

高調波計測に関する現状

山田 達司*

(平成18年10月6日受理)

A Review of Nonsinusoidal Waveform Measurements

Tatsuji YAMADA

Abstract

Nonsinusoidal waveforms we mention here are voltage and current waveforms distorted by combining a power-frequency waveform with harmonics. The nonsinusoidal waveforms have been noticeable in metrology with the demands for calibration of power analyzers and electronic revenue meters increasing. These instrumentations which have a variety of functions for measuring power quality is being increasingly used. This paper describes the backgrounds and definitions of harmonics, and then introduces reviews on the measurement techniques in NMIs which have already developed a nonsinusoidal calibration system.

1. はじめに

高調波問題は様々である。高調波の被害の大半は電力系統内で起きる。高調波電流による力率改善用コンデンサや直列リアクトルの熱的障害が深刻な問題であり、その他には高調波による遮断機・継電器などの誤動作や実効値増大による寿命劣化などが挙げられる。一般需要家への被害には電話音声への雑音などが挙げられる。欧州においては波形歪みによる電力量計の精度悪化が懸念されている。また国内においては特定需要家に対して「高圧又は特別高圧で受電する需要家の高調波抑制ガイドライン」に従って、定められた高調波電流の上限まで抑えるように義務付けているため、その対策としてパワーアナライザの需要が増えている。それに従い、高精度な高調波測定が求められるようになり、その校正のニーズが高まり始めている。欧米のNMIでは既にパワーアナライザを校正できるシステムが開発されており、国際比較が行われようとしている。本稿では、まず始めに高調波問題の経緯を述べ、その後、高調波に関わる定義に触れるとともに現在の高調波計測標準の動向について述べる。

2. 高調波問題の経緯

高調波に関わる問題は、最近になっての問題ではない。

十年以上前から日本では問題視されており、電力業界を中心に実フィールド試験による豊富なデータが蓄積されている。現在のグローバル社会から見ると、日本におけるこの精力的な動きは当時の世界的な流れに拠るものだと思うかもしれないが決してそうではない。その動きは、日本が高度経済成長以降、省エネ対策に積極的に推し進めてきたことによる負の効果から来ている。

省エネ対策に多大に貢献したのは、低消費電力技術、つまりパワーエレクトロニクス技術の進歩である。パワーエレクトロニクス技術はインバータ回路、コンデンサ入力整流回路などが代表であり、様々な半導体素子が使われている。このような回路は、電力系統から正弦波で供給される電流をそのまま使わないで、正弦波電流のある一部分の電流のみ使用するようしくみとなっている。正弦波電流をそのまま利用する負荷を線形負荷、一部分のみ利用する負荷を非線形負荷と呼んでいる。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り、もはや正弦波ではなくなる。つまり、高調波の出現である。このように、高調波問題では電流波形が非常に歪んでおり、その影響で電圧波形も歪むことになる。そのため、高調波を抑えることは高調波電流を抑えることと同義と考えて良い。

日本は電子立国として様々な家電製品を使用しており、そのほとんどは非線形負荷である。線形負荷の家電製品はほんのわずかである。非線形負荷の代表はエアコン、テレビ、パソコンなどである。一方、欧米諸国などは日

* 計測標準研究部門 電磁気計測科

本ほど省エネ対策が推進されてこなかった経緯により、非線形負荷の普及率が日本より低かった。そのため、高調波があまり発生せず、高調波問題について日本ほど深い関心がなかったようである。しかし、1990年以降になると、欧米諸国にも非線形負荷の普及率の増加に伴い、高調波問題が浮上し、EUではIEC 61000-3-2、アメリカではIEEE 519-1992が高調波電流に対して上限値を設ける規格として作成された。日本でも、300Vを境に高電圧には「高圧又は特別高圧で受電する需要家の高調波抑制ガイドライン」が、低電圧にはJIS 61000-3-2が作成された。高調波の測定方法はIEC61000-4-7で紹介している。高調波に関連するIEC規格を表1にまとめた。同表には高調波以外にフリッカーと呼ばれる電力品質のもう一つの重要なパラメータに関する資料も含めている。フリッカーは電力システムのインピーダンスと変動する負荷インピーダンス

