

ACシャント標準の現状

昆 盛太郎*

(平成19年11月6日受理)

A Review of Alternating Current Shunt Standards

Seitaro KON

Abstract

The project for development of ac shunt standards has been launched at NMIJ since 2007. They are important components of non-sinusoidal power standards whose project started last year. And they also have possibilities to improve the national primary power standards more precisely and accurately. This report describes the backgrounds of the ac shunts and introduces measurement techniques at NMIs which have already developed ac shunts calibration systems. Several components which take key roles for fabricating the calibration systems are also described.

1. はじめに

大電流計測に用いられる機器には大きく分けるとシャント(分流器)と変流器(Current Transformer :CT)がある。シャントは多数の抵抗器を並列に接続した構造を持つ機器であり、入力電流を電圧に変換することで周波数特性良く電流を測定できる。最近では大電流を微弱な信号に変換するロゴスキーコイルや光CTなどのECT(Electronic Current Transformer)も開発され実用化されているが、精度の要求される電流測定においては主にシャントが利用される。

ACシャントの利用範囲は、たとえば遮断器の短絡試験や避雷器の大電流試験など、送配電系統の大電流計測や大口電力需要家の電力量計測、業務用・個人用のデジタル計測器やクランプ式テスタなど多岐に渡る。例えば、この中で一般的にもなじみの深いデジタル計測器では、まず入力電流をACシャントで電圧に変換する。そしてこの電圧をA/Dコンバータでデジタル量に変換し演算を行って測定値を表示している。したがってシャントの抵抗値や位相角などの特性が既知であればデジタル計測器の測定値を補正することが可能である。また、後述するように地球温暖化防止を目的とした省エネルギー化推進の負の効果として高調波問題が深刻化しており、高精度な高調波計測のニーズが高まっている。高調波を抑制することは高調波電流を抑制することと同義であり、この分

野におけるACシャントのニーズも高まっている。一方、JEMIC(日本電気計器検定所)が特定標準器を有する電力標準ではACシャントを用いて電流を電圧に変換し、この電圧を用いて参照用電力を演算により求めている。したがって高精度なACシャント標準を確立することにより、電力標準の高精度化が可能となる。このような情勢を受け、計量標準総合センター(NMIJ)では2007年度にACシャント標準のプロジェクトが開始された。

そこで本稿ではACシャント標準の開発に着手するに当たり、この標準の現状について調査した内容について報告する。

まずACシャント開発の経緯となった高調波電力標準のニーズおよび電力標準の高精度化について述べる。次にACシャントの基礎および各国標準機関におけるACシャント標準について、校正能力も含めて紹介する。そのうえで、現在NMIJで開発を検討しているACシャント標準のプランと技術的要素について述べ、最後に総括する。

1.1 高調波電力標準に対するニーズ

NMIJでは高調波電力標準の開発が2005年より行われているが、この中でACシャントは重要な役割を担っている。図1はNMIJにおける高調波校正システムのプラン¹⁾である。このシステムにおけるACシャントの具体的な役割は、校正器物(DUT)であるパワーアナライザを経由した電流を電圧に変換することである。最終的にはこのACシャントで変換された電圧を電圧計で読むことになるため、高調波校正システムにおけるシャントは正確な値を持つ

* 計測標準研究部門 電磁気計測科

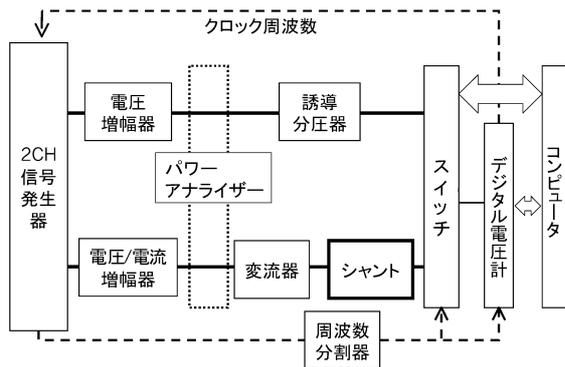


図1 高調波校正システムのプラン¹⁾

ことが必要不可欠となる。

そもそも高調波が問題となってきたのは、最近の地球温暖化防止のためのCO₂排出規制強化に伴う省エネルギー化の推進、すなわちパワーエレクトロニクス技術の発達が主な原因である。パワーエレクトロニクス技術の代表としてインバータ回路やコンデンサ入力整流回路が挙げられるが、インバータ回路の基本的な使用目的は可変速運転である。具体的には交流電源から供給される交流を直流にした後、この直流を切り刻んで所望の周波数の交流電源を得る。つまりこれらは電力系統から正弦波で供給される電流をそのまま用いず、一部分のみを利用する仕組みとなっている。このような仕組みを持つ負荷を非線形負荷、正弦波電流をそのまま使用する負荷を線形負荷と呼ぶが、非線形負荷は結果的に商用周波数以上の電流を電力系統に撒き散らすことになる。つまり高調波の出現である。

図2に基本波電流と高調波電流の関係を示す²⁾。図中の曲線1が基本波であり曲線3,5,7,9が高調波である。破線で示してある i は交流入力電流を示すが、基本波電流に基本波周波数の3倍、5倍、7倍、9倍の周波数を持つ正弦波電流を重ねた矩形になる。このように電流波形が歪むため、電圧波形も歪むことになるが、高調波問題にはこれも含めて3つのモードが存在する。すなわち、高調波による過電流、高調波による誘導障害、高調波による電圧波形歪み、である。表1は電気協同研究会の高調波対策専門委員会が高調波障害発生メカニズムと障害の様相をまとめたものであるが、機器の加熱による寿命短縮や電子回路の誤動作および雑音発生など、高調波は様々な問題を引き起こす。また表2は、高調波が各種の機器に与える障害の現象とその影響をより具体的にまとめたものである²⁾。このように省エネ対策の推進が生んだ負の効果である高調波は様々な問題を引き起こしており、早急な対策が必要である。

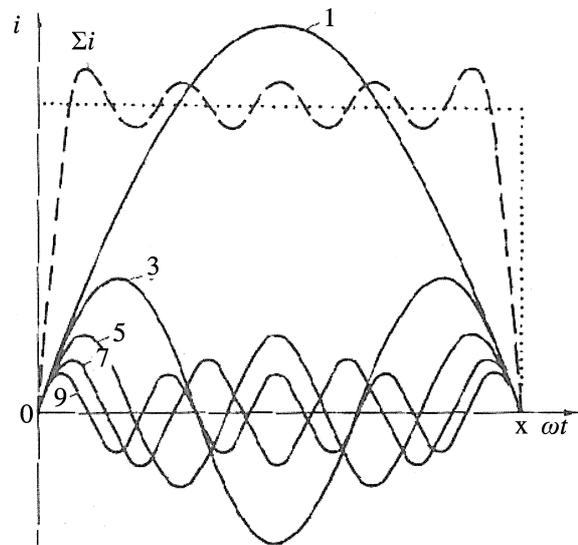


図2 基本波電流と高調波電流²⁾

日本では高調波抑制対策関連規格として低圧機器単位での高調波電流発生量上限値を定めた「JIS C 61000-3-2」（IEC 610003-2に準拠*、旧「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」）、および高圧以上で受電する需要家単位での高調波電流発生量上限値を定めた「高圧又は特別高圧で受電する需要家の高調波抑制対策ガイドライン」の2種類が規定され有効に機能しているが³⁾、これら二つの規格によって定められている高調波電流の上限を遵守するために、パワーアナライザの需要が増えている。

