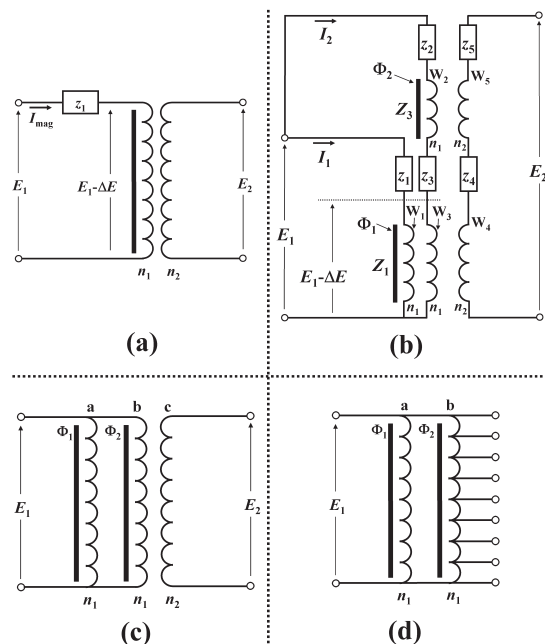


図14 Two-stage型誘導分圧器回路

同じ  $\Delta E$  であることを意味する。すなわち、

$$\begin{aligned} I_1 &= \Delta E / z_1 \\ I_2 &= \Delta E / (z_2 + z_3 + Z_3) \end{aligned} \quad (17)$$

また入力電圧は  $E$  であるから、 $I_1$  を流れる回路に関して、

$$I_1 = E_1 / (z_1 + Z_1) \quad (18)$$

が成り立つ。(17), (18)より、

$$\begin{aligned} I_2 &= \Delta E / (z_2 + z_3 + Z_3) = I_1 z_1 / (z_2 + z_3 + Z_3) \\ &= E_1 z_1 / (z_1 + Z_1) (z_2 + z_3 + Z_3) \end{aligned} \quad (19)$$

が導出される。(18), (19)から分かるように、 $I_1$  を流れる回路における全インピーダンスは  $z_1 + Z_1$  であるのに対し、 $I_2$  を流れる回路における全インピーダンスは  $(z_1 + Z_1) (z_2 + z_3 + Z_3) / z_1$ 。これらは、

$$z_1 + Z_1 \ll (z_1 + Z_1) (z_2 + z_3 + Z_3) / z_1 \quad (20)$$

と関係付けられる。従って両回路を流れる電流の関係は  $I_2 \ll I_1$  である。

二次側の出力電圧  $E_2$  は、

$$E_2 = \left\{ (E_1 - \Delta E) - I_2 z_3 \right\} \frac{n_2}{n_1} + (\Delta E - I_2 z_2) \frac{n_2}{n_1} \quad (21)$$

ただし、(21)の第一項は、コア  $\Phi_1$  の巻線に起因する二次側電圧、第二項は、コア  $\Phi_2$  の巻線に起因する二次側電圧である (いずれの項も各々の巻線の寄生インピーダンスを含む)。従って(21)は、(19)を用いることにより、以下の様に変形できる。

$$\begin{aligned} E_2 &= \left\{ E_1 - I_2 (z_2 + z_3) \right\} \frac{n_2}{n_1} \\ &= E_1 \left\{ 1 - z_1 (z_2 + z_3) / (z_1 + Z_1) (z_2 + z_3 + Z_3) \right\} \frac{n_2}{n_1} \end{aligned} \quad (22)$$

ここで(22)の第二項目は  $z_1 (z_1 + Z_1)$  と  $(z_2 + z_3) / (z_2 + z_3 + Z_3)$  の乗算と見なせる。 $z_1 \ll Z_1$  及び  $(z_2 + z_3) < Z_3$  であることを考慮すると、(22)は良い近似で、

$$E_2 = E_1 \frac{n_2}{n_1} \quad (23)$$

と理想的トランスに近い変圧が得られる。

図14 (b) の回路は、2つのコアが各々別のトランスをもち、全体の回路としてトランスは2つである。しかし、図14 (c) のようにすることにより、同等の回路を見かけ上1つのトランスで実現することができる。

