

## 2-2 電力計の校正

### 2-2-1 高周波電力計の校正 1 (1 mW, 50 Ω)

杉山 功 酒井孝次郎 瀬端好一 西山 巖 藤井勝巳

NICT では、同軸系コネクタセンサの場合には 100 kHz から 50 GHz まで、導波管センサの場合には 170 GHz まで、取替同時比較法による高周波電力計の校正を行っている。校正の不確かさ (包含係数  $k=2$ ) は、Type-N 50 Ω センサを用いる電力計の場合、周波数 100 MHz で 0.66 % である。

本報告では、100 kHz から 110 GHz までの高周波電力計 (1 mW 以下) の校正手法、校正システム及び不確かさの算出方法について述べる。

#### 1 まえがき

テレビやラジオの放送波、携帯電話、レーダーなど様々な無線機器から出る電波は、それぞれ出力や変調方式などが定められ、その出力の測定には主に高周波電力計 (以下、電力計) が用いられている。また、信号発生器やスペクトラム・アナライザ等の測定器の校正を行う際にも電力計を用いる。電力計は無線機器の特性評価や各種測定器の校正をする際に使用する重要な測定器であり、正確な測定を行うためには校正が必要である。

NICT では、2016 年 11 月現在、周波数 100 kHz ~ 170 GHz までの電力計の校正を行っており、同軸系各種コネクタを入力端子とするセンサ (Type-N 50 Ω, 3.5 mm, 2.4 mm) の場合 (以下、同軸センサと略す。) には 100 kHz から 50 GHz まで、導波管を入力端子とするセンサ (V-Band (50 ~ 75 GHz)、W-Band (75 ~ 110 GHz)、D-Band (110 ~ 170 GHz)) の場合 (以下、導波管センサと略す。) には 170 GHz までの校正を行っている。

本報告では、周波数 100 kHz から 110 GHz までの電力計 (1 mW 以下、同軸センサ及び導波管センサ)

の校正手法、校正システム及び不確かさの算出方法について述べる。

#### 2 定義

一般的な電力計は指示部とセンサに分かれた構造をし、両者はケーブルで接続されている (図 1)。センサへの入射電力  $P_{in}$  と指示値  $P_M$  とは式 (1) の関係が成り立つ。

$$K = \frac{P_M}{P_{in}} \quad (1)$$

ここで、 $K$  を校正係数 (Calibration Factor) といい、この  $K$  の値を求めることを校正という。なお、一般的な電力計には基準信号源 (50 MHz、1 mW) が内蔵され、電力計使用時には事前にこの基準信号源にセンサを取り付けて 1 mW の値をあわせる。したがって校正係数には、この基準信号源の精度も含まれるため、NICT では指示部とセンサを一体として校正を行っている。

#### 3 校正方法

##### 3.1 取替同時比較法

電力計の校正方法には、比較法・同時比較法・取替同時比較法などがある。取替同時比較法は信号源の反射の影響を受けない、信号源の出力変動に強い等の利点があり、NICT では電力計 (1 mW 以下、同軸センサ及び導波管センサ) の校正手法として取替同時比較法を用いている。

取替同時比較法概念図を図 2 に示す。信号源からの信号はパワー・スプリッタのポート #1 に接続され、パワー・スプリッタを通過した電力は、試験用ポート #2 と参照用ポート #3 に分配される。