このような事情からNMIJでは高調波校正システムの開発に着手している。尚、高調波校正システムの他国における整備状況や国際比較等、高調波計測に関する現状については詳細な文献⁴⁾が出版されているのでここでは特に取り扱わないが、この高調波校正システムの目標は、商用周波数（50, 60 Hz）の40次高調波（基本波50 Hzとすると2 kHz）まで、また長期的には100次高調波（基本波60 Hzとすると6 kHz）までの拡張も視野に入れて開発が進んでおり、校正の不確かさは当面50 ppm以下を目標としている。したがって高調波校正システムで使用されるACシャントには周波数範囲50 Hz～6 kHz、試験電流5 Aにおいて、同相成分（抵抗値）および直角成分（位相角）ともに10 ppm程度の精度が求められる。

*IEC 61000-3-2:2004(Amendment 2)に準拠。2007年10月現在、JIS C 61000-3-2は IEC 61000-3-2:2005には対応していない。

表1 障害発生メカニズムと障害をうける機器²⁾

| 障害モード | 障害発生へのメカニズム | 障害を受ける機器 |
|---------------|---|---|
| 高調波による過電流 | <div style="border: 1px solid black; padding: 2px;">高調波による電流実効値の増加</div> 抵抗ロスの増大 誘電ロスの増大 機器の過熱 | ・変圧器、リアクトルなど巻線で構成される機器 ・進相用コンデンサなど ・変圧器、リアクトルなど鉄心を有する機器 |
| | <div style="border: 1px solid black; padding: 2px;">高調波によるうず電流の増大</div> 鉄損の増大 異常音、振動の発生 機器の過熱 | |
| 高調波による誘導障害 | <div style="border: 1px solid black; padding: 2px;">電磁誘導による誘導ノイズ</div> 電子回路の誤動作 雑音発生 | ・マイコン等、高速動作をする部品で構成される機器、センサなど ・ラジオ、テレビ、オーディオ等AV機器 |
| 高調波による電圧波形ひずみ | <div style="border: 1px solid black; padding: 2px;">同期回路の位相ズレ</div> サイリスタ、トライアック等の位相制御の誤動作または不安定 <div style="border: 1px solid black; padding: 2px;">電圧波高値の低下</div> 回路電圧不足による誤動作、不動作 | ・サイリスタ制御装置等位相制御をする機器 ・直流制御電源回路を有する機器全般 |

表2 高調波が電気設備および機器に与える障害の種類²⁾

| 分類 | 機器名 | 障害の現象 | 障害の影響 | |
|------------|--|----------------------------------|------------------|-----------|
| 受変電機器・設備機器 | 変圧器 | 過負荷、過熱、異常音(うなり)、振動 | 絶縁劣化、寿命短縮 | |
| | 電力用コンデンサリアクトル付リアクトルなし | 同上 | 同上 | |
| | コンデンサ用リアクトル | 同上 | 同上 | |
| | 三相4線式中性線 | 過熱 | 同上 | |
| | 計器用変成器 | 測定精度の悪化 | | |
| | 積算電力量計 | 測定誤差 | 電流コイル焼損 | |
| | 配線用遮断器 | 誤動作 | | |
| | 漏電遮断器、漏電リレー | 同上 | | |
| | ヒューズ、ブレーカ | 過熱、誤動作 | 熔断 | |
| | 過電流継電器 | 誤動作 | 電流コイル焼損 | |
| 産業用機器 | 誘導電動機 | 二次側過熱、異常音(うなり)、振動、効率低下 | 回転数の変動、寿命低下 | |
| | 同期機 | 振動、効率低下 | 寿命低下 | |
| | 低周波誘導炉 | 運転不能 | | |
| | NCコントローラ | 制御信号のズレによる誤動作 | 寿命低下 | |
| | ロボットコントローラ 位相決めコントローラ 汎用インバータ 産業用各種制御機器 | 特定部品の過熱 | 誤動作 | |
| | サイリスタ制御機器 サイリスタレオナード 静止セルビュス インバータ センサ | 位相ズレによる誤制御、誤動作 | 寿命低下 | |
| 電子応用機器 | 電子計算機 FAコンピュータ OAコンピュータ パソコン PC (Programable Contoroller) CAD ワークステーション ファクシミリ データプロセッサ イメージスキャナ ワードプロセッサ X線マイクロアナライザ | 電源回路部品の過熱、画像の乱れ、誤動作 | 寿命低下誤動作 | |
| | 家電用機器 | 蛍光灯 電気時計、タイマ マイコン搭載機器 | 過熱 | 同上 |
| | | AV機器 (ラジオ、テレビ、ステレオ) | 過熱、映像のチラツキ、雑音の発生 | 性能低下、寿命低下 |
| | | 複写機 プリンタ 水銀灯、ナトリウム灯 通信機 | 過熱、誤動作 | 寿命低下 |

1.2 電力標準の高精度化

電力標準は産業界のみならず、一般的にもなじみの深い電気標準の一つである。各家庭を始め、ほぼすべての建造物に積算型の電力量計が設置されており、この指示値を基に電気料金が請求される。したがってこれらの電力量計は需要家間における不公平を生まないためにも高精度に校正されている必要がある。有効電力 P 、無効電力 Q はそれぞれ(1)、(2)式のように表される。

$$P = UI \cos \phi \tag{1}$$

$$Q = UI \sin \phi \tag{2}$$

ここで U は交流電圧実効値、 I は交流電流実効値、 ϕ は U と I の位相差であり、特に $\cos \phi$ は力率と呼ばれる。(1)式で示した有効電力 P が実際に負荷で消費される電力である。 P は交流電圧と交流電流、力率との積から成り、電力標準は様々な電気標準によって組み立てられることがわかる。ここでは特定標準器を有するJEMICの電力標準について述べる。

図3に電力標準におけるトレーサビリティ体系図を示す。電力標準は本質的にはジョセフソン効果による直流電圧標準、量子ホール効果による直流抵抗標準、交直変換標準、原子時計による周波数標準から成る。各々の標準に関しては詳細な文献が出版されているので^{(5)~(7)}これに譲るが、電力標準においてACシャントは重要な位置を担っており、ACシャント標準の高精度化が電力標準の高精度化に繋がることは明らかである。

具体的には、図4に示すJEMICの電力標準システム⁸⁾において、電流ラインから公称0.1 Aのシャントを用いて電流を電圧に交換する。また、電圧ラインでは誘導分圧器(Inductive Voltage Divider: IVD)を用いて電圧 U を分圧する。

$$I = \frac{u_1}{R} \tag{3}$$

$$U = Au_2 \tag{4}$$

ここで A はIVDの分圧比を示す。各々から得られた電圧 u_1 、 u_2 および位相計で測定された位相角 ϕ を用いると、有効電力 P および無効電力 Q は、

$$P = UI \cos \phi = \frac{Au_1u_2}{R} \cos \phi \tag{5}$$

$$Q = UI \sin \phi = \frac{Au_1u_2}{R} \sin \phi \tag{6}$$

で表される。電力計の校正を行う場合には(5)、(6)式によって求められた有効電力 P および無効電力 Q と被校正用電力計で直接測定された有効電力、及び無効電力を比較することによって校正が行われる。したがって標準として使用される P 、 Q を精度よく決めるためには電圧 u_1 、 u_2 および位相角 ϕ を精度良く測定する必要がある。すなわち、 u_1 、 u_2 を精密に測定するために高精度なIVD、及びACシャント標準が必要となる。尚、ここで紹介したJEMIC電力標準における(1)~(6)式中の各定数の値は $U = 100[V]$ 、 $I = 5[A]$ 、 $A = 20$ 、 $R = 0.1[\Omega]$ である。