① 最初にコア  $\Phi_1$  に巻数  $n_1$  の巻線を作る (巻線aとする)。

② aが巻かれたコア  $\Phi_1$  に、コア  $\Phi_2$  を重ねる。

③ 重ねた状態を1つのコアとみなして巻数  $n_1$  の巻線を作る (巻線bとする)。この状態のコアがトランスの一次側となる。

④ 最後に巻数  $n_2$  の巻線を作り (巻線cとする)、これを二次側トランスとして出力端を出す。

なお、寄生インピーダンス  $z_1$  は巻線aに、 $z_2, z_3$  は巻線bに、 $z_4, z_5$  は巻線cにそれぞれ含まれる。この回路を構築することにより回路をコンパクトにまとめられる。また、2つのトランス間を接続する線路が省略されるため、寄生インピーダンスの抑制にもつながる。

Two-stage型誘導分圧器は、図14 (d) に示す回路を構築することになる。実際の装置では、より高精度を得るために、次のような処置を施す。Two-stage型誘導分圧器の構造を図15に示す<sup>31)</sup>。装置はトロイダル形状をしており、これはその断面図である。Exciting winding (励磁巻線) は図14 (d) の巻線aに、Ratio winding (分圧比巻線) は巻線bに、Core1はコア  $\Phi_1$  に、Core2はコア  $\Phi_2$  に各々該当する。励磁巻線からの漏れ磁束を抑制するため、励磁巻線と分圧比巻線の間にパーマロイ及び銅製の磁気シールドが設置されている。パーマロイシールドは、商用周波数 (50, 60 Hz) ~ 数kHzの周波数帯において漏れ磁束の遮蔽に有効である。これは、パーマロイが高透磁率材料であるため、漏れ磁束がシールド内に閉じ込められるためである。一方、銅シールドは数kHz以上の高

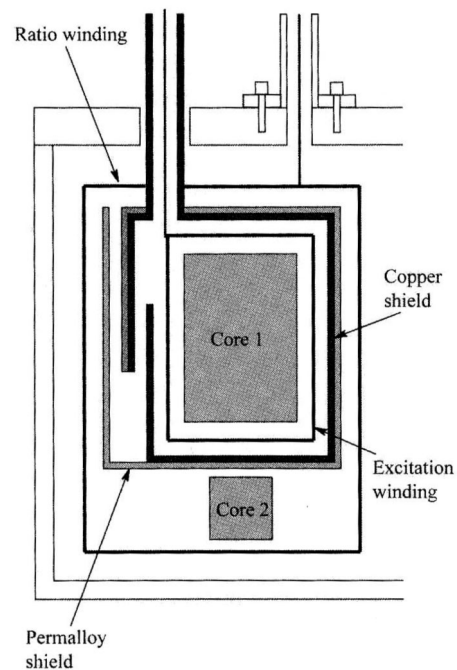


図15 Two-stage型誘導分圧器の構造<sup>31)</sup>

周波帯に対してシールド効果が期待できる。これは、銅が高導電材料であることに起因して表皮効果が働き、やはり漏れ磁束がシールド内に閉じ込められるためである。なお、シールド設置の分だけ装置体積は増大する。これは例えば分圧比巻線の長大化につながり、寄生インピーダンスをいたずらに増やすことになりかねない。このため、銅シールドのみで高精度が満足される高周波帯域では、パーマロイシールドは設置しないなど適宜部材を取捨選択する必要がある。

(B) ガード設置型誘導分圧器

高精度誘導分圧器では、出力インピーダンスや、負荷の接続に伴う負荷容量が極力小さくなるように構築されている<sup>31)</sup>。これらは、公称分圧比からのずれと不確かさを大きくする一要因となる。1kHz帯域での測定にはこの対策で十分であるが、高周波化に伴い、これらの影響が無視できなくなる<sup>34)</sup>。特に対地容量や巻線間容量の影響が著しくなる。巻線における巻数の抑制や巻線間隔を大きくとるなどの対策が採られるが、図16のような誘導分圧器は、より有望な高周波化の対策となり得る<sup>35)</sup>。巻線には同軸ケーブルが使われている。内部導体は普通の分圧比巻線を担当するが、外部導体はその巻線の電位に最も近い電位にする。例えば  $V_{N-1}$  と  $V_N$  の端子間の巻線であれば、その外部導体は  $V_{N-0.5}$  の電位となる。この「ガード電位」の効果により浮遊容量が抑制され、高周波でも公称分圧比からのずれと不確かさを小さく抑えることができる。

