

## 高周波電力標準に関する調査研究

木下 基\*  
(平成 17 年 10 月 27 日受理)

### Survey of microwave power standard

Moto KINOSHITA

#### 1. 緒言

電磁波の存在は 1864 年に Maxwell によって予言され、1888 年の Hertz の実験によって証明された。以来、Marconi の電波通信開発に代表されるような電磁波に関する研究開発が精力的に行われ、特に 1904 年の 2 極真空管や 1907 年の 3 極真空管の発明によって高周波の安定した増幅や発振が可能になったことが、電波通信を始めとした様々な高周波技術を著しく進歩させる切っ掛けとなった。その後、トランジスタが真空管に取って代わり、デバイスの小型化や低消費電力化などが実現したことでより高い周波数での動作が可能となった<sup>1)</sup>。現在、電波はテレビ・ラジオ放送や携帯電話などの身近な電波通信を始めとして衛星・電波天文に至るまで、非常に広範囲にわたって利用され、近年も尚電波利用に対する需要は増加し続けている。

現在の主要な電波利用方法である電波通信においては、サンプリング定理<sup>1),2)</sup>に従って電波の用途に応じた特定の伝送周波数帯が必要になり、原則的にそれらの周波数帯を他の用途と共有することはできない。そのため、現在では周波数帯そのものが貴重な資源とも考えられている。そこで、電波の混信を防ぎ、公平且つ効率的にそれらの需要に対応するために、我が国では総務省が用途毎に使用周波数の割当を定めている<sup>3)</sup>。表 1 に、総務省が公開している周波数割当を参考にして、周波数別の電波の分類とそれらの主な用途をまとめた。ここに示した電波は 3 kHz から 3 THz のもので、その周波数によって超長波からサブミリ波に分類されている。一般的に、周波数の高い電波は直進性が強く伝送距離が短い、逆に周波数の低い電波は回折効果が強く伝送距離が長いという特徴を持つが、実際には電離層での反射などが影響するため

伝播具合は環境によって大きく左右される。これらの特徴と用途に応じて利用周波数帯は割当てられている。近年の爆発的な携帯電話の普及やテレビ・ラジオ放送、各種無線・レーダーなどの重要性を考慮すると、それらの利用周波数帯が集中する中波からミリ波の一部の需要が高いことが表 1 から予測される。

我が国では、これらの電波利用に関して電波法<sup>4)</sup>に基づいた管理がなされ、その中に電波の周波数、変調方式、

表 1 電波の周波数割当

波長	周波数	分類	主な用途
0.1 mm	3 THz	サブミリ波	電波天文
1 mm	300 GHz	ミリ波 EHF	電波天文 放送中継 レーダー 簡易無線 アマチュア無線
10 mm	30 GHz	マイクロ波 SHF	衛星通信 放送中継 無線LAN 地球探査衛星 航空無線 アマチュア無線
100 mm	3 GHz	極超短波 UHF	携帯電話 TV放送 電子レンジ 無線LAN コードレス電話 アマチュア無線
1 m	300 MHz	超短波 VHF	TV放送 FMラジオ コードレス電話 航空管制通信 簡易無線 アマチュア無線
10 m	30 MHz	短波 HF	短波放送 船舶・航空通信 漁業用無線 アマチュア無線
100 m	3 MHz	中波 MF	AMラジオ 路側通信 船舶・航空通信 アマチュア無線
1 km	300 kHz	長波 LF	航空ビーコン 海上ビーコン ロランC 標準電波
10 km	30 kHz	超長波 VLF	IH電磁調理器
100 km	3 kHz		

\* 計測標準研究部門 電磁波計測科

そして電力についての規制が明記されている。従って、測定の信頼性向上のためにも電力などの各量に対して物理標準を供給する必要がある。さらにそれらの管理・点検には計量法<sup>5)</sup>が定める所謂トレーサビリティ制度に従う必要がある。つまり上記の電波設備を含めたすべての高周波設備を維持・発展させるためにも高周波電力標準は不可欠である。

上記においては、電磁波、電波、高周波などの用語を特に明確な区別をせず使用した。電波法によると、3 000 000 MHz (=3 THz) 以下の周波数の電磁波を電波と定義し、その下限は特に定めていない。また高周波についての明確な定義はされていないが、一般的には数MHzより高い周波数の電磁波を高周波、それより低い周波数の電磁波を低周波と呼んでいる。以下、本調査報告書においても特に明確な定義はしないが、数MHzから数百GHzまでの周波数の電磁波について言及し、それらの総称を高周波と呼ぶことにする。

## 2. 高周波電力標準

国際単位系(以下、SI: the International System of Units)の電磁気単位には基本単位として電流を表すアンペア(A)が用いられている。その定義では、「真空中に一メートルの間隔で平行に置かれた無限に小さい円形の断面を有する無限に長い二本の直線状導体のそれぞれを流れ、これらの導体の一メートルにつき千万分の二ニュートンの力を及ぼし合う直流の電流又はこれで定義したアンペアで表した瞬時値の二乗の一周平均の平方根が一である交流の電流」が1Aとされている<sup>6),7)</sup>。上記の通り電流は直流と交流についてそれぞれ定義されているが、伝送路や回路に対して波長が同等もしくはそれ以下となる高周波の領域においては、分布定数的取り扱いが必要となり、電流の実用性は低くなる。なぜなら、高周波回路では時間や空間的に電流の値が変化するため取り扱いが困難であるどころか、電流で状態を表示すること自体が不可能な場合も存在するからである。そこで、高周波を取り扱う場合には状態量として電流の代わりに主に電力が用いられる<sup>8),9)</sup>。つまり高周波電力は回路の状態を記述する基本量であり、このことから高周波電力標準の重要性は高いと言える。

現在、高周波電力標準では主に電力計(パワーメータ)もしくは信号源に対して校正係数、実効能率、絶対電力のいずれかを供給している。絶対電力とは文字通り電力の絶対値のことであり、校正係数および実効能率については以下において説明する。一般に高周波電力計は様々