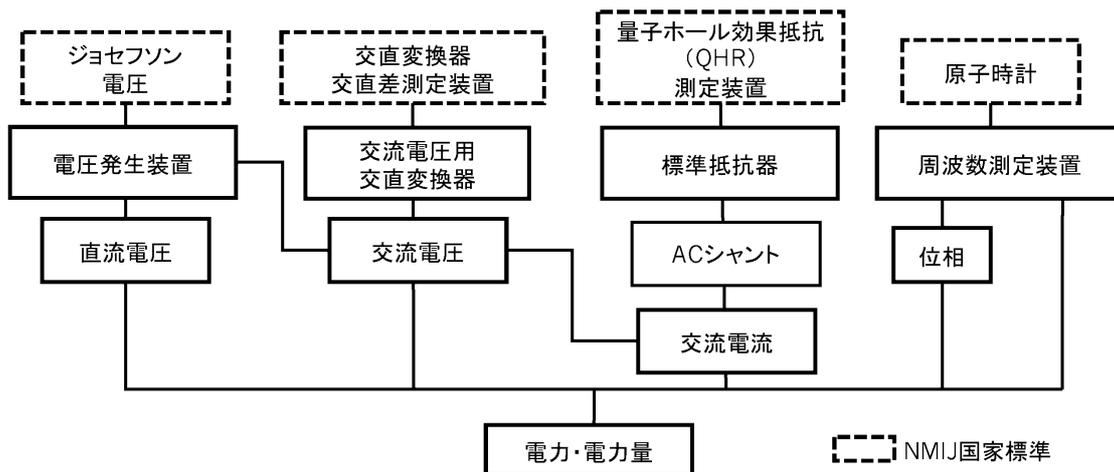


図3 電力標準のトレーサビリティ

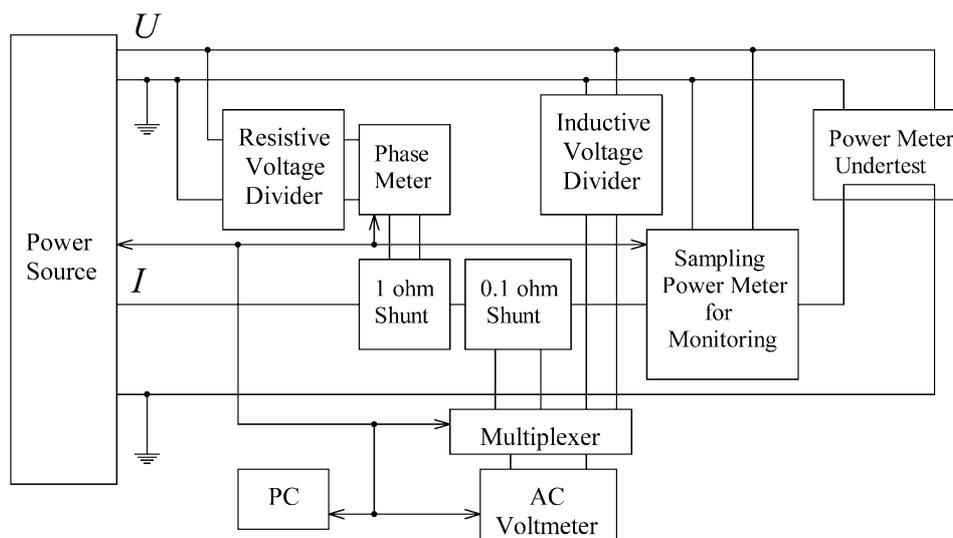


図4 電力計校正システム⁸⁾

2. ACシャントの基礎

前述のようにシャントとは、電流測定に用いられる抵抗値が既知の低抵抗器である。入力電流 I をシャントに流し、電流が流れ込まないように電圧端子間の電圧 V を測定すれば、オームの法則により入力電流 I が得られる。しかし抵抗器で消費される電力は熱として放出され、この発熱量は電流値の二乗に比例して大きくなる。したがって測定電流が大きくなると抵抗器の発熱によって抵抗値が変化する。そこで自己発熱による抵抗値の変化を抑制し、大電流を高精度に測定するために、抵抗値 R の抵抗器を並列に n 本接続して電流を分流する。すると合成抵抗 $R_T = R/n$ 、抵抗 R に流れる電流 I は $I = I/n$ となるから、抵抗 R 一つあたりの発熱量は抵抗値 R_T の抵抗器を一つ用いた時と比較して、 $1/n$ 倍に抑制され、抵抗値の変化を抑制できる。

ACシャントは電流値および周波数によって抵抗値が変化せず安定であることが理想的であるが、実際には分布容量やインダクタンス、抵抗器の温度特性や経年変化等の影響によりずれを生じる。図5にACシャントの等価回路を示す。端子間のインピーダンス Z は、

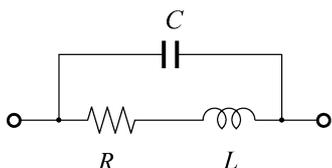


図5 ACシャントの等価回路

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R + j\omega L} + j\omega C} \tag{7}$$

$$= \frac{R + j\omega\{L(1 - \omega^2 CL) - CR^2\}}{(1 - \omega^2 CL)^2 + \omega^2 C^2 R^2}$$

であるから L と C が小さいとして、 $Z = R_e + j L_e$ とおけば

$$R_e \approx R \{1 + \omega^2 C(2L - CR^2)\} \tag{8}$$

$$L_e \approx L - CR^2 \tag{9}$$

となる。(8) (9)式により抵抗値は周波数の二乗に比例し、位相成分は周波数に比例して変化することがわかる。図6にJEMICで製作された標準ACシャントの構成図を示す。JEMICではインダクタンスおよび分布容量を低減するために、図中(a)のような4端子型で経年変化が少なく、温度特性に優れた定格10 W、0.3 Wの金属皮膜抵抗器を製作し、これを図中(b)のように100本並列接続して定格0.1 W、30 WのACシャントとしている。また、この4端子抵抗器および各抵抗器間の電磁誘導を小さくするよう設計された二枚の基板を用いることで電流回路と電圧回路を分離している。このACシャントの抵抗値および位相角の不確かさは周波数1 kHz、電流範囲1 A ~ 10 Aにおいて、抵抗値2 ppm、位相角1 μ rad以内と見積もられている⁹⁾。また、他国においては標準器としての用途よりも交直変換標準の発展を目的として様々なACシャントが設計されている¹⁰⁾⁻¹⁴⁾。

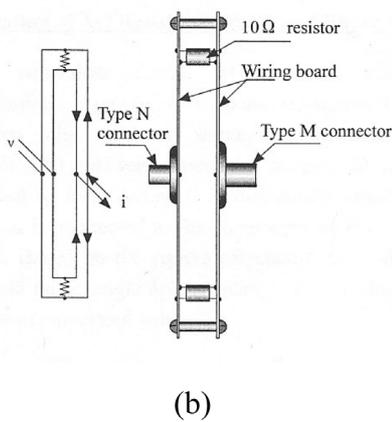
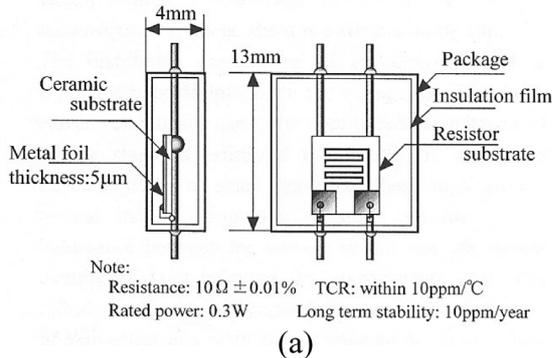