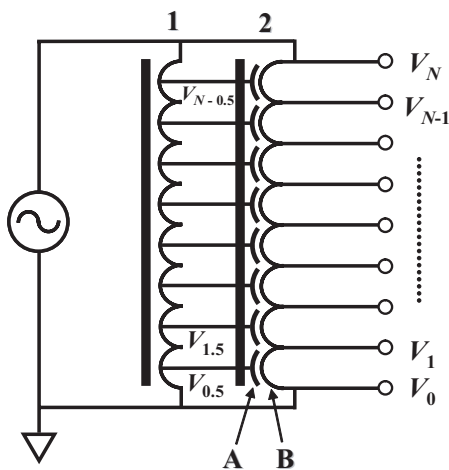


図16 ガードが挿入されたTwo-stage型誘導分圧器：1；励磁巻線，2；分圧比巻線，A；同軸ケーブル外部導体，B；同軸ケーブル内部導体

4.4.2 高透磁率コア

各種ブリッジや誘導分圧器において、高透磁率コアは重要な素子のひとつである。高透磁率、低履歴損失のコアを用いることにより、漏れ磁束を極力抑制することができる。コア材の主流はパーマロイである。これは  $Fe_{0.74}Ni_{0.26}$  の組成をもつ強磁性合金であり、磁気異方性が極めて小さいため高透磁率、低履歴損失を示す<sup>36)</sup>。ところが近年ではこれを凌駕するコア材が数多く開発されるようになった。そのひとつであるアモルファス磁性体は、非晶質体という特性上、結晶磁気異方性は存在せず、組成選択と材料プロセスを調整することにより、高透磁率かつ履歴の小さい特性を有する磁性材料を得ることができる。しかし同時に、非晶質体は熱力学的準安定状態という側面も持ち合わせる。この性質は著しい経時変化の起因となるため、年単位の安定性維持が要求される標準器・標準装置の構成要素として適切とはいえない。

Yoshizawaらは、FINEMETと呼ばれるナノ結晶ソフト磁性材料を開発した<sup>37), 38)</sup>。化学組成は  $Fe_{74.5-x}Cu_xNb_3Si_{13.5}B_9$  である。この材料は、アモルファス磁性体に勝る高透磁率、低履歴損失を実現しているうえに、経時変化が非常に小さい。FINEMETとCo基アモルファスにおける比透磁率の時間依存性を図17に示す<sup>39)</sup>。これは100°Cで測定された結果であるが、アモルファスは経時に伴い比透磁率が低下しているのに対し、FINEMETはほとんど変化しない。この特徴は、Cu, Nb, Bの各元素の存在に起因する。 $Fe_{74.5-x}Cu_xNb_3Si_{13.5}B_9$ の主相はFe-Siであるが、この中にCu, Nb, Bが分散している。最初主相はアモルファスの形態をとっているが、この相に対してCuは結晶成長核の役割を担い、アモルファスの結晶化を促す。ところがNb, Bには結晶成長抑制効果があるため、主相の結晶

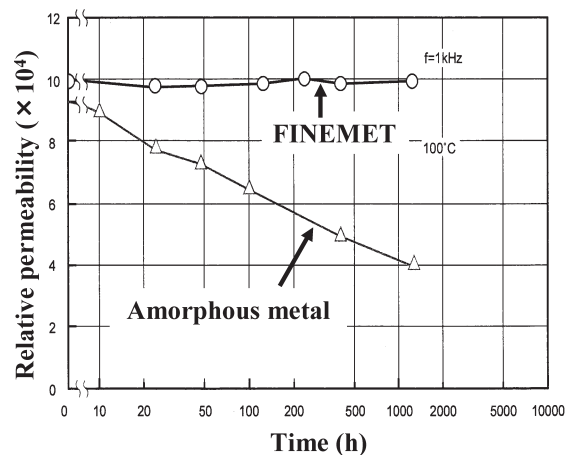


図17 FINEMET(○)とCo基アモルファス(△)における比透磁率の時間依存性：温度  $T=100^{\circ}C$ ，周波数  $f=1kHz$  で測定<sup>39)</sup>

成長はあるサイズで停止する。従ってCu, Nb, Bがナノスケールで均一分散されていれば, 均一なナノ結晶粒が安定的に維持されることになり, 磁気特性の経時安定性につながる。