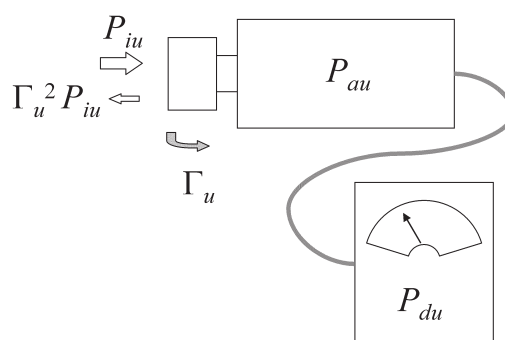


図1 高周波電力計の指示電力と入射・吸収電力

な要因からなる不確かさを含んでいるため、それらの指示値と実際の入力電力との間には若干の差がある。その差を補正するための係数が校正係数もしくは実効能率である<sup>10)</sup>。つまり、図1のように、ある被校正電力計(以下、DUT: Device Under Test)への入射電力を $P_{iu}$ として、そのときの電力計の指示値を $P_{du}$ とすると、校正係数 $K_u$ は、

$$K_u = \frac{P_{du}}{P_{iu}} \quad (2.1)$$

である。さらに、指示値 $P_{du}$ とパワーセンサー内部の高周波検出部分によって吸収される電力 $P_{au}$ との比が実効能率 $\eta_{eu}$ である。図1のように、パワーセンサーの入力端で入射電力の一部が反射し、その反射係数を $\Gamma_u$ とすると、実効能率 $\eta_{eu}$ と校正係数 $K_u$ の間には、

$$\eta_{eu} = \frac{K_u}{1 - |\Gamma_u|^2} \quad (2.2)$$

という関係がある<sup>15),28)</sup>。つまり、実効能率か校正係数のいずれかが得られれば、反射補正などを介して絶対電力を求めることができる。

上記の各値はトレーサビリティ体系における上位の標準器との比較によって校正される<sup>11)</sup>。以下に比較校正の一例を紹介する。図2に代表的な比較校正方法の概略図を示した。図2のように信号源からの信号を2方向に分配し、一方をリファレンス用電力計に、他方をテストポートに入力する。ここで、テストポートにおいては標準器(以下、STD: standard)とDUTを接続した場合についてそれぞれ測定を行う。これによって、リファレンス用電力計の指示値を介してSTDとDUTを比較できる。この方法は取替え同時比較方法と呼ばれている。より具体的には、まずテストポートにSTDを接続したときのSTDへの入射電力 $P_{is}$ を測定し、このときのリファレンス用電力計の指示値 $P_{ms}$ と比較する。このときの両者への入射電力の分岐比を $C_{ds}$ とすると、

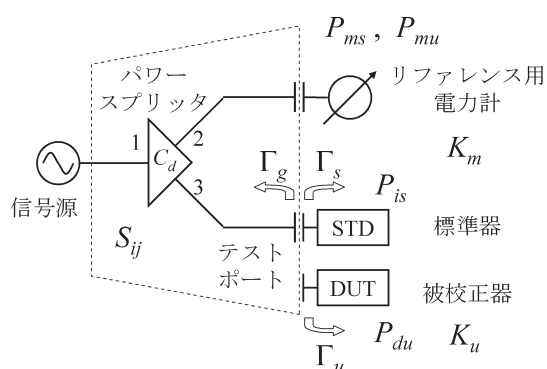


図2 取換え同時比較方法

$$C_{ds} = \frac{P_{is}}{P_{ms}/K_m} \quad (2.3)$$

という関係が成り立つ。ここで、 $K_m$ はリファレンス用電力計の校正係数であるが、後の計算で消去することができるので最終的な結果には影響しない。同様に、テストポートにDUTを接続した場合は、分岐比を $C_{du}$ とすると、

$$C_{du} = \frac{P_{du}/K_u}{P_{ms}/K_m} \quad (2.4)$$

である。一般にSTDとDUTの反射係数の差異によって $C_{ds}$ と $C_{du}$ の値は異なるため、ここでは両者を区別した。式(2.3), (2.4)から、

$$K_u = \frac{(P_{du}/P_{mu})}{(P_{is}/P_{ms})} M \quad (2.5)$$

が得られる。ただし、 $M = C_{ds}/C_{du}$ は測定系の各部での反射による影響を表す反射補正係数で、この値は別途測定しておく必要がある。図2に示すようにスプリッタと各端子までの伝送線路を含めた部分のSパラメータを用いた解析によると、反射補正係数 $M$ は、

$$M = \frac{|1 - (S_{33} - S_{31}S_{23}/S_{21})\Gamma_s|^2}{|1 - (S_{33} - S_{31}S_{23}/S_{21})\Gamma_u|^2} \quad (2.6)$$

であることが知られている<sup>12)-14)</sup>。ここで、 $\Gamma_s$ と $\Gamma_u$ はそれぞれSTDとDUTの入力端子の反射係数である。従って、この $M$ の値と各々の測定で得られた電力の値を式(2.5)に代入することで、被校正器の校正係数 $K_u$ を得ることができる。

次に $P_{is}$ の測定方法について説明する。高周波電力を測定する方法は現在では熱的方法が最も一般的であり、高周波電力標準にはその中からカロリメータ方式とマイ