図6 JEMICで開発されたACシャント⁹⁾

3. 各国標準機関の校正システム

ここでは各国標準機関およびJEMICにおけるACシャント校正システムについて紹介し、各々の特徴をまとめた。表3にBIPMのAppendix C¹⁵⁾に登録されている標準機関とその校正能力を示す。現在CMCs (Calibration and Measurement Capabilities)登録されているのは4つの標準機関のみである。NPL(National Physical Laboratory, イギリス)では抵抗, 電流, 周波数, すべてにおいて広範囲を

カバーしているが, 不確かさは小さくない。一方, NRC(National Research Council, カナダ)では周波数50, 60Hzに限られるが非常に高精度な校正が可能になっている。SP(Swedish National Testing and Research Institute, スウェーデン), 及びVNIIM(D I Mendeleev Institute for Metrology, ロシア)では周波数50 Hzで大電流を用いて校正を行っており, その不確かさは他と比較して大きい。

現状, CMCs登録は上記4カ国のみであるが, NIST (National Institute of Standard and Technology ,アメリカ)等, これら以外の標準機関でもACシャントの校正システムを有している¹⁶⁾。また, NRCではCMCs登録されていないが, 周波数範囲が10 kHzまで拡張されている¹⁷⁾。ここでは代表的な標準機関における校正システムを紹介する。

3.1 NRC System

NRCのACシャント校正システムの回路図を図7に示す。この校正システムは, 標準器として交流標準抵抗器 R_s を用い, 被校正用ACシャントに流れる電流と R_s に流れる電流を電流比較器に加えて比較する電流比較型である¹⁷⁾。被校正用ACシャントに流れる電流は変流器を介して電流比較器に加えられる。また, このとき被校正用ACシャントの両端に発生した電圧を用いて交流標準抵抗器に電流を流し電流比較器に加える。変流器を介して加えられた電流と交流標準抵抗器を流れる電流による起磁力は, 理想的には同じ値になるよう設計されているが, 交流標準抵抗器と被校正用ACシャントが持つ値の差により必ずしも一致しない。そこで被校正用ACシャントの両端に発生した電圧を誘導分圧器で精度よく分圧し, 電流比較器の検出信号が零になるように同相成分である抵抗値と, 直角相成分である位相角を合成して電流比較器に加える。すなわち, 電流比較器の検出信号が零を示した時の誘導分圧器の分圧比から, 被校正用ACシャントの交流抵抗値と位相角が得られる。NRCの校正システムによる測定の不確かさ ($k=2$) は周波数範囲10 kHz, 電流10 A以下,

表3 BIPM - Appendix C¹⁵⁾

| NMI | Resistance[Ω] | Current[A] | Frequency[Hz] | Uncertainty ($k=2$) in 10^6 |
|-------|--|------------|---------------|---------------------------------|
| NPL | 0.0001 | 50 ~ 1000 | 50 | 200 ~ 1000 |
| NPL | 0.001 | 10 ~ 300 | 50 ~ 1k | 100 ~ 500 |
| NPL | 0.01 | 5 ~ 20 | 10 ~ 100k | 50 ~ 300 |
| NPL | 0.1 | 1 ~ 20 | 10 ~ 100k | 50 ~ 300 |
| NPL | 1 | 0.5 ~ 2 | 10 ~ 100k | 20 ~ 300 |
| NRC | $1 \times 10^{-5} \sim 1 \times 10^6$ | < 10k | 50,60 | 10 (in-phase) |
| NRC | $1 \sim 1 \times 10^5$ | < 10k | 50,60 | 10 (quadrature) |
| SP | 0.01 ~ 0.1 | 7500 | 50 | 1000 |
| VNIIM | $5 \times 10^{-6} \sim 600 \times 10^{-6}$ | 100 ~ 10k | 50 | 1000 |

ACシャント標準の現状

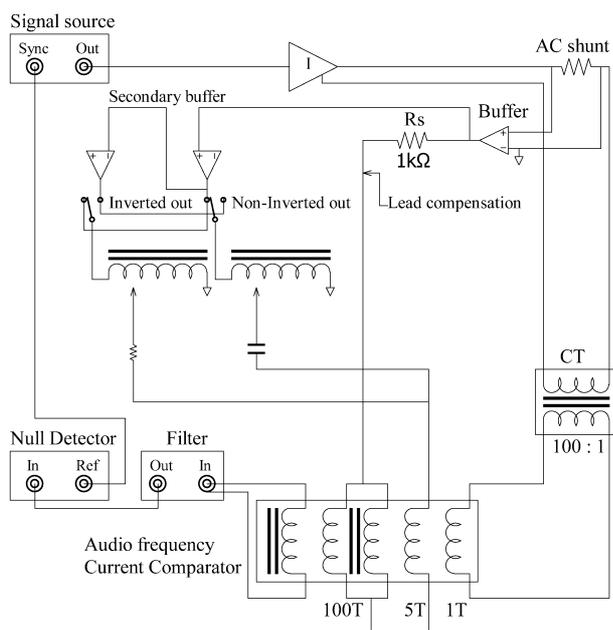


図7 NRC校正システム¹⁷⁾

0.1 において、交流抵抗値10 ppm、位相角15 μ rad以内である。同校正システムが持つ利点としては標準器として交流標準抵抗器を用いている点が挙げられる。標準器として交流標準抵抗器を用いることで、より上位の標準である交流抵抗標準および量子化ホール抵抗（QHR）標準へのトレーサビリティを取ることが容易である。しかしその一方で、電流比較器及び変流器を使用しているため、一般的には高周波領域への拡張が困難である。

3.2 NIST System

次にNISTのACシャント校正システムを図8に示す。NISTの校正システムでは、標準ACシャントを作成しこれを標準器として使用している。電流をこの標準器と被校正用ACシャントに流し、各々で発生した電圧を絶縁して比較する電圧比較型である¹⁶⁾。この校正システムでは基本的には標準器と被校正用ACシャントの抵抗値が同一のものを校正するよう設計されている。2CH信号発生器により V_s 及び V_{inj} を発生させトランスコンダクタンス増幅器Aにより電流 I_s を発生させる。電流 I_s は標準器および被校正用シャントを流れ各々の両端で発生した電圧 V_R と V_u がアイソレーショントランス T_1 、 T_2 に加えられる。ここで変換されたグラウンドを基準とした電圧 $V_{R'}$ 、 $V_{U'}$ が分圧比0.5に設定された誘導分圧器に加えられる。したがって、もし標準器のインピーダンス Z_R と被校正用シャントのインピーダンス Z_u が等しければ、誘導分圧器のタップに接続されている検出器は零を示すが、一般的にこれは

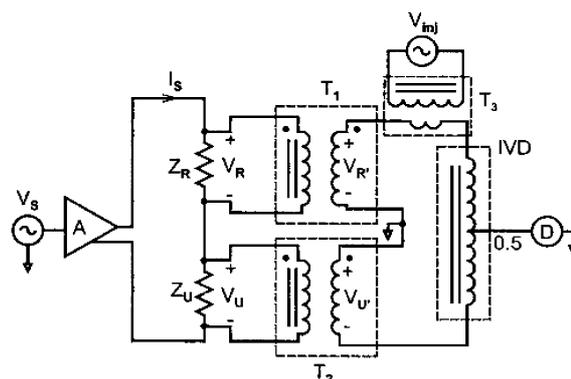


図8 NIST校正システム¹⁶⁾¹⁷⁾

一致しない。そこで注入トランスを使用して検出器の値が零を示すように電圧を注入し、その時の読み値から被校正用シャントに値をつける。NISTの校正システムにおける測定の不確かさ ($k=2$) は、電流10 A、0.1、周波数範囲50 Hz ~ 10 kHzで交流抵抗値6 ppm、位相角15 μ rad以内である。同校正システムが持つ利点としては、電圧比較型であるため、NRCの校正システムと比べて高周波領域への拡張が比較的容易である。課題としては標準器としてシャントを使用している点が挙げられる。標準器としてシャントを使用するという事は、上位の標準に対してトレーサビリティを取ることが困難にするため、標準器は公称値を示しているという前提のもとに校正が行われることになる。したがって、標準器の値を他国との国際比較により担保する必要が生じる。