スによって引き起こされる電圧変動の一つであるが、ここでは詳細に述べない。

日本では前述のように高調波対策が上記のガイドラインに従って電力業界、家電メーカーが一体となって進められてきた。EU諸国でもやや遅れて対策が積極的に取られるようになってきた。特に、地球温暖化対策に向けて省エネ対策が進められてきているために、ますます高調波問題が深刻な状況になっている。アメリカでも同様な問題はありますが、数多くの電力会社が混沌としており、統一的に対策が進められないことや、電力自由化の自由競争に手一杯で積極的に高調波問題に対応できていない現状にある¹⁾。このように日本は先頭に立って高調波対策を推し進めてきたため、その豊富な測定データは欧米諸国で参考にされてきた。

表1 高調波に関するIEC規格（フリッカーに関する規格も含む）

IEC 61000-2-2 Edition 2.0 (2002-03)	Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-2: Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems
IEC 61000-2-4 Edition 2.0 (2002-06)	Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-4: Environment - Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbance
IEC 61000-2-12 Edition 1.0 (2003-04)	Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 2-12: Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public medium-voltage power supply systems
IEC 61000-3-2 Edition 3.0 (2005-11)	Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)
IEC61000-3-3 Edition 1.2 (2005-10)	Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-3: Limits - Limitation of voltage changes, voltage fluctuations and flicker in public low-voltage supply systems, for equipment with rated current ≤ 16 A per phase and not subject to conditional connection
IEC/TS 61000-3-4 Edition 1.0 (1998-10)	Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-4: Limits - Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A
IEC/TS 61000-3-5 Edition 1.0 (1994-12)	Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 5: Limitation of voltage fluctuations and flicker in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A
IEC 61000-3-11 Edition 1.0 (2000-08)	Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-11: Limits - Limitation of voltage changes, voltage fluctuations and flicker in public low-voltage supply systems - Equipment with rated current ≤ 75 A and subject to conditional connection
IEC 61000-3-12 Edition 1.0 (2004-11)	Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-12: Limits - Limits for harmonic currents produced by equipment connected to public low-voltage systems with input current >16 A and ≤ 75 A per phase
IEC 61000-4-7 Edition 2.0 (2002-08)	Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-7: Testing and measurement techniques - General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto
IEC 61000-4-13 Edition 1.0 (2002-03)	Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-13: Testing and measurement techniques - Harmonics and interharmonics including mains signalling at a.c. power port, low frequency immunity tests
IEC 61000-4-15 Edition 1.1 (2003-02)	Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4: Testing and measurement techniques - Section 15: Flickermeter - Functional and design specifications

3. 高調波に関する定義

一方、計測標準分野では、高調波に関する国際規格が発行されて以来、欧米諸国間で高調波測定に関する議論が成されてきた。日本はその対応に遅れているのが実情である。1995年にIEEEのWGで高調波に関する統一的定義が提案されたが²⁾、そこには日本人の名前は含まれていない。その後、2000年にトライアル版IEEE Standard 1459-2000が発行され、2002年に正式に使用されることになった³⁾。この基本概念は、基本波と高調波を分離することであり、それによって派生的に生じるパラメータを定義した内容である。皮相電力 S は基本波と高調波を一緒にして計算式で表すと、以下の式となる。

$$S^2 = (V_1 I_1)^2 + (V_H I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_1 I_H)^2 \quad (1)$$

ここで、添え字が1およびHとなっているパラメータはそれぞれ基本波成分および高調波成分である。(1)式の中で基本波成分のみによる皮相電力は $(V_1 I_1)$ であり、それ以外は高調波の影響を受けている電力と解釈できる。前者を基本波皮相電力 (Fundamental Apparent Power)、後者を非基本波皮相電力 (Non-fundamental Apparent Power) と定義されている。そこで、基本波皮相電力を S_1 、非基本波皮相電力を S_N とすると (1)式は次のように表せられる。

$$\left(\frac{S_N}{S_1}\right)^2 = \left(\frac{I_H}{I_1}\right)^2 + \left(\frac{V_H}{V_1}\right)^2 + \left(\frac{V_H I_H}{V_1 I_1}\right)^2 \quad (2)$$

(2)式を全高調波歪みTHDで表すと、

$$\left(\frac{S_N}{S_1}\right)^2 = (ITHD)^2 + (VTHD)^2 + (ITHD * VTHD)^2 \quad (3)$$