クロカロリメータ方式の2種の方法が主に採用されている<sup>15)-17)</sup>。

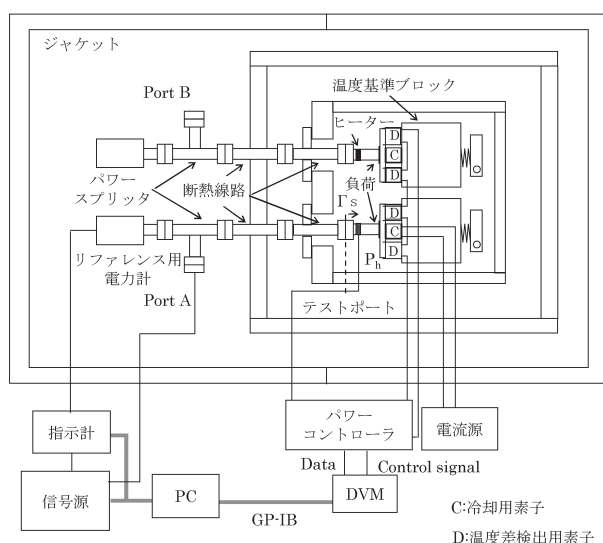
カロリメータ方式とは高周波のエネルギーを負荷によって熱エネルギーに変換し、それと等価な直流のエネルギーと比較するというものである<sup>14), 18)-20)</sup>。つまり高周波電力を、熱を仲介して直流電力に変換するのである。尚、比較対象となる直流の電気標準はジョセフソン効果電圧標準と量子ホール効果抵抗標準によって十分精密な標準が供給されている<sup>21)</sup>。カロリメータの一例として現在我が国で使用されている7mm同軸型カロリメータの概略図を図3に示した。図3の(a)に示した通り、カロリメータは双子型で、一方を測定用として、他方を環境温度変化の補償用として使用する。両者の構造は図2に示した取換え同時比較方法に基づき、入力端子からの信号はリファレンス用電力計とテストポートに二分されている。また、テストポートより右側にある負荷、ヒーター、冷却素子、温度差検出素子、温度基準ブロックから成る図3(b)に示した高周波検出部はDUTとの取替えが可能である。さらに、負荷は3重のジャケットと断熱線路によって温度基準ブロック以外との熱交換を防ぐように設計され、負荷と温度基準ブロックはヒーターと冷却素子にかかる直流電力によって常に等温に制御される。今、テストポートに高周波を入力していない場合の冷却電力を $P_c$ 、ヒーターで消費する直流電力を $P_{h1}$ とすると、熱平衡状態での両者の間には、

$$(1 - g_1)P_{h1} = KP_c \quad (2.7)$$

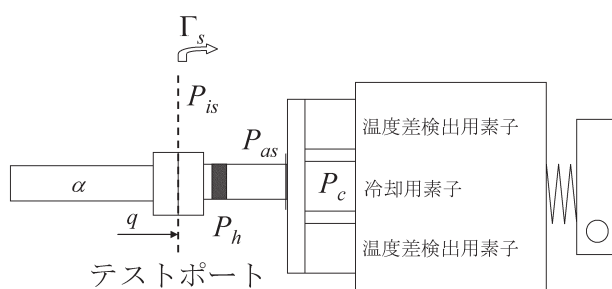
が成り立つ。ここで $g_1$ はヒーターで消費した直流電力の中で負荷の温度上昇には寄与せずに外部へ漏洩する電力の割合、 $K$ は冷却電力の実効的な能率を示す定数である。次に、テストポートに高周波電力 $P_{is}$ を入力し、ヒーターの消費電力を $P_{h2}$ として等温制御を行った場合も同様に考えると、熱平衡状態での消費電力の関係式は、

$$(1 - g_1)P_{h2} + (1 - g_2) \left( P_L + \frac{q\alpha}{1 - \alpha} P_{is} \right) = KP_c \quad (2.8)$$

と書ける。上式において、 $P_L$ は負荷で吸収した高周波電力、 $g_2$ は負荷に高周波電力を入力した場合に負荷から周囲の環境へ漏洩する電力の割合、 $\alpha$ はテストポートより信号源側にある断熱線路での減衰定数、 $q$ は断熱線路内で発生した熱が負荷に伝わる割合である。また $P_L$ と $P_{is}$ は、テストポートから信号源側を見たときの反射係数 $\Gamma_g$ と前述の $\Gamma_s$ を用いて、



(a) 全体図



(b) 高周波検出部

図3 カロリーメータの概略図

$$P_L = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_s|^2} P_{is} \quad (2.9)$$

である<sup>9)</sup>。さらに、通常の場合、

$$\frac{q\alpha}{1 - \alpha} \ll \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_g \Gamma_s|^2} \quad (2.10)$$

が成り立つように設計されているので、式(2.7)から(2.10)より  $P_{is}$  は、 $|1 - \Gamma_g \Gamma_s|^2$  を不確かさの因子として、

$$P_{is} = \frac{k}{1 - |\Gamma_s|^2} \left(1 - \frac{q\alpha}{1 - \alpha}\right) (P_{h1} - P_{h2}) \quad (2.11)$$

となる。ここで、 $k = (1 - g_1)/(1 - g_2)$  はヒーターで消費する直流電力と負荷で消費する高周波電力の置換係数である。

それに対して、マイクロカロリーメータ方式はカロリーメータ方式とポロメータ方式を組み合わせた方式で、カロリーメータ内の負荷をポロメータ<sup>22)-25)</sup>に置き換えた検出器を使用する。ポロメータとは負荷の発熱による抵抗の変化量から吸収した高周波電力測定を行うもので、カロリーメータ方式による検出器と比べて感度、安定度、再現性に優れている反面、反射係数が高く周波数特性が悪いという特徴がある。この場合もカロリーメータ方式と同様に、高周波が未入力時と入力時での直流電力の変化量を測定することで高周波電力を得ることができる。ただし、この場合の直流電力とは、ヒーターにかかる直流電力に加えてポロメータ素子にかかる抵抗測定用の直流電力も含まれている。ここではその詳細を省くが、前述と同じ手順でマイクロカロリーメータによる高周波電力測定式の導出することができる<sup>26)-28)</sup>。

### 3. 校正の実例

ここでは、産業技術総合研究所(以下、産総研)の計測標準総合センター(以下、NMIJ: National Metrology Institute of Japan)所有の7mm同軸型カロリーメータを用いて、あるパワーメータの校正係数に対して行った校正の実例<sup>14),18)</sup>を示す。

#### (a) 置換係数 $k$ の評価

置換係数  $k$  は、周波数依存性が微小であることを仮定し、直流入力時の負荷での消費電力とそれに対応するヒーター電力の変化量との比から求めることができる。この場合、印加した直流の極性によって生じる偏差を取り除くために印加極性を反転させて測定した2回の結果の平均値を  $k$  の値として採用した。今回、その結果は  $k = 1.0060$  で標準不確かさ<sup>29)</sup>は  $0.0009$  であった。

#### (b) 超過加熱効率 $q$ の評価

断熱線路で発生した熱が負荷に伝導する割合  $q$  は、テストポートと負荷の間を金薄膜で塞ぎ、高周波の入力を遮断することで測定できる。測定は低周波と高周波の場合について行い、それらの平均値を採用した。今回の結果は  $q = 0.165$  で標準不確かさは  $0.0098$  であった。