3.3 NPL System

NPLではシャント抵抗の値を100 μ ~ 10 の広範囲に渡って校正するためのいくつかの方法を示している¹⁸⁾。ここでは変流器を使用した校正システムを図9に示す。この校正システムは主として大電流を使用する際に用いられる。被校正用シャントに大電流を流し、変流器で電流値を小さくして標準器に流す。この時、被校正用シャントと標準シャントで発生した電圧を比較し、誘導分圧器によって両者の電圧をバランスさせる電圧比較型である。ここで標準器として使用しているシャントには抵抗標準へのトレーサビリティを取りやすくするために、比較的抵抗値が大きいものを使用する。変流器の巻数比を変えることで標準器と異なる抵抗値を持つシャントを広範囲にわたって校正することが可能である。しかし前述のように、変流器の使用により高周波領域への拡張が容易ではない。事実、電流範囲1 A ~ 20 A、周波数範囲10 Hz ~ 100 kHz、0.1 における校正の不確かさ ($k=2$) は交

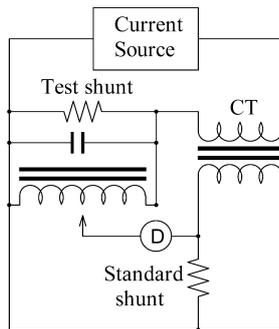


図9 NPL校正システム¹⁸⁾

流抵抗値で20～300 ppmとなっており，NRC，NISTと比較して大きい値となっている．また，標準器としてシャントを使用していることから上位標準ヘトレーサビリティを取することは容易ではない．

3.4 JEMIC System

次にJEMICの校正システムを図10に示す．JEMICでは先述のNPLにおける校正システムと同様の方法を用いている．まず標準器に電流を流し変流器を介して被校正用シャントに電流を加えて，各々のシャントの両端で発生する電圧を比較する電圧比較型である．これまで述べてきた校正システムと同様に，もし標準器と被校正用シャントの値が同じであれば検出器Dは零を示すが一般的にこれは一致しない．そこで誘導分圧器と位相回路を用いて検出器Dが零を示すように電位を調整する．すなわち検出器Dが零を示したときの誘導分圧器及び位相回路の読み値から交流抵抗値と位相角の値が得られる．JEMICのACシャント校正システムの不確かさ ($k=2$) は周波数10 kHz，電流10 A，0.1 において交流抵抗値17 ppm，位相角16 μrad である¹⁹⁾．また，NPLと同様に変流器の巻数比を調整することで標準器と値の異なるシャントの校正が可能である．しかし標準器としてのシャントの使用による上位標準へのトレーサビリティの困難，変流器の使用による高周波領域への拡張の困難が課題である．

3.5 NMIA System

その他の校正システムとしてはNMIAにおける電力比較型の校正システム（図11）などがある．この校正システムでは周波数範囲40 Hz～200 kHz，電流範囲100 mA～20 Aで校正が可能であり，周波数10 kHz，試験電流10 Aにおける不確かさ ($k=1$) は6.6 μrad となっている²⁰⁾．

このようにCMCs登録されていない標準機関においてもACシャント標準の整備が進められており，近々国際比

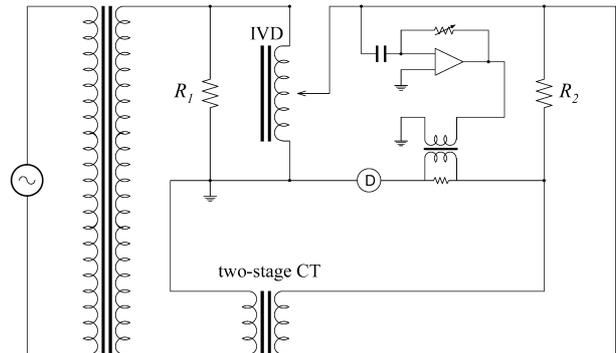


図10 JEMIC校正システム¹⁷⁾

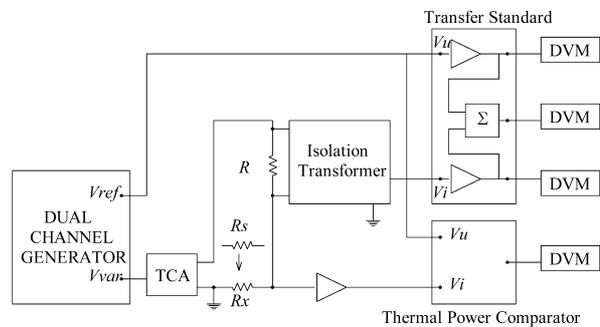


図11 NMIA校正システム²⁰⁾

較が行われることが予想される．日本としてもこの流れに遅れることなくACシャント標準の整備を進めなければならない．

4. ACシャント標準の開発に向けて

各国標準機関におけるACシャント標準を概観すると，ACシャント本体は定格10 A，0.1 ，4端子抵抗器を用いて電圧および電流回路を分離した構造にすることが国際比較の観点からも望ましい．一方，校正システムに関して NMJでは高精度な交流抵抗標準を有しているため，これにトレーサビリティを取ることにより最上位にある量子化ホール抵抗までのトレーサビリティ体系を明確化することが可能である．したがって標準器として交流抵抗器を使用するのがよい．また校正システムとしては電流比較型，あるいは電圧比較型の二つが考えられるが，理想的には電圧比較型が望ましい．しかし電圧比較型の場合，標準器として抵抗値1 k の交流抵抗器を用いると，DUTであるACシャント (0.1) に流れる電流を何らかの方法を用いて1/10000の大きさにして標準器に加える必

要がある．変流器でこの電流比を実現することは不可能ではないが，標準に求められる精度を得ることは困難である．したがって高調波電力標準の国際比較が迫っているという事情からも，まず短期的には交流抵抗を用いた電流比較型の校正システムを開発し，その後で電圧比較型の校正システムを開発すべきである．

また，高調波校正システムと電力標準の高精度化および国際比較の観点から，周波数50,60 Hz，電流5 Aにおいては10 ppm以下，周波数範囲10 kHzまで，電流範囲10 mA～10 Aにおいては20 ppm以下の不確かさで校正できれば良いと考えられる．以下では電流比較型，電圧比較型の校正システムを開発するにあたって必要な技術的要素について紹介する．

4.1 変流器

変流器は後述する電流比較器と構造上の共通点が多い．変流器は一次側に入力した電流を巻数比に応じて二次側から出力する．一方，電流比較器（Current Comparator：CC）は一次および二次側に入力した電流をコア中の起磁力を用いて比較する構造を持つ²¹⁾．変流器，電流比較器ともに電流比較型のACシャント校正システムを開発するために必要不可欠な機器である．