となる $ITHD$ は電流のTHD、 $VTHD$ は電圧のTHDである。1996年時点でのIEEE WGの報告は $0.05 < ITHD < 0.9$ 、 $0.01 < VTHD < 0.03$ とされている。従って、高調波の発生度合を示すパラメータ (S_N/S_1) は $ITHD$ で決まることになる。なお、全力率 (Total Power Factor) は以下の式で定義されている。

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P_1 + P_H}{S} \quad (4)$$

P_1 は、基本波皮相電力の有効電力、 P_H は高調波皮相電力の有効電力である。また、高調波皮相電力 (Harmonic Apparent Power) の定義は

$$S_H^2 = (V_H I_H)^2 = P_H + Q_H \quad (5)$$

である。このため、 (S_H/S_1) で表すと $ITHD$ と $VTHD$ の積になってしまうため、値が (S_N/S_1) と比べて小さくなる。

電力計測における不確かさは電圧測定および電流測定における不確かさによって大きく影響される。高調波が含まれる電圧の実行値を測定する場合、基本波電圧に対して以下のように誤差が生じる。

$$V_{rms} = \sqrt{V_1^2 + V_H^2} = V_1 \sqrt{1 + VTHD^2} \approx V_1 \left(1 + \frac{VTHD^2}{2}\right) \quad (6)$$

ここで、 $VTHD$ が3%の場合には0.045%の誤差となるが、電流測定の場合には $ITHD$ を60%として18%の誤差となる。

4. デジタル・サンプリング技術の動向

高調波計測システムのキーとなる技術はデジタル・サンプリングである。電力標準に使われているデジタル・サンプリング技術は1982年のClarkらによる論文⁴⁾を参考にしている。デジタル・サンプリングのメリットは、アナログ乗算で起きる線形問題を解消でき、かつ高調波のような複雑な波形に対して、近年進歩が著しいA/Dコンバータやパーソナルコンピュータによって高精度な計算を可能にすることである⁵⁾。

高調波計測システムで使われるデジタル・サンプリング技術には、離散積分 (discrete integration) とFFTによるDFT (discrete Fourier transform) 解析が挙げられる。離散積分は通常、高調波成分を含む入力に対して有効電力を測定するのに有効な手法であり、DFTは主に高調波の周波数スペクトルを得るのに利用される。DFT後の処理方法についてIEC 61000-4-7に詳細に定められている。図1は、パワーアナライザのブロックダイアグラムを示す⁶⁾。40次までの高調波を時間窓200 msでサンプリングされ、図2に示すようなグループ化がなされる。グループ化後、時定数1.5 sのLPFでスムージングされ、IEC 61000-3-2で定めている各クラスの上限值と比較される。IEC 61000-4-7にはこれらの他、誤差の上限が提案されている。特に注意事項としてIEC 61000-3-2に準拠する校正を行う場合には各高調波に対して5%以下もしくは定格電流の0.15%以下のどちらか大きい方が上限であると定められている。これを受けてSvenssonは、NMIとしては少なくとも0.25%、できれば0.025%以下の不確かさで校正システムを開発するべきであると提案している⁵⁾。