#### (c) 断熱線路の減衰係数 $\alpha$ の評価

断熱線路の減衰係数  $\alpha$  はパワーメータで測定することができ、その周波数特性は最小二乗法による5次多項式で補完を行った。今回、その値は10 MHzから18 GHzの周波数範囲で0.005から0.035程度であった。不確かさには実測値との差やパワーメータの非



線形などが対応し、それらの値も周波数によって異なる。

(d) 信号源不整合の評価

信号源不整合とは信号源や負荷を含めた測定系内でのインピーダンス不整合が原因となる不確かさで、式(2.9)中の  $|1-\Gamma_g\Gamma_s|^2$  や式(2.6)に示した反射補正係数  $M$  などに対応する。ネットワークアナライザによる各Sパラメータの測定結果から、これらの値はカロリメータによる入射電力  $P_i$  の測定時に0.0016、DUTの比較校正時に0.0046で、これらが本測定における最大の不確かさ要因であった。

(e) パワーメータの指示値の評価

DUTおよびリファレンス用電力計の分解能を不確かさとして評価した結果、その標準不確かさは0.0003であった。

以上をまとめた結果として、10 MHzから18 GHzの各周波数における校正係数  $K_u$  およびスプリッタによる電力分岐比  $C_d = P_i/P_{ms}$  とそれらの相対合成標準不確かさ  $u(K_u)$  および  $u(C_d)$  を図4に示す。図中に白抜き丸で示された校正係数の相対合成標準不確かさ  $u(K_u)$  は比較的低い周波数領域では0.2%程度で安定しているが、周波数が高い領域では大きな値となり、周波数17 GHzにおいて最大で0.66%である。これは、一般的に周波数が高いほど波動性が顕著になり、高周波回路内での反射の影響が大きくなるためである。また、これらの反射の影響は回路内での多重反射による高周波の干渉から、周波数に対して単調増加にはならず、図のように複雑な周波数特性を持つのが特徴である。

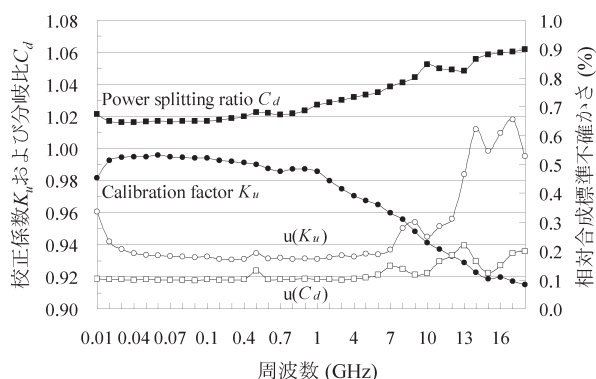


図4 校正係数  $K_u$  および分岐比  $C_d$  とそれらの相対合成標準不確かさ

4. 諸外国における高周波電力標準の供給状況

諸外国と日本を含めた9カ国の国家計量機関における高周波電力に関する標準供給の現状を、供給量の種類、対象とする同軸コネクタおよび導波管フランジ、周波数範囲、電力レベル、不確かさなどを中心に調査した結果を以下に示す。

● 韓国：KRISS (Korea Research Institute of Standards and Science)

【校正対象：校正係数，実効能率，絶対電力】

○ 同軸

コネクタ：PC-7, Type N

周波数：0.1 MHz- 18 GHz

電力レベル：1  $\mu$ W- 50 W (1 MHz - 1 GHz)

相対拡張不確かさ：1- 1.5% ( $k=2$ , 信頼性 95%)

○ 導波管

周波数：8.2- 40 GHz

相対拡張不確かさ：1- 1.5% ( $k=2$ , 信頼性 95%)

● フランス：LNE (Laboratoire National de métrologie et d'Essais)

【校正対象：校正係数，実効能率，絶対電力，電力密度】

○ 同軸

コネクタ：PC-7, Type N, 2.92 mm

周波数：0.5 MHz-18 GHz (PC-7, Type N), 0.5 MHz - 40 GHz (2.92 mm)

電力レベル：1 nW- 100 W

相対拡張不確かさ：0.36- 9.6% ( $k=2$ , 信頼性 95%)

○ 導波管

周波数：8.2- 40 GHz, 42-48 GHz, 60-64 GHz, 93.5 - 95 GHz

電力レベル：100 nW- 100 W (8-40 GHz), 100  $\mu$ W- 5 mW (42- 48 GHz, 60-64 GHz), 100 nW - 100 W (93.5- 95 GHz)

相対拡張不確かさ：0.26- 8% ( $k=2$ , 信頼性 95%)

● 中国：NIM (National Institute of Metrology)

【校正対象：校正係数】

○ 同軸

コネクタ：14 mm, Type N

周波数：10 MHz- 8 GHz (14 mm), 10 MHz- 18 GHz (Type N)

電力レベル：1- 10 mW

相対拡張不確かさ：1% ( $k=2$ , 信頼性95%)

○ 導波管

フランジ：R100, R320

周波数：8.2-12.4 GHz(R100), 26.5-39 GHz(R320)

電力レベル：1-10 mW

相対拡張不確かさ：1-3%

● アメリカ合衆国：NIST(National Institute of Standards and Technology)

【校正対象：校正係数, 実効能率】

○ 同軸

コネクタ：PC-7, Type N, 3.5 mm

周波数：0.1 MHz-18 GHz(GPC-7, Type N), 0.1 MHz-34 GHz(3.5 mm)

電力レベル：1-1000 W(1 MHz-1GHz)

相対拡張不確かさ：0.3-0.7%, ただし1-1000 Wでは2%

○ 導波管

フランジ：WR90, WR62, WR42, WR28, WR22, WR15, WR10

周波数：8.2-75 GHz, 92-98 GHz

相対拡張不確かさ：1.1-2.6%

● オーストラリア：NMIA(National Metrology Institute, Australia)