## 5. 総括

現在NMIJのキャパシタンス標準は, ブリッジを介して直流抵抗標準である量子化ホール抵抗から実現されている。この標準により, JEMIC等の登録事業者を通して産業界のキャパシタンス標準が校正されるが, JCSS認定校正は1kHzに限定されている。しかし産業界におけるMHz帯域までの高周波標準の需要は少なくないため, キャパシタンス標準の高周波化が急務となっている。現在, キャパシタンス標準高周波化の技術として, NPLとAgilentの二方式があり, これらの技術的要点を紹介し, その長所, 短所について比較検討した。NPL方式の高周波用ブリッジは構築に技術的困難が伴うと予想されるが, NMIJではブリッジ構築の技術が蓄積されており, 今後この方式に基づいてキャパシタンス標準の高周波化を実現してゆく予定である。

## 謝辞

本調査研究をまとめるにあたり貴重な資料と情報を提供していただきました, 日本電気計器検定所 標準部 標準供給グループ 坂上清一氏, 下山昭彦氏, 及び, 長野県工業技術総合センター 精密・電子技術部門 電子チーム 松沢草介氏, 花岡健一氏に深く感謝致します。また貴重な御助言と御鞭撻を賜りました, 産業技術総合研究所 計測標準研究部門 電磁気計測科 吉田春雄科長, 電気標準第1研究室 中村安宏室長に深く感謝致します。最後に, 電磁気計測科の皆様には貴重な御意見を頂きました。ここに感謝致します。

## 参考文献

- 1) M. Stucchi and K. Maex : Frequency dependence in interline capacitance measurements, IEEE Trans. Instrum. & Meas. **51** (2002) 537-543.
- 2) A. M. Thompson and D. G. Lampard : A new theorem in electrostatics and its application to calculable standards of capacitance, Nature (London) **177** (1956) 888.
- 3) G. W. Small, B. W. Ricketts, P. C. Coogan, B. J. Pritchard, and M. M. R. Sovierzoski : A new determination of the quantized Hall resistance in terms of the NML calculable cross capacitor, Metrologia **34** (1997) 241-243.
- 4) F. Delahaye, A. Fau, D. Dominguez, and M. Bellon : Absolute determination of the Farad and the Ohm, and measurement of the quantized Hall resistance, IEEE Trans. Instrum. & Meas. **IM-36** (1987) 205-207.
- 5) H. Bachmair, T. Funck, R. Hanke, and H. Lang : Realization and maintenance of the unit of capacitance with the PTB cross capacitor during the last ten years, IEEE Trans. Instrum. & Meas. **44** (1995) 440-442.
- 6) A.-M. Jeffery, R. E. Elmquist, L. H. Lee, J. Q. Shields, and R. F. Dziuba : NIST comparison of the quantized Hall resistance and the realization of the SI Ohm through the calculable capacitor, IEEE Trans. Instrum. & Meas. **46** (1997) 264-268.
- 7) 遠藤忠 : 電気標準の変遷, 電気学会雑誌 **120** (2000) 31-34.
- 8) 金子晋久 : 量子ホール効果抵抗標準の研究の現状, 産総研計量標準報告 **2** (2004) 617-625.
- 9) 遠藤忠 : 新しい電気の量子標準-ジョセフソン効果電圧標準と量子ホール効果抵抗標準-, 応用物理 **59** (1990) 712-724.
- 10) Y. Nakamura, M. Nakanishi, and T. Endo : Measurement of frequency dependence of standard capacitors based on the QHR in the range between 1 kHz and 1.592 kHz, IEEE Trans. Instrum. & Meas. **50** (2001) 290-293.
- 11) Y. Nakamura, A. Fukushima, Y. Sakamoto, T. Endo, and G. W. Small : A multifrequency quadrature bridge for realization of the capacitance standard at ETL, IEEE Trans. Instrum. & Meas. **48** (1999) 351-355.
- 12) S. A. Awan, R. G. Jones, and B. P. Kibble : Evaluation of coaxial bridge systems for accurate determination of the SI Farad from the DC quantum Hall effect, Metrologia **40** (2003) 264-270.
- 13) NPL web site : <http://www.npl.co.uk/electromagnetic/dclf/capacitors.html>
- 14) J. C. Hsu, Y. S. Ku, and H. L. Pang : Establishment of capacitance traceability based on QHR at CMS, 2004 CPEM Digest (2004) 101.
- 15) 堤晋太郎 : JEMICの校正業務の紹介, NMIJ低周波インピーダンスクラブ-第1回クラブ研究会 (2005), 講演資料 : <http://www.nmij.jp/metrology-club/teishuha/docimg/nichidenken1.pdf>, 中村安宏 : 標準整備状況と供給体制, NMIJ低周波インピーダンスクラブ-第1回クラブ研究会 (2005), 講演資料 : <http://www.nmij.jp/me>