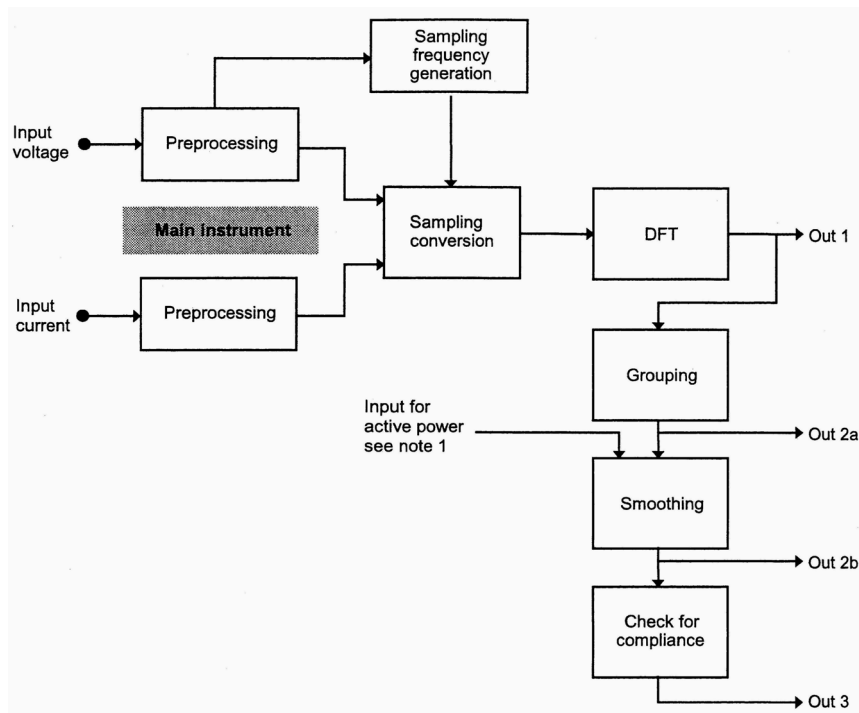
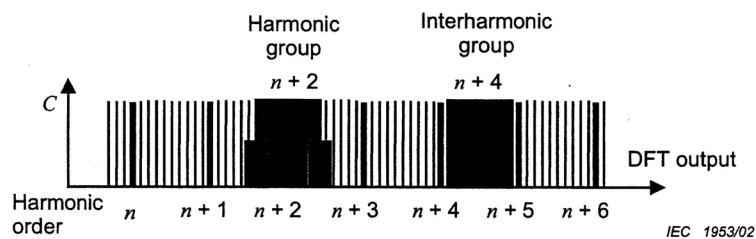


図1 パワーアナライザのブロックダイアグラム⁶⁾



$$G_{g,n}^2 = \frac{C_{k-5}^2}{2} + \sum_{i=4}^4 C_{k+i}^2 + \frac{C_{k+5}^2}{2} \quad \{50 \text{ Hz system}\}$$

$$G_{g,n}^2 = \frac{C_{k-6}^2}{2} + \sum_{i=5}^5 C_{k+i}^2 + \frac{C_{k+6}^2}{2} \quad \{60 \text{ Hz system}\}$$

図2 高調波のグループ化⁶⁾

4.1 同期誤差による影響

デジタル・サンプリングを行う場合、時間窓と測定信号との同期設定が重要となる。特にDFT解析を行う場合は、時間窓で切り取ったサンプリングデータを1周期とし、それが無限に繰り返されるという前提で計算されるので、非同期ではサンプリングデータの始点と終点で不連続となり、測定信号には含まれていない周波数成分までが検出されてしまうことになる。

実際の同期設定では、レファレンス信号を使用してシンセサイザとA/Dコンバータとを同期させる。つまり、シンセサイザの出力信号とA/Dコンバータのサンプリ

ングレートとを同期させる。レファレンス信号をどこから取るかは様々であるが、周波数発生器などの外部信号、シンセサイザもしくはA/Dコンバータのクロック信号などが使われる。一例として、SPによる同期設定を図3に示す。周波数発生器からの信号をM/N分周器に入力し、電力発生器に周波数facの信号を、A/Dコンバータにはfac*N/Mの信号を振り分けている。これにより、M周期間におけるN回のサンプリングを可能としている。これ以外にも、PLL回路を内蔵し、電力発生器からのクロック信号でA/Dコンバータと同期させるタイプも開発されている。

高調波計測に関する現状

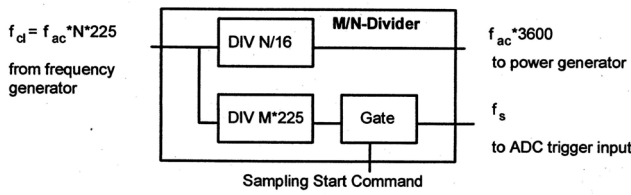


図3 SPのデジタル・サンプリング電力計における同期方法⁵⁾

離散積分に関する同期設定の重要性はDr. Stenbakken氏の論文で述べられている⁷⁾。通常、サンプリング電力計では以下の式⁶⁾で表される平均電力が計算される。

$$P = \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} V(t_k) * I(t_k) \quad (7)$$

ただし、

$$V(t_k) = V \sin(k\gamma + \alpha) \quad (8)$$

$$I(t_k) = I \sin(k\gamma + \alpha + \beta) \quad (9)$$

(γ はラジアン単位のサンプル間隔)