【校正対象：絶対電力】

○ 同軸

コネクタ：PC-7, Type N, 3.5 mm, 2.92 mm, 2.4 mm

周波数：1 MHz-18 GHz(PC-7, Type N), 1 MHz-40 GHz(3.5 mm, 2.92 mm, 2.4 mm)

電力レベル：1  $\mu$ W-10 mW

相対拡張不確かさ：0.3-2% ( $k=2$ , 信頼性95%)

○ 導波管

フランジ：X, Ku, K, Ka

周波数：18-40 GHz

電力レベル：1  $\mu$ W-10 mW

相対拡張不確かさ：1.2-1.4% ( $k=2$ , 信頼性95%)

● 日本：NMIJ(National Metrology Institute of Japan)

【校正対象：校正係数】

○ 同軸

コネクタ：PC-7, 2.92 mm

周波数：10 MHz-18 GHz(PC-7), 10 MHz-40 GHz(2.92 mm)

電力レベル：1-10 mW

相対拡張不確かさ：0.34-1.2% ( $k=2$ , 信頼性95%)

○ 導波管

フランジ：WR90, WR15

周波数：10, 60 GHz

電力レベル：10 mW(10 GHz), 1 mW(60 GHz)

● イギリス：NPL(National Physical Laboratory)

【校正対象：校正係数, 電力密度】

○ 同軸

コネクタ：14 mm, PC-7, Type N, 3.5 mm, 2.4 mm

周波数：0.1 MHz-8 GHz(14 mm), 0.1 MHz-18 GHz(GPC-7, Type N), 50 MHz-26.5 GHz(3.5 mm), 50 MHz-50 GHz(2.4 mm)

電力レベル：0.1-10 mW

相対拡張不確かさ：0.2-5% ( $k=2$ , 信頼性95%)

○ 導波管

フランジ：R100, R140, R220, R320, R400, R620, R900

周波数：8.2-110 GHz

電力レベル：0.1-10 mW

相対拡張不確かさ：0.8-2.6% ( $k=2$ , 信頼性95%)

● ドイツ：PTB(Physikalisch-Technische Bundesanstalt)

【校正対象：校正係数, 実効能率】

○ 同軸

コネクタ：14 mm(50 or 75  $\Omega$ ), Type N(50 or 75  $\Omega$ ), PC-7, 3.5 mm

周波数：DC-8 GHz(14 mm), DC-18 GHz(Type N), 10 MHz-18 GHz(PC-7), DC-26.5 GHz(3.5 mm)

電力レベル：1-10 mW

相対拡張不確かさ：0.1-1.7% ( $k=2$ , 信頼性95%)

○ 導波管

フランジ：R100, R140, R220, R320, R900

周波数：8.2-40 GHz, 75-97 GHz

電力レベル：1-10 mW(8.2-40 GHz), 1-3 mW(75-97 GHz)

相対拡張不確かさ：0.15-1.5% ( $k=2$ , 信頼性95%)

● ロシア：VNIIFTRI(Institute for Physical-Technical and Radiotechnical Measurements, Rostekhnregulirovaniye of Russia)

【校正対象：校正係数, 絶対電力】

○ 同軸

コネクタ：Type N, BNC(75  $\Omega$ ), 16/6.4 mm(75  $\Omega$ ), 16/6.95 mm, SMA

周波数：10 MHz-18 GHz (Type N), 10 MHz- 26 GHz (SMA), 50 MHz-2 GHz (BNC), 33 MHz-3 GHz (16/6.4 mm), 30 MHz-7 GHz

電力レベル：1 fW-100 W

相対拡張不確かさ：0.4-2%, ただし1 fW-10 μWでは1.2-12% ( $k=2$ , 信頼性95%)

○ 導波管

フランジ：72/34 mm, 58/25 mm, 48/24 mm, 35/15 mm, 23/10 mm, 16/8 mm, 11/5.5 mm, 7.2/3.4 mm

周波数：5.64-37.5 GHz (5/15 mm, 23/10 mm, 16/8 mm, 11/5.5 mm, 7.2/3.4 mm), 2.59-12.05 GHz (72/34 mm, 48/24 mm, 35/15 mm, 23/10 mm), 3.2-4.8 GHz (58/25 mm)

電力レベル：1 fW-100 W

相対拡張不確かさ：0.4-2.5%, ただし1 fW-10 μWでは1.2-12% ( $k=2$ , 信頼性95%)

以上を、各国が供給を行っている周波数範囲に注目してまとめたものが図5である。灰色の棒グラフは同軸について、白抜き棒グラフは導波管についてのものである。高周波電力標準では、用途に応じて様々な伝送線路毎に供給を行う必要がある。また、使用できる周波数帯はそれぞれの伝送線路の種類によって制限されるため、各国において供給周波数範囲が異なっている。図中のNMIJにおいて点線で示された部分は、2005年度および2006年度以降に供給を行う予定の周波数帯である。

以上の情報は、国際度量衡局 (BIPM: International Bureau of Weights and Measures) が管理する国際データベース (KCDB: Key Comparison DataBase) 中の校正

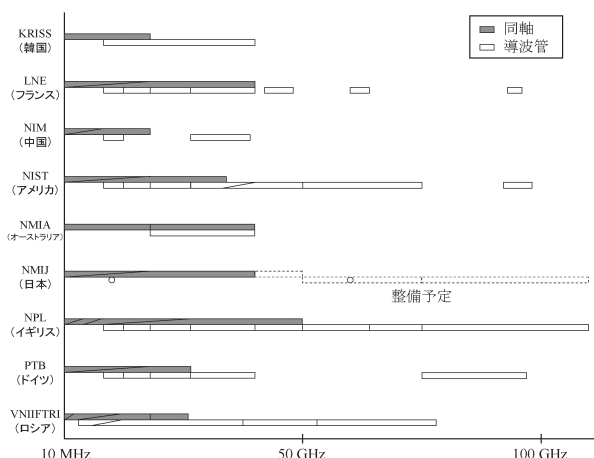


図5 各国における高周波電力標準の供給状況

測定能力 (CMC: Calibration and Measurement Capability)<sup>30)</sup>に記載されているデータおよび各国の計量機関のホームページ<sup>31)-33)</sup>を基にまとめたものである。これらの情報だけで各国の技術力を単純に比較することは困難であるが、供給量の種類ではNISTやNPLなどが先行しているようである。また、各機関によっては1 W以上の大電力や1 mW以下の小電力に対応するなど、その校正電力レベルは広範囲にわたる。しかし、これらの国においても、前述のNMIJにおけるカロリメータまたはマイクロカロリメータ方式の標準器を用いてDUTとの比較校正を行うという技術には共通することが多く<sup>34), 35)</sup>、このことから基本的な技術力には大差はないことが予想される。