- trology-club/teishuha/docimings/nakamura2.pdf
- 16) NIST web site : <http://ts.nist.gov/ts/htdocs/230/233/calibrations/Electromagnetic/Impedance.htm>
- 17) KRIS web site : <http://www.kriss.re.kr/>
- 18) Bureau International des Poids et Mesures, BIPM calibration and measurement capabilities of National Metrology Institutes database, 国際度量衡局, 国立計量研究所校正能力データベース, <http://kcdb.bipm.org/AppendixC/>
- 19) R. N. Jones : Evaluation of three-terminal and four-terminal pair capacitors at high frequencies, NBS Technical Note **1024** (1980).
- 20) S. A. Awan, B. P. Kibble, I. A. Robinson, and S. P. Giblin : A new four terminal-pair bridge for traceable impedance measurements at frequencies up to 1 MHz, IEEE Trans. Instrum. & Meas. **50** (2001) 282-285.
- 21) S. A. Awan and B. P. Kibble : Accurate measurement of the frequency dependence of impedance standards from 1 kHz to 10 MHz, 2003 NCSL International Workshop and Symposium (2003).
- 22) B. P. Kibble : Proposals for extending traceable impedance measurements to higher frequencies, Metrologia **35** (1998) 17-20.
- 23) S. A. Awan, B. P. Kibble, and I. A. Robinson : Calibration of IVDs at frequencies up to 1 MHz by permuting capacitors, IEE Proc.-Sci. Meas. Technol. **147** (2000) 193-195.
- 24) R. D. Cutkosky : Four-terminal-pair networks as precision admittance and impedance standards, IEEE Trans. on Commun. and Electronics **70** (1964) 19-22.
- 25) K. Suzuki: A new universal calibration method for four-terminal-pair admittance standards, IEEE Trans. Instrum. & Meas. **40** (1991) 420-422.
- 26) 電気学会編：電気工学ハンドブック, 電気学会 (2001) 241-242.
- 27) アジレントテクノロジー株式会社編：ネットワークアナライザの基礎-コーステキスト, アジレントテクノロジー株式会社 (2005).
- 28) X. Wang, Y. Ruan, D. Dai, and Q. Wang : Calibration theory and measurement method of four-terminal pair standard capacitor frequency characteristic, 2004 CPEM Digest (2004) 376-377.
- 29) T. Yonekura and T. Wakasugi : Frequency characteristics of four-terminal-pair air-dielectric capacitors, 1990 NCSL Workshop & Symposium-Session 7A-2 (1990) 471-483.
- 30) G. W. Small: Private Communication (2005).
- 31) 中村安宏：Two-stage型誘導分圧器の校正と不確かさ評価, 産総研計量標準報告 **4** (2005) 45-52.
- 32) B. P. Kibble and G. H. Rayner : Coaxial AC bridges (Adam Hilger Ltd, Bristol, 1984) 98-101.
- 33) T. A. Deacon and J. J. Hill: Two-stage inductive voltage divider, Proc. IEE. **115** (1968) 888-892.
- 34) 下山昭彦：誘導分圧器の負荷効果の測定, NMIJ低周波インピーダンスクラブ-第1回クラブ研究会 (2005) ; 講演資料 : <http://www.nmij.jp/metrology-club/teishuha/docimings/nichidenken2.pdf>
- 35) D. N. Homan and T. L. Zapf : Two stage, guarded inductive voltage divider for use at 100 kHz, ISA Transactions **9** (1970) 201-209.
- 36) 作道恒太郎：固体物理－磁性・超伝導, 裳華房 (1996) 44.
- 37) Y. Yoshizawa, S. Oguma, and K. Yamauchi: New Fe-based soft magnetic alloys composed of ultrafine grain structure, J. Appl. Phys. **64** (1988) 6044-6046.
- 38) Y. Yoshizawa, K. Yamauchi, T. Yamane, and H. Sugihara: Common mode choke cores using the new Fe-based alloys composed of ultrafine grain structure, J. Appl. Phys. **64** (1988) 6047-6049.
- 39) The figure is available via web site : <http://www.manz-electronic.de/index/download/FINEMETmaterials.pdf>