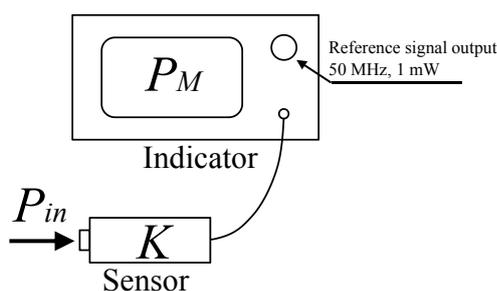


図 1 高周波電力計の基本構成

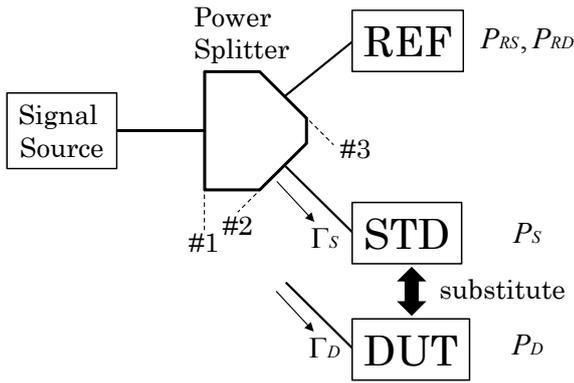


図2 取替同時比較法

その後、次の手順で校正を行う。

- 1) 参照用ポート #3に参照器 (REF) を接続する (校正終了まで取り外さない)
- 2) 試験用ポート #2に標準器 (STD) を接続する
- 3) 試験用ポート #2のSTD測定値が1 mWになるようにポート #1に接続された信号源を調整する
- 4) そのときのSTD測定値  $P_{MS}$  と REF測定値  $P_{RS}$  との比  $R_S (= P_{MS}/P_{RS})$  を求める
- 5) 試験用ポート #2に接続されたSTDを被校正器 (DUT) に取り替える
- 6) 信号源を3)と同じ出力にする
- 7) そのときのDUT測定値  $P_{MD}$  と REF測定値  $P_{RD}$  との比  $R_D (= P_{MD}/P_{RD})$  を求める
- 8) 4)と7)から式(2)によりDUTの校正係数  $K_D$  を決定する。[1]

$$K_D = K_S \frac{R_D}{R_S} M \quad (2)$$

ただし、 $K_S$ は上位校正機関によるSTDの校正係数であり、

$$R_S = \frac{P_{MS}}{P_{RS}} \quad (3)$$

$$R_D = \frac{P_{MD}}{P_{RD}} \quad (4)$$

である。ここで、不整合  $M$  は等価信号源反射係数  $\Gamma_{g2}$ 、STDの反射係数  $\Gamma_S$  及びDUTの反射係数  $\Gamma_D$  から次式で表される。

$$M = \left| \frac{1 - \Gamma_{g2}\Gamma_D}{1 - \Gamma_{g2}\Gamma_S} \right|^2 \quad (5)$$

なお、 $\Gamma_{g2}$  はパワー・スプリッタの各Sパラメータから、

$$\Gamma_{g2} = S_{22} - S_{32} \frac{S_{21}}{S_{31}} \quad (6)$$

で求めることができる。

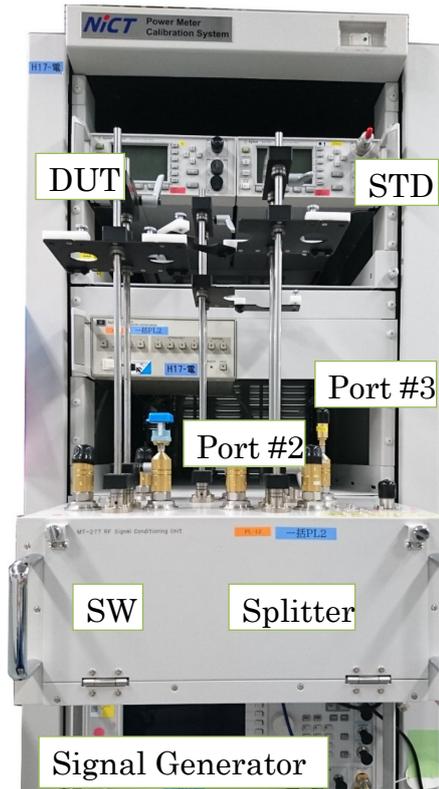


図3 校正システム

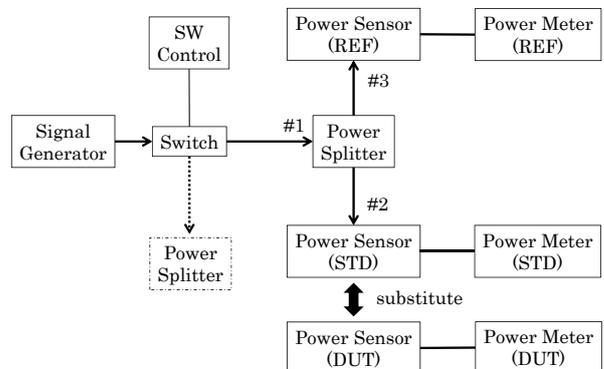


図4 校正システムブロック図

### 3.2 同軸センサを用いる電力計の校正

同軸センサの場合、電力1 mW、周波数100 kHz～50 GHzの電力計の校正が可能である[1]。校正システムの写真を図3に、ブロック図を図4に、それぞれ示す。

本システムは、取替同時比較法を用いた校正システムで、信号発生器からの出力はスイッチを経由し、パワー・スプリッタ(ポート #1)へ入力され、パワー・スプリッタで参照用ポート #3及び試験用ポート #2へ分離されている。なお、校正手順は取替同時比較法で説明した手順となる。