### 5. 次世代型高周波電力標準の開発

近年、現行の高周波電力標準と同等以上の精密測定を目標とした次世代型高周波電力標準の開発が各国において行われている。純粋な精密さの向上の他にも、現行の標準との比較検証が可能になることや、現行と異なるSI単位元を用いればSI単位のトレーサビリティ網に新たなグリッドを追加でき、それによって各単位間を結ぶ物理定数の評価にも繋がる可能性があることなど次世代型標準の開発に対する意義は大きい。

現在、一部の先進的な研究者によって開発が進められているのが高周波電力の量子標準である。量子標準とは量子化された微細且つ離散的な現象を用いることで、非常に精密な測定を可能にするものである。高周波電力においては、気体原子の量子化されたエネルギー準位を利用した標準開発が提唱されている。その原理は以下の通りである。ある原子に共鳴周波数を持つ高周波を照射すると、原子はそれに対応するエネルギー準位間を遷移する。ここで、状態遷移した原子に同じ高周波を照射し続けると、今度は始状態にあった元のエネルギー準位に帰還する。つまり、高周波を原子に照射し続けると原子は準位間を振動することになる。量子力学によると、 $|1\rangle$ および $|2\rangle$ 状態から成る理想的な2準位系原子において共鳴周波数を持つ高周波を照射した場合、 $|1\rangle$ から $|2\rangle$ へ遷移する確率は、

$$|a_{1 \rightarrow 2}(t)|^2 = \sin^2 \frac{\Omega t}{2} \quad (5.1)$$

である<sup>36), 37)</sup>。ここで、 $t$ は原子と高周波の相互作用時間、 $\Omega$ はラビ周波数と呼ばれる遷移確率の時間的振動数である。また、ラビ周波数は原子に照射した高周波の電場ま

たは磁場成分、つまり高周波電力の平方根に比例することが知られている。従って、このラビ周波数を測定することで照射した高周波の電力を求めることができる。上記のような原理に基づく3点の研究例を以下に紹介する。

まず、1例目は米国The Aerospace CorporationのJ. C. Camparo等による研究<sup>38)-41)</sup>で、これは上記の原理に基づく先駆的な研究であった。Camparo等は、Rd原子基底状態の超微細構造単位間遷移に共鳴する6.8 GHzでTE<sub>011</sub>モードのマイクロ波が存在する円筒型共振器内に、Rd<sup>87</sup>原子気体を封入したガラスセルを挿入し、円筒共振器の軸と平行方向からRd原子のD1線5S<sub>1/2</sub>(F=2)と5P<sub>1/2</sub>の準位間に共鳴する波長795 nmのレーザー光を照射してその透過光の測定を行った。その概略図とRd原子のエネルギー準位図を図6に示す。共振器内のマイクロ波によって5S<sub>1/2</sub>(F=1)から5S<sub>1/2</sub>(F=2)に遷移したRd原子はレーザーを吸収する。従って、照射したマイクロ波の強度によるレーザー透過光の強度変化を調べればラビ振動を観測することができる。しかしこの研究において、ラビ振動の観測には成功したものの、マイクロ波電力の絶対値の算出や不確かさの評価には至っていない。これはガラスセル中の気体原子が熱的にランダムに運動しているためにそれぞれの原子によってマイクロ波との相互作用時間*t*が異なることや、ガラスセルを共振器内に設置したことで共振器内のモード解析が困難になったことなどが原因であると推測される。

次に米国NISTのT. P. Crowley等による研究<sup>42)</sup>を紹介する。彼等はCamparo等の研究でも問題視されていた気体原子の熱運動の影響を軽減するために、磁気光学トラップにより冷却したCs<sup>133</sup>原子を使用してラビ振動の観測を行った。具体的には、時間標準に用いられる原子泉型Cs原子時計を利用して、鉛直方向に打ち上げたCs原子の基底状態超微細構造単位間(9.2 GHz)をその飛行航

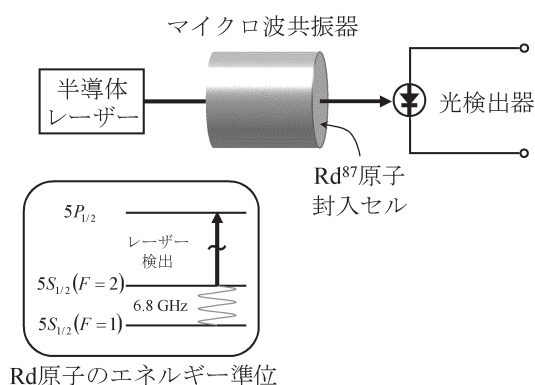


図6 Camparo等による次世代型高周波電力標準の実験

路中に設置したマイクロ波共振器内で励起し、その後の落下途中で状態遷移した原子数を検出用レーザー光によって測定するというものである。従って、マイクロ波の強度を掃引し、Cs原子のレーザー励起による蛍光強度を解析することでラビ振動を得ることができる。尚、原子泉型原子時計を時間や周波数標準に用いる場合は、打ち上げた原子を上昇と落下時において計2回のマイクロ波相互作用をさせる所謂Ramsey共鳴を利用するが、この場合は落下時にマイクロ波の出力を切断し、上昇時のみ相互作用を行った。図7にこの実験系の概略図と利用したCs原子のエネルギー準位図を示す。この方法で得られた高周波電力の絶対値と現行の測定方法で得られた値との間には5%程度の差があった。ただし、その絶対値の不確かさは5%を超えるものであった。この大きな不確かさの要因としてマイクロ波共振器の温度の不安定さ、伝送線路や共振器の特性解析の困難さなどが挙げられているが、現時点ではそれらの具体的な評価までには至っていない。