式(8), (9)を式(7)に代入すると、

$$P = \frac{VI}{2} \left[\cos \beta - \frac{1}{n} \sum_{k=0}^{n-1} \cos(2k\gamma + 2\alpha + \beta) \right] \quad (10)$$

第1項は有効電力を示しており、第2項はサンプリング電力計の誤差Eを示している。このとき、サンプリング数と γ の積が入力周波数の整数倍ではない場合、つまり

$$\delta = 2\pi n - n\gamma \quad (11)$$

だと、以下の式のようになる。

$$E = \frac{VI \sin \delta}{2n \sin \gamma} \cos(2\alpha + \beta - \delta - \gamma) \quad (12)$$

ここで δ をできるだけ小さくするように、つまりサンプリングレートと入力周波数との同期がとれていれば、この誤差Eをほぼゼロにすることができる。

デジタル・サンプリングの中で最も重要なのがA/Dコンバータであることはいうまでもないが、A/Dコンバータには市販のデジタル・マルチメータ(DMM)がしばしば使用される。電圧信号と電流信号をサンプリングすることになるので、同時サンプリングの場合には2台のA/Dコンバータが使われる。1台のA/Dコンバータのみを使用して2入力信号を多重化処理させる手法も考案されており、2台のA/Dコンバータの使用による不確かさを解消できるというメリットがある。またA/Dコンバータの使用には量子化誤差による歪みが付きまとう。16ビットA/Dコンバータの場合には、フルレンジに対して約

15 ppmのノイズとなる。一方、サンプリングレートにも注意が必要である。ナイキスト理論によると、サンプリングレートは測定対象となる信号周波数よりも2倍以上に設定しなければならない。測定信号に高調波が含まれている場合には最大高調波の2倍以上に設定しなければ、エリアシングによる誤差の原因となる。そのため、IEC 61000-4-7でも述べられているが、40次高調波以上の高調波をカットするようにA/Dコンバータの前段に-3 dB/Hzのアンチ・エリアシング・フィルタというLPFが接続される。

4.2 量子化誤差による影響

A/Dコンバータの量子化誤差による影響はWagdyによって報告されている⁸⁾。量子化ステップサイズは2Dをダイナミックレンジとすると、以下の式で求められる。

$$\Delta = \frac{2D}{2^K} = 2^{-(K-1)} D \quad (13)$$

量子化誤差 E は、この $\pm \Delta/2$ の範囲内で一様分布しているとすると、

$$\delta_E^2 = \frac{\Delta^2}{12} \quad (14)$$

となる。そしてサンプリング数NのDFT解析を行うと、各高調波の波高値の分散は、

$$\delta_A^2 = \frac{\delta_E^2}{(N/2)} = \frac{\Delta^2}{6N} \quad (15)$$

となり、各高調波の波高値に依存せず、サンプリング数に逆比例する。また、位相の分散は、

$$\delta_\phi^2 = \delta_A^2 \left(\frac{1}{V_n^2} - \frac{1}{I_n^2} \right) \quad (16)$$

と表され、各高調波の電圧・電流の波高値に逆比例することになる。これらの分散を次式に代入することによって、有効電力の分散が求められる。

$$\delta_p^2 = \frac{\delta_A^2}{V_1^2} + \frac{\delta_A^2}{I_1^2} + \tan^2 \Phi * \delta_\phi^2 \quad (17)$$

5. 各NMIの高調波測定システム

各国NMIの高調波測定システムを紹介する。NRC(カナダ National Research Council Canada)の高調波校正システムのブロック図を図4に示す⁹⁾⁻¹⁰⁾。高調波測定システムで使用される高調波電源は、ほとんどの場合独自開発である。NRCの高調波電源では、高調波の深刻な地域の電源系統において測定した電圧波形および電流波形を利

用している。その測定データはコンピュータに格納され、必要な種類の高調波は任意電源発生器を介して出力できる。任意電源発生器はPLL回路により商用周波数に同期した1024 x 60 Hzのクロック信号でドライブさせる。2台の16ビットサンプリング電圧計にも同様のクロック信号によりA/D変換がなされる。これにより入力周波数とサンプリング周波数の同期を実現している。この任意電源発生器は128次までの歪み波を出力できるが、サンプリング周波数の1/8なので、エイリアスの問題はない。また、このシステムにはサンプリング電圧計による測定と平行して2台のRMS電圧計とTDM電力計を備えており、DFT解析によって得られる基本波の電圧、電流の実効値および有効電力と比較できる構成となっている。この校正システムは電圧測定および電流測定では50 ppm、電力測定では100 ppmの精度をもつとされている。各種高調波におけるパラメータの違いより不確かさが大きく変化することが報告されている。