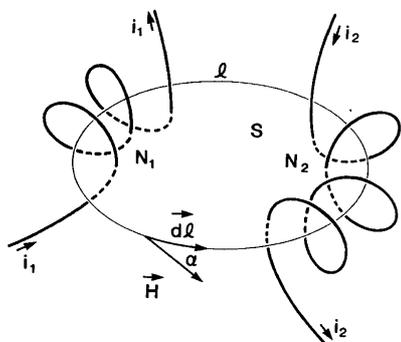


図12 変流器の原理²²⁾

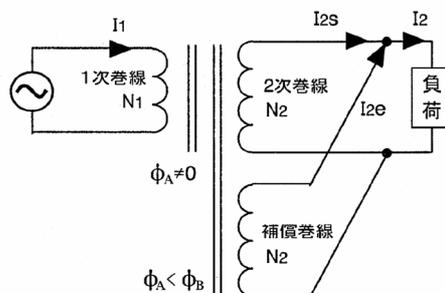
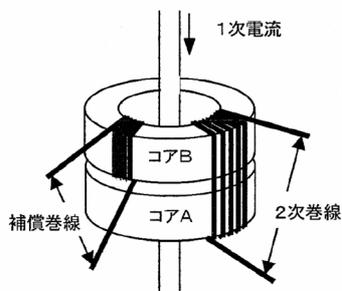


図13 二段変流器の原理図²¹⁾

図12に変流器の基本原則を示す．巻数 N_1 の一次巻線に電流源，巻数 N_2 の二次巻線に負荷を接続すると，一次巻線に流れる一次電流 I_1 によって磁束が作られ（Ampereの法則），その磁束が二次巻線に入ると電磁誘導現象により起電力が発生する．この起電力により負荷側の回路に二次電流 I_2 が流れる．したがって理想変流器における，巻数 N_1, N_2 および一次・二次電流 I_1, I_2 との関係は

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} \quad (10)$$

で表される．しかし，実際には励磁電流，漏れ磁束，容量性電流などの影響により(10)式からずれが生じる．コアに高透磁率の磁性材料を用い，磁束を発生しやすくすることによって励磁電流をある程度抑制することが可能であるが，標準レベルの精度を求める場合には不十分であり励磁電流対策が必要である．また，漏れ磁束も高透磁率コアの使用により大幅に解消されるものの，漏れ磁束は巻線の形状，巻数，巻き方，コアの形状・材質に依存しやすいため，これを完全に無くすることは困難である．容量性電流は各巻線間の分布容量に流れる電流である．したがって各巻線の入力電流と出力電流は大きさ，位相において異なる．容量性電流は各分布容量間の電位差によって発生するが，これは一次および二次インピーダンス間に生じる電圧降下に依存する．したがって容量性電流は巻数，周波数の増加に伴って増加する．巻数および周波数の増加は，一次および二次インピーダンスを増加させ，これに伴う電圧降下を増加させるばかりでなく，容量性アドミタンスも上昇するために容量性電流が流れやすくなる．容量性電流対策としては，分布容量，一次および二次インピーダンスを低下させる工夫がなされる一方，巻数が多い二次巻線間の電圧降下を抑制する目的で補償巻線を導入する方法が一般的である．

図13に二段変流器（Two-stage Current transformer）の原理図を示す．二段変流器は一次および二次巻線が巻か

れた二つのコアと、コアBのみに巻いた補償巻線で構成される。コアAと一次および二次巻線で構成される部分では変流器として機能し、二次電流を電流源として考えることができる。一方、コアBと一次および二次巻線、補償巻線で構成される部分はコアB中に残存している磁束を補償巻線で検出するように機能する。したがって二次巻線と補償巻線の巻数を同じにすれば励磁電流分を補償巻線で回収し、二次側に加算することが可能となる。

4.2 電流比較器

電流比較器は変流器と異なり、基本的には二次側に出力量を持たないために励磁電流を発生させる必要がない。図14は電流比較器の基本構成である。一次および二次側に電流を入力し、検出巻線に接続された検出器が零を示すように補償巻線に微小電流を入力すると、

$$N_1 I_1 + N_E I_E = N_2 I_2 \quad (11)$$

となる。ここで N_E は補償巻線の巻数である。電流比較器の場合には、先に述べたように励磁電流を発生させる必要がないため、漏れ磁束および容量性電流への対策が重要となる。電流比較器における漏れ磁束対策としてはパーマロイ等の高透磁率の磁性材料を用いた磁気シールドおよび漏れ磁束の通過を抑制する銅シールドが用いられる。W. J. M. Mooreらにより漏れ磁束対策として各種シールドによるシールド効果の検証が行われている²²⁾。また、容量性電流への対策としては変流器の場合と同様に分布容量、一次および二次インピーダンスを低下させることが重要であるが、その他の方法として二次側に起電力を発生させてターン毎の電圧降下をキャンセルし、二次巻線間の電圧降下を抑制する方法がある。具体的には二段変流器の原理を応用して補償巻線と二次巻線を並列に接

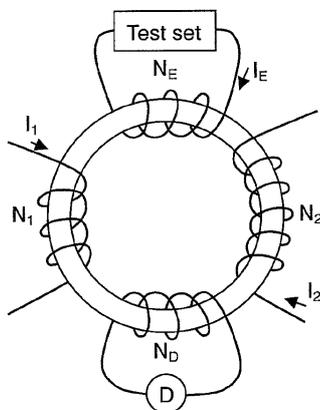


図14 電流比較器の基本構成²¹⁾

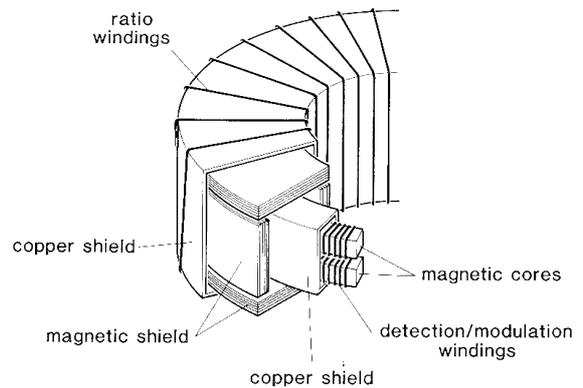


図15 電流比較器のコア²²⁾

続し、シールド内部に巻装することによって磁気シールドを変流器のコアとして機能させる。これにより二次巻線に起電力を発生させ、補償巻線には励磁電流に相当する電流を流すことができる。これらの対策を施した電流比較器のコアは図15のようになる²²⁾。

4.3 誘導分圧器

誘導分圧器とは電磁誘導現象を利用して入力電圧を高精度に分圧し出力する装置である。先に紹介したACシャント校正システムの大半で誘導分圧器が使用されているように、低周波インピーダンス標準の分野において誘導分圧器は必要不可欠な計測器である。インピーダンス標準における校正結果は誘導分圧器の分圧比にも依存するため、分圧比の理想比からのずれおよび不確かさが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おり、周波数1 kHzにおいて 10^{-9} 台の不確かさで校正が可能である²³⁾。ここでは誘導分圧器標準について概観する。

誘導分圧器は高透磁率のコアに銅線を巻いてコイルを作り、適当な巻数ごとに出力端子を設けたもので、その巻数比に応じて入力電圧を正確に分圧することができる²⁴⁾。図16に誘導分圧器の基本的な回路を示す。入力端子に入力電圧を加えると、巻線から等間隔に引き出された隣接する2つの出力端子間には、電位差 $V_k - V_{k-1}$ ($k=1, 2, \dots, N$) が出力される。一般に電磁誘導現象を利用して分圧や昇降圧を行うトランスや誘導分圧器は、理想的には励磁巻線(一次巻線)・二次巻線、高透磁率コアから構成されるが、実際には励磁巻線抵抗および励磁-二次間の漏れインダクタンスがあり、高い精度が要求される場合にはこれらを無視することはできない。したがって高精度な分圧比を得ることが要求される場合にはTwo-stage型と呼ば