最後にカナダのNRC(National Research Council)のD. C. Paulusse等による研究<sup>43)</sup>を紹介する。彼等の実験においても冷却原子を用いた基本的な原理はNISTのグループと同様であるが、穴を開けた導波管内部で直接原子とマイクロ波を相互作用させたことが大きな特徴である。これによって、共振器の特性解析による不確かさを除去することができる。また、冷却した原子は打ち上げ式ではなく落下式で、使用した原子はCamparo等と同様にRdである。図8にこの実験の概略図を示す。この方法による測定の不確かさは10%程度であり、その主な要因は導波管内をRd原子が通過する時間の見積もりや校正に用いた高周波回路特性の解析などに伴う不確かさであった。

以上、3点の次世代型高周波電力標準開発の例を挙げて解説した。しかしいずれにおいても、現時点では現行

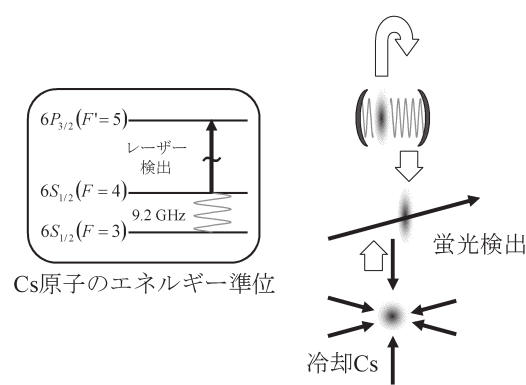


図7 Ceowley等による次世代型高周波電力標準の実験



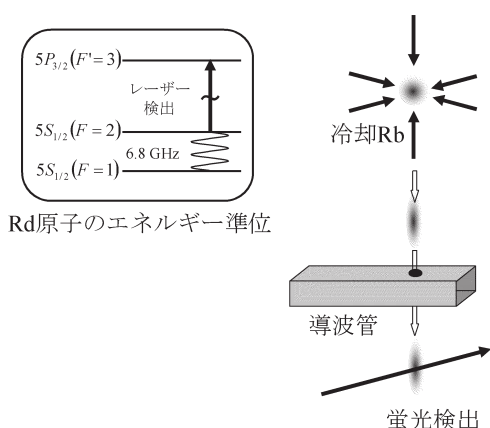


図8 Paulusse 等による次世代型高周波電力標準の実験

の標準に匹敵する程度の高精度測定には至っていない。これらの測定における主な問題点は、原子共鳴によって直接得られる量は原子との相互作用点(マイクロ波共振器の内部など)でのマイクロ波の磁場の強さであり、実用的な標準に必要なテストポートでの電力を求めるためには伝送線路や共振器の特性による補正を要するという点である。第3節でも述べたようにこれらの高周波回路特性の補正は現行の標準においても大きな不確かさの要因であるため、これらの不確かさが残留する次世代型標準を用いたとしても現行の不確かさを飛躍的に改善することは困難であると考察できる。しかし、これらの不確かさは原子共鳴の本質的な測定限界ではないため、原子共鳴型標準は伝送線路や共振器などの回路を改良することで現行の標準を上回る将来的な可能性を秘めていると言える。従って、次世代型電力標準を実現するためにも、その基盤として回路のインピーダンスや減衰量などの測定技術が今後より重要になることが予想される。

## 6. 総括

まず、第1節において、高周波技術の歴史と現在の利用方法について高周波技術は真空管やトランジスタの発明により飛躍的に進歩し、現在では電波通信を始め探査、放送、医療、電子計算、調理器などに幅広く利用されていることを述べ、それらに対する高周波電力標準の重要性を説明した。

次に第2節において、高周波電力標準はカロリメータもしくはマイクロカロリメータで得られた標準値を比較校正によって主に高周波用電力計を対象に校正係数や実効効率などを供給していることを述べ、その原理を示した。

続く第3節において、第2節で説明した高周波電力標準の手順に従い、7 mm同軸パワーメータに対して行った校正の実例を示した。また、その場合の相対合成標準不確かさは最大で0.66%であったことを述べた。

第4節においては、諸外国の高周波電力標準に関する標準供給状況をまとめ、報告した。

最後に第5節において、原子共鳴を利用した次世代型高周波電力標準の開発について現在各国で行われている研究例を紹介し、それらは現時点で現行の標準に及ばないが、将来的な可能性を秘めていることを述べた。

## 謝辞

本調査研究報告書の執筆に当たり、産総研計測標準研究部門電磁波計測科高周波標準研究室の島岡一博主任研究員には高周波や計測標準技術の基礎から細部に至るまで非常に丁寧な御教示を頂いた。また、同科の小見山耕司科長と井上武海前科長にも、有益な御助言を多く頂いた。ここですべての方々の名前を挙げることはできないが、電磁波計測科の皆様を始め御助力下さったその他の方々も含め、ここに感謝の意を表す。

## 参考文献

- 1) 物理学辞典編集委員会：“改訂版物理学辞典”（培風館，1994）2058-2059，1951-1952，2076，1391-1392，1488-1490，776-777.
- 2) 町田東一，村田忠夫訳監修：“アナログとデジタルの信号解析”（現代工学社，1982）133-139.
- 3) 総務省総合通信基盤局：“周波数割当て・公開”（総務省総合通信基盤局電波利用ホームページ <<http://www.tele.soumu.go.jp/index.htm>>，2005年8月現在）.
- 4) 電波法（昭和二十五年五月二日法律第三百一十一号，改正：平成一七年三月三十一日法律第二一号）.
- 5) 計量法（平成四年五月二十日法律第五十一号，改正：平成一五年六月一日法律第七六号）.
- 6) 計量単位令（平成四年十一月十八日政令第三百五十七号，改正：平成一三年九月五日政令第二八〇号）.
- 7) 工業技術院計量研究所訳監修：“国際単位系(SI)”（日本規格協会，1999）60.
- 8) D. M. Pozar：“Microwave Engineering 3rd ed.”（John Wiley & Sons, Inc.）49-90.
- 9) 横島一郎：“高周波測定技術の基礎-Sパラメータ入門”（サイベック社，1992）10-132.
- 10) 森屋俣昌，関和雄：“高周波計測-マイクロ波通信か