PTB (ドイツ Physikalisch-Technische Bundesanstalt) のシステムを図5に示す¹¹⁾。PTBではクロック信号をDMM (A/Dコンバータ) から取り出し、その信号で2チャンネル電圧ソース内のD/A変換を実行させ、入力電圧を発生させている。この2チャンネル電圧ソースは50次高調波までの波高値と位相を独立に設定することができる。特徴的なのは電圧信号と電流信号を1台の21ビットDMMで読み取らせるため、前段に信号スイッチを設けていることである。DMMと信号スイッチにそれぞれ2チャンネル電圧ソース内からの入力周波数 f を1/m分周器を介して入力し、m周期分だけサンプリングするように設定している。このサンプリングレートとクロック信号は1台のA/Dコンバータに依存しているため同期による誤差を大幅に抑

制できる。このシステムで正弦波の電力校正を行う場合には、不確かさは2.5 ppmと見積もられている。サンプリングによる不確かさは量子化誤差だけで見積もれており、式(15)より0.4 ppmとなっている。同期誤差による不確かさに関しては、サンプリングされたm周期分のデータから最初と最後のL周期分を除外した(M-2L)周期分がDFT解析されることから、無視できるとされている。このシステムで使用されるデジタル回路特性についてはPTBレポートに記載されている¹²⁾⁻¹³⁾。高調波計測に関する不確かさ評価に関してはまだ報告されていない。

最後にSP (スウェーデン Sveriges Provnings- och Forskningsinstitut) の校正システムではサンプリング手法を離散積分とDFT解析とで使い分けている^{5),14)}。不確かさの評価方法としてユニークな手法が提案されている¹⁵⁾。その手法はシングルトーンテストおよびデュアルトーンテストである。これは本来A/Dコンバータの周波数応答や線形性を評価する手法である。シングルトーンテストはTHDが低い電圧測定の不確かさ評価に利用し、大きな基本波によって起こるスペクトル漏れをDFT解析する。一方、デュアルトーンテストで評価される混変調歪み (IMD: intermodulation distortion) を、THDが高い電流測定の不確かさ評価に利用している。その結果、各高調波の電圧・電流の不確かさを150 ppm、位相の不確かさを150 μ radと評価している。さらにサンプリング原理でない既存の電力校正システムとの比較を行い、有効電力については60 ppmの不確かさが見積もられている。またPTBのサンプリング校正システムとの二カ国間比較を行い、有効電力のずれを50 ppm以下であると報告している。