れる誘導分圧器が使用される。

具体的にはコアを二つ使用し、コア1に巻数 n_1 の巻線(励磁巻線)を作る。このコア1にコア2を重ね、二つのコアを重ねた状態を一つのコアとみなして巻数 n_1 の巻線を作る(一次側)。さらに巻数 n_2 の巻線を作って二次側とし、出力端子を出す。このような構造にすることにより寄生インピーダンスを抑制することが可能になる²⁵⁾。以上からTwo-stage型誘導分圧器の回路図は図17のようになる。実際にNMIJで製作されたTwo-stage型誘導分圧器の断面図を図18に示す。励磁巻線からの漏れ磁束を減らすために励磁巻線と分圧比巻線の間パーマロイと銅による磁気シールドが挿入されている。パーマロイシールドは商用周波数から数kHzの周波数帯で漏れ磁束の遮断に有効であり、銅シールドは数kHz以上の高周波帯に対してシールド効果が期待できる。

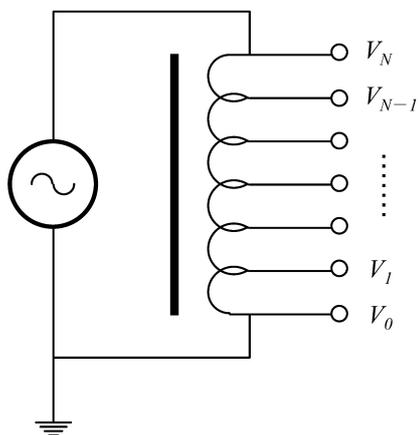


図16 誘導分圧器の基本回路

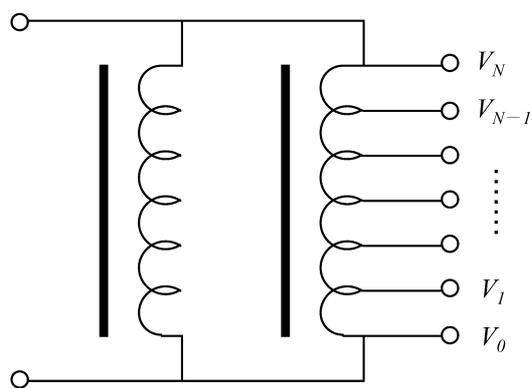


図17 Two-stage型誘導分圧器回路

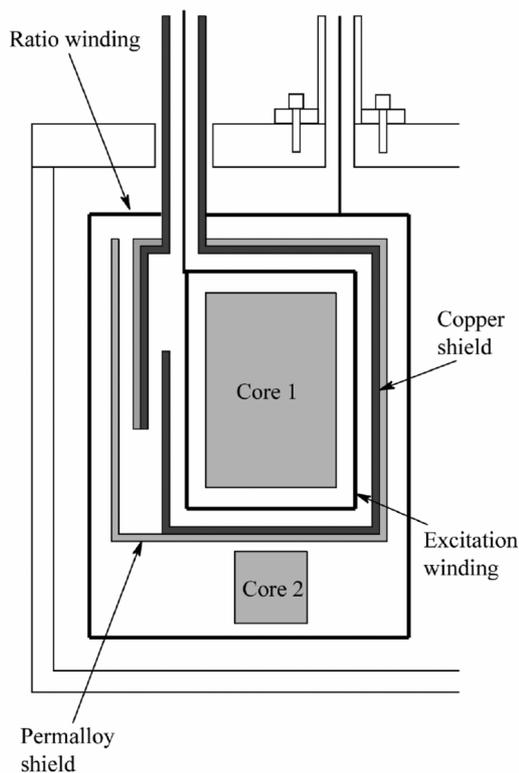


図18 Two-stage型誘導分圧器の構造²³⁾

4.4 変流器および電流比較器の高周波化

変流器および電流比較器の高周波化は交流電流比標準における重要な課題の一つであるが、電流比較型のACシャント校正システムを開発する場合にもこれは必要不可欠である。そこで交流電流比標準の高周波化に付随する問題点およびその対策について述べる。

周波数の増加はコアと磁気シールドの比透磁率を低下させるが、コアにおける比透磁率の低下はそれほど重要ではない。なぜなら感度は周波数に比例して増加するためである。問題は漏れ磁束等に対する磁気シールドの遮断効果である。NRCでは銅シールドを磁気シールドの内側に設けることで磁気シールドの遮断効果を補っているが²⁶⁾、使用する周波数帯に対して安定な磁性材料をシールド材として選定することも有効である。

高周波領域で電流比が大きい場合には二次巻線の巻数増加から二次インピーダンスおよび分布容量が増加し、容量性電流が増加する。また、巻線に流入する電流を I 、起磁力の発生に寄与する電流を I' 、容量性電流を I_C とすると、

$$I = I' + I_C \quad (12)$$

$$(R + j\omega L) I' = \left(\frac{1}{j\omega C} - R - j\omega L \right) I_C \quad (13)$$

となるから、 I と I' の関係は

$$I' = (1 + \omega^2 LC - j\omega CR) I \quad (14)$$

となる。ここで L は漏れインダクタンス、 C は巻線間の分布容量、 R は巻線抵抗を表す。(14)式により比誤差は周波数の二乗に、位相角は周波数に比例することがわかる。したがって容量性電流への対策として L 、 C 、 R を可能な限り小さくすることが重要であり、巻線の選定および巻き方に関して最深の注意を払う必要がある。尚、大電流を扱う場合には十分に太い巻線を使用して巻線抵抗を低下させることも重要である²⁷⁾。

4.5 バッファアンプ

電流比較型の校正システムで変流器および電流比較器と並んで重要となる機器がバッファアンプ (Buffer Amplifier) である。通常、バッファとして用いられるのはボルテージ・フォロワ (Voltage Follower)²⁸⁾⁻³³⁾ 等であり、本システムにおける役割は前段 (DUT) で発生した電圧を後段 (標準器) に精度良く伝えることである。しかし仮にバッファアンプの入力インピーダンスが十分に高くなければ DUT を流れる電流を減少させ、また、一方で出力インピーダンスが十分に低くなければ標準器にかかる電圧が低下し、所望の電流を発生させることが困難となる。さらに周波数によって入出力比が変化すると、同様に標準器に流れる電流が変化し、校正結果に多大な影響を及ぼすため周波数特性も既知でなければならない。本校正システムで必要とされる精度は周波数範囲 50 Hz ~ 10 kHz において数 ppm 以内である。バッファアンプの特性は、使用する交流信号を入力信号としてバッファアンプに入力し、この入力信号とバッファアンプの出力信号を差動ロックインアンプに入力することで、入出力信号間の振幅比および位相角を測定できる。電流比較型の校正システムにはこのような、周波数特性が既知でその値が校正されているバッファアンプが必要不可欠となる。

4.6 電圧比較器

電圧比較器 (Voltage comparator) 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おり、僅かな電位差を高精度に測定することができる機器である³⁴⁾。電流比較型の校正システムでは必要ないが、周波数依存性が小さく、高周波化には非常に適しているため、電圧比較型の校正システムには必要不可