この校正システムの特長のひとつは、各ポート面とセンサのコネクタ面が均一に接するよう、校正システ

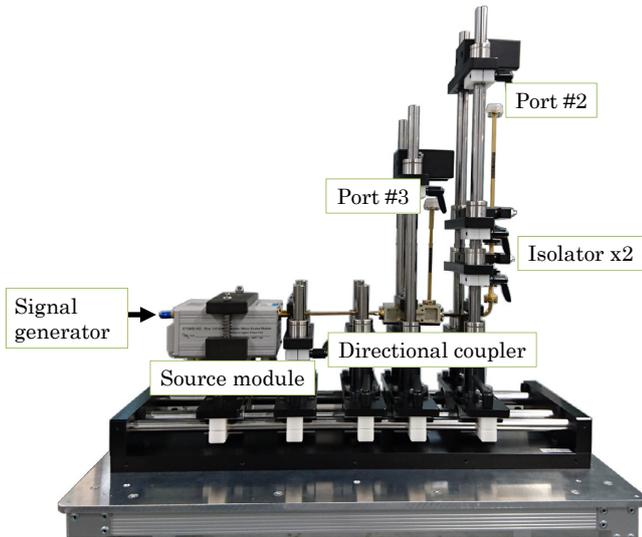


図5 校正システム (W-Band)

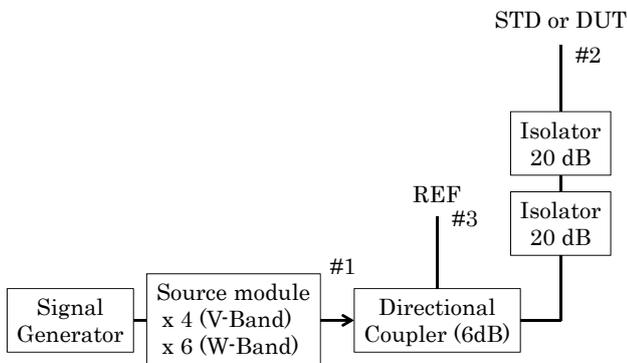


図6 校正システム (W-Band) ブロック図

ムの参照用ポート #3 及び試験用ポート #2 は上向きに設計されていることである。さらに、スイッチを切り替えることにより、周波数範囲に対応したパワー・スプリッタ及びセンサのコネクタに対応した出力ポート（試験用ポート及び参照用ポート）が選択でき、これにより周波数 100 kHz から 50 GHz で各種コネクタ (Type-N 50 Ω, 3.5 mm, 2.4 mm) の校正が可能となっている。なお、各コネクタの接続時には、再現性確保のためトルクレンチを用いて、常に同じトルクでコネクタを締め付けている。

### 3.3 導波管センサを用いる電力計の校正

導波管センサの場合、V-Band は 1 mW、W-Band は 0.1 mW で電力計の校正が可能である [2]。校正システムは V-Band 用と W-Band 用がそれぞれあるが、W-Band 用の写真を図 5 にブロック図を図 6 に示す。

本システムも取替同時比較法を校正手法としている。ただし同軸センサの校正システムはパワー・スプリッタを用いていたが、本システムではパワー・スプリッタの代わりに方向性結合器（結合度：6 dB）を用いて

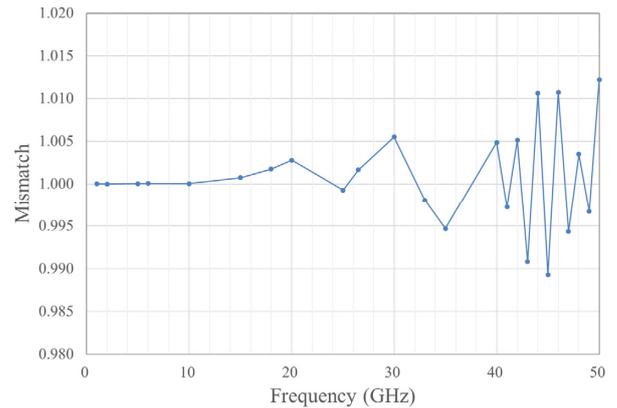


図7 Mグラフ

いる。信号発生器からの出力は通倍器により、V-Band の場合には 4 通倍、W-Band の場合には 6 通倍され、方向性結合器（ポート #1）に入力される。方向性結合器で信号をそれぞれ分離し、進行波方向には、更にアイソレータが 2 個接続され、その出力端を試験用ポート #2 としている。また、方向性結合器の反射波方向端を参照用ポート #3 としている。

この校正システムの特長は、同軸センサ校正システムと同様に各ポートと導波管センサの導波管同士が均一に接するよう、校正システムの参照用ポート #3 及び試験用ポート #2 は上向きに設計されていることである。さらに、校正システムの導波管が細いため、揺れ防止用に導波管センサを固定する治具を有している。