- らデバイスまで” (東京電機大学出版, 1998) 67.
- 11) 日本電気計器検定所 JEMIC計測サークル 技術専門部会: “トレーサビリティハンドブック2005” (日本電気計器検定所, 2005) 47.
  - 12) G. F. Engen: “Amplitude Stabilization of a Microwave Signal Source”, IRE Trans. on Microwave and Techniques, 6 (1958) 202-206.
  - 13) G. F. Engen: “A Method of Improving Isolation in Multi-Channel Waveguide Systems”, IRE Trans. on Microwave and Techniques, 8 (1960) 460-461.
  - 14) T. Inoue: “Broadband RF Power Standard for 7mm Coaxial Waveguide in the Frequency Range of 10MHz - 18GHz - Design and Fabrication-”, Bulletin of the Electrotechnical Laboratory, 64-1 (2000) 11-17.
  - 15) A. Y. Rumpfelt and L. B. Elwell: “Radio Frequency Power Measurements”, Proc. of the IEEE, 55-6 (1967) 837-850.
  - 16) 桜井健二郎: “マイクロ波電力標準に関する研究”, 電機試験所研究報告, 680 (1967) .
  - 17) 島岡一博: “高周波電力標準に関する調査研究”, 産総研計量標準報告, 2-1 (2003) .
  - 18) T. Inoue and K. Sato: “Broadband RF Power Standard for 7mm Coaxial Waveguide in the Frequency Range of 10MHz - 18GHz - Evaluation of Uncertainty-”, Bulletin of the Electrotechnical Laboratory, 64-1 (2000) 3-10.
  - 19) T. Inoue and K. Yamamura: “A Broadband Power Meter Calibration System in the Frequency Range from 10 MHz to 40 GHz Using a Coaxial Calorimeter”, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 45-1 (1996) 146-152.
  - 20) 井上武海, 山崎俊雄, 佐藤恵子: “10MHz-40GHz電力の広帯域自動校正システム”, 電気学会計測研究会資料, IM-95-17 (1995) 1-10.
  - 21) 坂本泰彦, 井上武海: “電磁気標準”, 計測と制御, 41-4 (2002) 295-300.
  - 22) T. Inoue, I. Yokoshima, M. Sasaki: “High-Performance Thin-Film Barretter Mount for Power Measurement in W-Band”, Electronic Lett., 21-5 (1985) 170-172.
  - 23) T. Inoue and K. Yamamura: “Automatic Bolometer Bridge Using an Adaptive Control Technique for RF Power Measurement”, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 27-2 (1978) 166-169.
  - 24) T. Nemoto, K. Fujisawa and T. Inoue: “Newly Developed Bolometer Mounts for the Short Millimeter Wave Region”, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 21-4 (1972) 480-483.
  - 25) K. Sakurai and T. Nemoto: “A Thin-Film Bolometer Unit”, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 16-3 (1967) 206-211.
  - 26) Y. Okano and Y. Inoue: “Automatic Microcalorimeter System for Broadband Power Measurement 75 GHz - 100 GHz Range”, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 50-2 (2001) 385-388.
  - 27) 井上武海, 山村恭平, 佐藤恵子: “RFパワーメータ校正用広帯域同軸マイクロカロリメータ”, Trans. IEE of Japan, 118C-12 (1998) 1798-1804.
  - 28) 井上武海, 山村恭平: “94GHz電力標準と国際比較”, 電子技術総合研究所彙報, 11 (1992) 18-35.
  - 29) 飯塚幸三監修: “計測における不確かさの表現のガイド” (日本規格協会, 1996) 68-69.
  - 30) International Bureau of Weights and Measures: “The BIPM Key Comparison Database Appendix C” (BIPM Homepage <<http://www.bipm.org/en/home/>>, 2005) .
  - 31) National Institute of Standards and Technology: “NIST Calibration Services: RF, Microwave and Millimeter-Wave Measurements” (NIST Homepage <<http://www.nist.gov/>>, 2005) .
  - 32) National Measurement Institute: “National Measurement Institute -Radio frequency and microwave: calibration services” (NMIA Homepage <<http://www.measurement.gov.au/>>, 2005) .
  - 33) National Physical Laboratory: “Measurement Services - RF and Microwave Guided Wave Standards” (NPL Homepage <<http://www.npl.co.uk/>>, 2005) .
  - 34) M. P. Weidman: “Direct Comparison Transfer of Microwave Power Sensor Calibrations”, NIST Technical Note 1379 (1996)
  - 35) J. T. Ascroft: “A 3.5 mm Coaxial Power Standard” (NPL Homepage <<http://www.npl.co.uk/>>, 2005) .
  - 36) 霜田光一: “レーザー物理入門” (岩波書店, 1983) 124-128.
  - 37) 霜田光一, 粕谷敬宏: “量子エレクトロニクス (上)” (裳華房, 1972) 70-81.
  - 38) J. C. Camparo: “Atomic Stabilization of Electromagnetic Field Strength Using Rabi Resonances”, Phys. Rev. Lett. 80-2 (1998) 222-225.
  - 39) J. C. Camparo, J. G. Coffer and R. P. Frueholz: “Temporal Response of an Atom to a Stochastic Field: Resonant Enhancement of Population Fluctuations at the

- Rabi Frequency”, Phys. Rev. A, 56-1 (1997) 1007-1011.
- 40) J. C. Camparo and R. P. Frueholz: “Observation of the Rabi-Resonance Spectrum”, Phys. Rev. A, 38-12 (1988) 6143-6150.
- 41) J. C. Camparo and R. P. Frueholz: “Linewidth of the 0-0 Hyperfine Transition in Optically Pumped Alkali-Metal Vapors”, Phys. Rev. A, 31-3 (1985) 1440-1448.
- 42) T. P. Crowley, E. A. Donley and T. P. Heavner: “Quantum-Based Microwave Power Measurements: Proof-of-Concept Experiment”, Rev. of Scientific Instruments, 75-8 (2004) 2575-2580.
- 43) D. C. Paulusse, N. L. Rowell and A. Michaud: “Accuracy of an Atomic Microwave Power Standard”, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 54-2 (2005) 692-695.