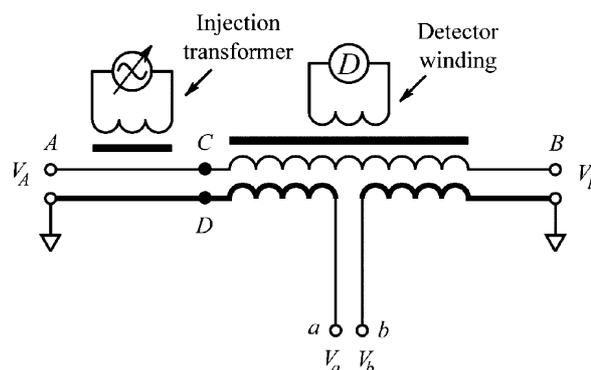


図19 電圧比較器の基本回路²³⁾

欠である。

図19に電圧比較器の基本回路を示す。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コアに数回巻き、ケーブルの内部導体と外部導体でトランスを構成するが、外部導体はケーブル全長のちょうど半分位置で切断し、リード線をつけて出力端子に接続する。この差動トランスの入力端子A、Bに入力電圧 V_A 、 V_B を加えると、出力端子a-b間には、理想的には二つの入力電圧の差電圧 $V_A - V_B$ の符号が反転して現れる。しかし実際にはトランスの漏れ磁束等によって理想値からのずれを生じる。そこで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上で、もう一つ別に検出器巻線 (Detector winding) を加え、さらに電圧注入トランス (Injection transformer) を挿入した構造を用いる。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、検出器に出力される。次に検出器の指示が零を示すように注入トランスを通して電圧を注入する。これにより電位差測定の精度を飛躍的に向上させることが可能となる²²⁾。

5. まとめ

本報告では、高調波問題、電力標準の高精度化に対するACシャント標準の必要性についてまとめ、ACシャントの基礎、各国標準機関における校正システムおよび校正能力について紹介した。また、これらを踏まえてNMIJの持つべき標準について提案し、開発に当たって鍵となる技術的要素について紹介した。ACシャント標準は電流計測の次世代機器となるであろうロゴスキーコイルや光CTの校正が可能であるため、それらの技術開発への展開につながることも期待される。

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 技術研究所 土山卓宏アシスタントマネージャ，同 田所拓也係長に深く感謝致します．また，貴重なご助言とご鞭撻を賜りました，産業技術総合研究所 計測標準研究部門 電磁気計測科 中村安宏科長，電気標準第1研究室 山田達司氏，坂本憲彦氏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ご意見を頂きました．ここに感謝致します．

参考文献

- 1) 山田達司:高調波電力標準の現状と今後の展開 NMIJ 直流低周波電気標準クラブ第4回クラブ研究会 pp.3-13, 2007
- 2) 竹谷是幸:高調波と力率改善の実務知識,理工図書株式会社,1999
- 3) 能見和司:高調波実践講座,三松株式会社,2006
- 4) 山田達司:高調波計測に関する現状,産総研計量標準報告,Vol.5, No.4, pp.303-310, 2007
- 5) 大江武彦:量子電気標準の現状と研究開発動向,産総研計量標準報告,Vol.6, No2, pp.119-127,2007
- 6) 藤木弘之:交直変換標準の現状と今後の展開,NMIJ 直流低周波電気標準クラブ第4回クラブ研究会, pp.17-22, 2007
- 7) H. Sasaki, K. Simizume, N. Kasai, H. Fujiki, A. Shoji:AC-DC Transfer difference due to nonlinear heater resistance 2006 CPEM Conference Digest, pp.268-269, 2006
- 8) J. Kawagoe, T. Tsuchiyama, E. So: A Digital System For Calibrating Active/Reactive Power And Energy Meters, Proc. Annual Reliability and Maintainability Symposium 2004, pp.293-294, 2004
- 9) Takuhiro Tsuchiyama, Takuya Tadokoro: Development of A High Precision AC Standard Shunt for AC Power Measurement, 2002 CPEM Conference Digest, pp.254-255, 2002
- 10) Tapio Mansten, Anssi Rautiainen, Paul Helisto: New current shunts of MIKES, 2002 CPEM Conference Digest, pp.370-371, 2002
- 11) K. Lind, T. Sorsdal, H. Slinde: High-performance AC-DC current shunts from inexpensive components, 2006 CPEM Conference Digest, pp.240-241, 2006
- 12) Torsten Funck, Manfred Klonz: Improved AC-DC current transfer step-up with new current shunts and potential driven guarding, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.56, No.2, pp.361-364, 2007
- 13) S. Svensson, K. E. Rydler, V. Tarasso: Improved model and phase angle verification of current shunts for AC and power measurements, 2004 CPEM Conference Digest, pp.82-83, 2004
- 14) Piotr S. Filipowski, Michael Boecker: AC-DC current shunts and system fir extended current and frequency ranges, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.55, No.4, pp.1222-1227, 2006
- 15) 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/>
- 16) O.B.Laug, T.M.Souders, B.C.Waltrip: A Four-Terminal Current Shunt with Calculable AC Response, NIST Tech. Note, 1462, 2004
- 17) Eddy So, D. Angelo, Takuhiro Tsuchiyama, Takuya Tadokoro, Bryan Christopher Waltrip, Tom L. Nelson: Intercomparison of Calibration Systems for AC Shunts Up to Audio Frequency, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.54, No.2, pp. 507-511, 2005
- 18) R.G. Jones, P. Clarkson, and A. J. Wheaton: Calibration of AC current shunts, 2000 CPEM Conference Digest, pp.492-493, 2000
- 19) 土山卓宏, 田所拓也: 標準交流分流器の特性とNRC, NISTとの比較結果について, 電気検定所技報, Vol.40, No.2, 2005
- 20) Ilya Budovsky: Measurement of Phase Angle Errors of Precision Current Shunts in the Frequency Range From 40Hz to 200kHz, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.56, No.2, pp. 284-288, 2007
- 21) 山田達司: 交流電流比標準の現状について, 産総研計量標準報告, Vol.3, No.4, pp.587-597, 2005
- 22) W. J. M. Moore and P. N. Miljanic: The Current Comparator, IEE electrical measurement series 4, Peter Peregrinus Ltd, 1988
- 23) 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, Vol.4, No1, pp.45-52, 2005
- 24) B. P. Kibble and G. H. Rayner: Coaxial AC bridges,

- Adam Hilger Ltd, Bristol*, pp.101-120, 1984
- 25) 坂本憲彦：キャパシタンス標準の現状と課題，産総研計量標準報告，Vol.4, No.3, pp175-187, 2006
- 26) N. L. Kusters, W. J. M. Moore : The development and performance of current comparators for audio frequencies, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol.IM-14, No.4, pp. 178-190, 1965
- 27) T. Michael Souders : A wide range current comparator system for calibrating current transformers, *IEEE Transactions on Power Apparatus and systems*, Vol. PAS-90, No.1, pp. 318-321, 1971
- 28) R. G. Carvajal, J. Ramirez-Angulo, A. J. Lopez-Martin, A. Torralba, J. A. G. Galan, A. Carlosena, F. M. Chavero : The flipped voltage follower : A useful cell for low-voltage low-power circuit design , *IEEE Transactions on circuit and systems-I, Regular Papers*, Vol.52, No.7, pp.1276-1291, 2005
- 29) A. Fabre, O. Saaid, F. Wiest, C. Boucheron : High frequency applications based on a new current controlled conveyor , *IEEE Transactions on circuit and systems-I, Fundamental Theory and Applications*, Vol.43, No.2, pp.82-91, 1996
- 30) I. I. Medvedev : High-speed voltage follower, *Instrument and Experimental Techniques*, Vol.34, No.1, pp.134-135, 1991
- 31) V. I. Kenzin : Precision wide-band voltage follower with high input impedance , *Instrument and Experimental Techniques*, Vol.33, No.1, pp.140-142, 1990
- 32) V. L. Pravdin : High-speed buffer voltage follower, *Instrument and Experimental Techniques*, Vol.32, No.2, pp.409-410, 1989
- 33) A. A. Danilov : High-speed precision voltage follower, *Instrument and Experimental Techniques*, Vol.30, No.1, pp.92-94, 1987
- 34) A. M. Thompson : Precise calibration of ratio transformers, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol.32, pp. 47-50, 1983