### 3.4 校正値

校正は上述した手順で行い、 $P_{RS}$  及び  $P_{RD}$  の測定はそれぞれ 100 回行い、その平均値を求め、校正値の算出には式 (2) を用いる。なお、 $M$  は 1 と見なして校正係数を算出し、 $M$  を 1 としたことによる影響は不確かさとして評価している。

ただし、高い周波数では  $M$  が校正値に与える影響が無視できなくなるため、式 (5) で定義される  $M$  の値を、 $\Gamma_{g2}$ 、 $\Gamma_D$ 、 $\Gamma_S$  (いずれも複素量) を用いて計算し、その結果を式 (2) に適用して補正し校正係数を算出する。図 7 は同軸センサ校正システムで DUT (2.4 mm コネクタ、1 ~ 50 GHz) の校正を行った際の  $M$  の値のグラフである。図のように、特に 30 GHz を超えると  $M$  が 1 から大きく外れ、 $M$  が校正値に与える影響 (図 7 では 50 GHz で約 1 % 校正係数に影響を与える) が無視できないことがわかる。

## 4 トレーサビリティ

電力計の校正は、すべて国家標準である国立研究開発法人産業技術総合研究所計量標準総合センター

表1 JCSS 認定範囲

周波数 (GHz)	最高測定能力 (%) (信頼の水準約95%)
0.01	0.60
0.015	0.50
0.02	0.47
0.025, 0.03, 0.04, 0.05, 0.06, 0.07, 0.08, 0.09, 0.1, 0.15, 0.2, 0.25, 0.3, 0.4, 0.5, 0.6, 0.7, 0.8, 0.9, 1, 1.2	0.46
1.4, 1.5, 1.6, 1.8	0.45
2.0	0.46
2.5, 3.0, 4.0	0.45
5.0	0.47
6.0	0.46
7.0, 8.0	0.65
9.0	0.64
10	0.82
11	0.78
12	0.86
13	1.13
14	1.35
15	1.08
16	1.24
17	1.26
18	1.50

(NMIJ) にトレーサビリティを確保している (特定二次標準器)。そのうち、電力計 (1 mW、Type-N 50 Ω センサ) の周波数 10 MHz から 18 GHz においては ISO/IEC17025 に基づく JCSS (国際 MRA 対応) で校正が可能である [3]-[5]。JCSS とは、計量法に基づく計量法トレーサビリティ制度であり、校正事業者を対象とした登録制度で、独立行政法人製品評価技術基盤機構認定センターが運営しており、計量法関係法規及び ISO/IEC17025 の要求事項に適合しているかを登録基準としている。

JCSS 認定の周波数及び最高測定能力を表 1 に示す。なお、最高測定能力は DUT センサの反射  $\Gamma_D$  を 0 としたときの不確かさで、DUT を校正したときの最も小さい不確かさの値を表し、JCSS 登録時に登録証に記載される。

## 5 不確かさ

### 5.1 同軸センサ

取替同時比較法の不確かさ伝播式は式 (7) で表され

る [6]。なお、 $u(K_S)$  は STD の上位校正機関による校正の不確かさであり、 $u(x)$  は  $x$  に対する標準不確かさを示す。

$$u_c^2(K_D) = \left(\frac{R_D}{R_S} M\right)^2 u^2(K_S) + \left(K_S \frac{M}{R_S}\right)^2 u^2(R_D) + \left(-K_S \frac{R_D}{R_S^2} M\right)^2 u^2(R_S) + \left(K_S \frac{R_D}{R_S}\right)^2 u^2(M) + s^2(K_D) \quad (7)$$

ただし、STD の校正係数  $K_S \approx 1$  であり、パワー・スプリッタにより  $R_S = P_{MS}/P_{RS} \approx 1$ 、 $R_D = P_{MD}/P_{RD} \approx 1$  となり、さらに、 $M$  を 1 として校正係数を算出した ( $M$  による補正を行わない) 場合、式 (7) の  $K_S$ 、 $R_D$ 、 $R_S$  及び  $M$  の推定量がすべて 1 であるため、各不確かさの要因に対する感度係数は 1 または -1 となり、自乗すると 1 となるため、相対標準不確かさは次式を用いて求められる。

$$\frac{u(K_D)}{K_D} = \sqrt{\left(\frac{u(K_S)}{K_S}\right)^2 + \left(\frac{u(R_D)}{R_D}\right)^2 + \left(\frac{u(R_S)}{R_S}\right)^2 + \left(\frac{u(M)}{M}\right)^2 + \left(\frac{s(K_D)}{K_D}\right)^2} \quad (8)$$