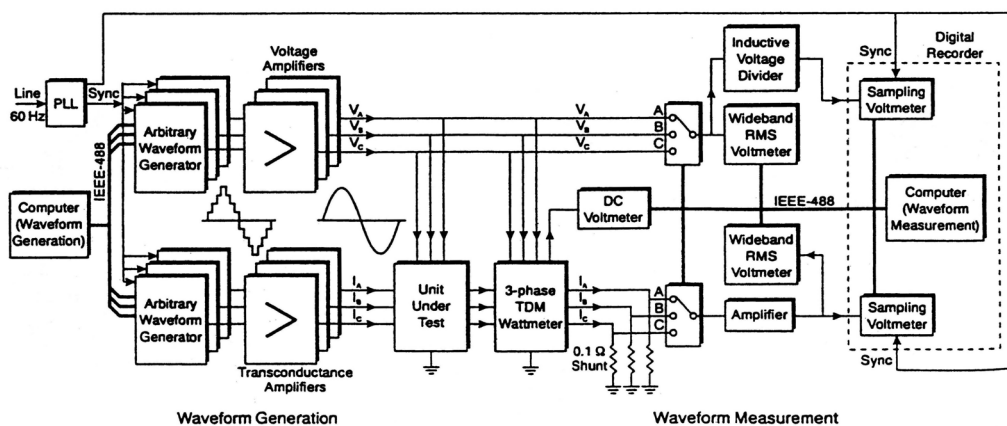


図4 NRCの校正システムのブロックダイアグラム⁹⁾

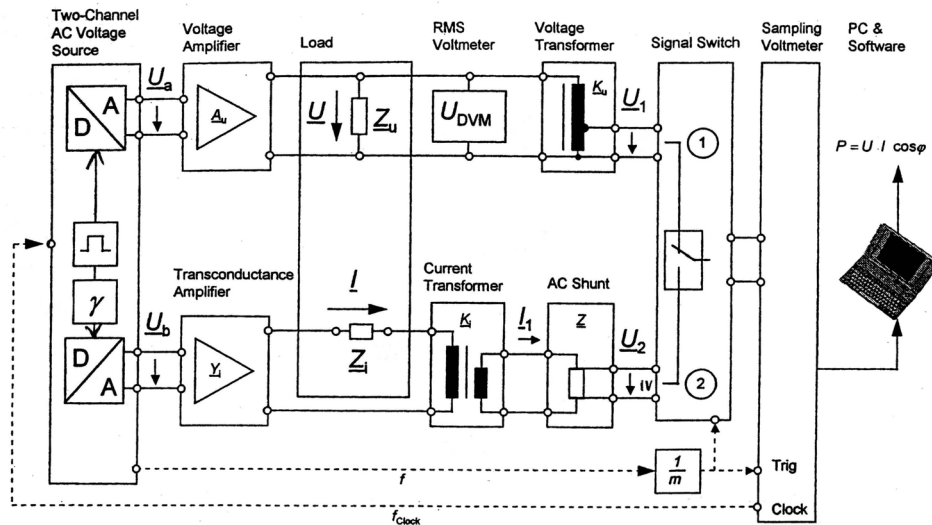


図5 PTBのサンプリング電力校正システム¹¹⁾

6. 高調波計測の国際比較

高調波計測システムは現在のところ、NRC、PTB、SP、NIST(米国 National Institute of Standard and Technology)、NPL(英国 National Physical Laboratory)で開発がなされた¹⁶⁾。そのような中で、2000年にNRCとSPとの間で二カ国間比較が行われている¹⁷⁾。この国際比較では、NRCで開発されたポータブル用の高調波電源がトランスフォーマー・スタンダードとして用いられ¹⁸⁾、それぞれが所有する高調波校正システムにより得られた校正結果(VT_{HD} 、 IT_{HD} 、 PF 、 $S_{N/S}$)が比較された。その結果を表2に示す。このポータブル用の高調波電源は7種類の高調波歪みを発生させることができる。どの高調波歪みも49次までの高調波が含まれている。

VT_{HD} については $\pm 0.005\%$ の範囲で再現性があるが、 IT_{HD} についてはSPによる校正後にNRCで再校正を行った結果が大きなずれを生じている。この原因は明らかにされていない。PFについては100 ppm以下でずれがある。またSN/Sについては250 ppm以下でずれが生じている。これは IT_{HD} の変動が影響していると考えられる。

また、NRCとPTBにおいても2003年に二カ国間比較がなされており、SPとほぼ同様の結果となっている¹⁶⁾。

高調波計測標準に関する国際比較については今後、NRCをパイロットラボとして基幹比較が開始されようとしている。テストプロトコルは、SPやPTBとの二カ国間比較時のプロトコルがほぼそのまま使われることになる。また、前述のポータブル用の高調波電源がトランスフォーマー・スタンダードとして用いられる予定である。

表2 NRCとSPによる国際比較の結果¹⁷⁾

Voltage waveform	137	139	002	004	143	256	1362	
Current waveform	138	140	003	005	144	257	1363	
THD _v (%)	NRC 1	9.453	7.123	15.333	4.523	4.854	12.789	36.188
	SP	9.459	7.124	15.320	4.522	4.858	12.768	36.171
	NRC 2	9.455	7.124	15.334	4.521	4.854	12.790	36.187
THD _i (%)	NRC 1	19.598	41.006	47.170	60.053	88.258	37.042	26.639
	SP	19.596	41.009	47.168	60.053	88.246	37.039	26.639
	NRC 2	19.600	41.011	47.179	60.058	88.270	37.054	26.646
PF	NRC 1	0.97700	0.91664	0.90772	0.84417	0.76878	0.93267	0.90887
	SP	0.97702	0.91663	0.90784	0.84418	0.76886	0.93271	0.90895
	NRC 2	0.97701	0.91659	0.90773	0.84416	0.76876	0.93263	0.90888
S _{N/S}	NRC 1	0.21335	0.38505	0.44810	0.51628	0.66271	0.36716	0.41759
	SP	0.21336	0.38508	0.44805	0.51628	0.66267	0.36707	0.41748
	NRC 2	0.21337	0.38509	0.44816	0.51631	0.66276	0.36726	0.41762

7. まとめ

本報告は高調波計測の動向についてまとめた。高調波の測定ニーズが高まりつつある中、欧米諸国ではこのニーズに敏感に対応し、基幹比較を行えるまでの体制になっている。高調波計測のキーとなるデジタル・サンプリングは、今後もその技術向上が期待される分野であり、更なる高精度な校正システムの開発が期待できる。

参考文献

- 1) 能見和司: “高調波実践講座”, 三松株式会社, 2006.
- 2) IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations: “Practical Definitions for Powers in Systems with Nonsinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads: A Discussion.”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol.11, No.1, pp.79-87, 1996
- 3) Institute of Electrical and Electronic Engineers: “IEEE Standard 1495-2000 - IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions.” *IEEE, New York*, 2000.
- 4) F. J. J. Clark, J. R. Stockton: “Principles and Theory of Wattmeters Operating on Basis of Regularly Spaced Sample Pairs,” *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, Vol. 15, pp 645-652, 1982.
- 5) S. Svensson: “Power measurement techniques for non-sinusoidal conditions: The significance of harmonics for the measurement of power and other AC quantities.” *Doctoral thesis*, 1999.
- 6) IEC, “Electromagnetic compatibility (EMC)- Part 4: Testing and measurement techniques section 7: General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment and equipment connected thereto,” , 2002.
- 7) G. N. Stenbakken: “A wideband sampling wattmeter,” *IEEE transactions on power apparatus and systems*, Vol. 103, No. 10, pp 2919-2925, 1984.
- 8) M. F. Wagdy: “Effect of ADC Quantization Errors on Some Periodic Signal Measurements.” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol.IM-36, No.4, pp.983-989, 1987.
- 9) R. Arseneau, P. S. Filipski: “A Calibration System for Evaluating the Performance of Harmonic Power Analyzers.”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol.10, No. 3, pp.1177-1182, 1995.
- 10) R. Arseneau, P. S. Filipski, J. J. Zelle: “An Improved Three-phase Digital Recorder System for Calibrating Power Instrumentation.”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol.46, No. 2, pp.399-402, 1997.
- 11) G. Ramm, H. Moser, and A. Braun: “A new scheme for generating and measuring active reactive and apparent power at power frequencies with uncertainties of 2.5 ppm,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol.48, No.2, pp.422-426, 1999.
- 12) W. G. K. Ihlenfeld: “Maintenance and Traceability of AC Voltage by Synchronous Digital Synthesis and Sampling” *PTB Report*, E-75, 2001.
- 13) W. G. K. Ihlenfeld: “Traceability of AC Voltage Ratios and AC Power by Synchronous Digital Synthesis and Sampling” *PTB Report*, E-76, 2001.
- 14) S. Svensson, K. Rydler: “A Measuring System for the Calibration of Power Analyzers.” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol.44, No.2, pp.316-317, 1995.
- 15) S. Svensson: “Verification of a Calibration System of Power Quality Instruments.” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol.47, No.5, pp.1391-1394, 1998.
- 16) E. So: “Pilot Study for ac Power Measurements under Nonsinusoidal Waveform Conditions.”, *WGLF working document WGLF/05-05 (8th meeting)*, March 2005.
- 17) R. Arseneau, M. E. Sutherland, J. J. Zelle, S. Svensson: “Comparison of Nonsinusoidal Calibration Systems at NRC Canada and SP Sweden.”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol.50, No.2, pp.275-277, 2001.
- 18) R. Arseneau, P. S. Filipski, J. J. Zelle: “A Portable and Stable Source of AC Voltage Current and Power.”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol.44, pp.433-435, 1995.