$M$  による補正を行わない場合の不確かさの要因は、(1) STD の不確かさ、(2) STD の上位校正時と DUT 校正時の周囲温度の差異、(3) STD の経時変化、(4) DUT の表示桁数、(5) STD の表示桁数、(6) DUT とパワー・スプリッタ間及び STD とパワー・スプリッタ間の不整合、(7) 測定のばらつきがある。

(1) は STD の校正証明書に示された値 (周波数により異なる) を用いる (正規分布)。(2) は校正証明書に示された温度 ( $23 \pm 1$  °C) と校正時の周囲環境 ( $23 \pm 2$  °C) の差が校正値に与える影響を実測して求める (正規分布)。(3) は 1 年間の STD の上位校正値の変動から求める (正規分布)。(4) 及び (5) は校正時の DUT 及び STD の読み取り桁 (小数第四位四捨五入) から決定する (一様分布)。(6) は STD 及び DUT の反射係数と試験用ポート #2 の間の反射係数を実測して算出する (U 分布)。(7) は校正を  $n$  回繰り返し行い、ばらつきを算出する。ただし、STD と試験用ポート #2 の接合面は一定とし、DUT と試験用ポート #2 の接合面の円周方向の位置を  $n$  分割 (Type-N 50 Ω コネクタのメスの中心導体は、4 または 6 に偶数分割されているため [7]、 $n$  は 3 以上の奇数が望ましい) した測定を全周分繰り返し ( $360/n$  度  $\times n$  回) 行い、ばらつきを実測する (正規分布)。

なお、一般にセンサは反射係数  $\Gamma_D$ 、 $\Gamma_S$  が十分小さくなるように設計されており、また、式 (6) から、 $\Gamma_{g2}$  も十分小さいことがわかっているので、

$$|\Gamma_{g2}\Gamma_D| \ll 1 \quad \text{かつ} \quad |\Gamma_{g2}\Gamma_S| \ll 1 \quad (9)$$

が成り立つ。したがって式 (5) は、

表 2 不確かさバジレットの例 (周波数 100 MHz) (補正なし)

不確かさの要因		不確かさ	分布	除数	標準不確かさ u(x)	感度係数 c(x)	不確かさへの寄与  c(x)  u(x)	
$K_S$	上位校正	0.9962	0.40%	正規	2	0.0020	1	0.00199
	温度変化	0.24%	0.24%	正規	1	0.0024	1	0.00237
	経時変化	0	0	正規	1	0	1	0.00000
$R_D$	DUT分解能	1.0072	0.001	一様	$\sqrt{3}$	0.0006	1	0.00058
$R_S$	STD分解能	1.0189	0.001	一様	$\sqrt{3}$	0.0006	-1	0.00058
$M$	不整合	1	0.0002	U	$\sqrt{2}$	0.0001	1	0.00011
$s(K_D)$	再現性	5回測定	0.0010	正規	$\sqrt{5}$	0.0004	1	0.00045
標準不確かさ							0.00324	
拡張相対不確かさ ( $k=2$ )							0.00647	
周波数0.1 GHz $K_D=0.9848$							0.66 %	

$$M = \frac{|1 - \Gamma_{g2}\Gamma_D|}{|1 - \Gamma_{g2}\Gamma_S|} \approx \left\{ \pm 2 \left( |\Gamma_{g2}\Gamma_D| + |\Gamma_{g2}\Gamma_S| \right) \right\} \quad (10)$$

となる。よって  $M=1$  の近似により生じる不確かさは次式で表される。

$$u(M) = \frac{2}{\sqrt{2}} \sqrt{|\Gamma_{g2}\Gamma_D|^2 + |\Gamma_{g2}\Gamma_S|^2} \quad (11)$$

以上の不確かさ要因から、 $M$  による補正を行わない場合の校正の不確かさバジレットの例 (周波数 100 MHz) を表 2 に示す。

また、 $M$  による補正を行う場合の不確かさは式 (7) で得られる [8]。この場合、 $M$  の不確かさには式 (11) とは異なり、 $\Gamma_{g2}$ 、 $\Gamma_S$ 、 $\Gamma_D$  測定の不確かさが加味され、

$$u^2(M) = 4[\Gamma_S - \Gamma_D]^2 u^2(\Gamma_{g2})^2 + 4|\Gamma_{g2}|^2 \{u^2(\Gamma_S) - u(\Gamma_D)\} \quad (12)$$

となる。また、式 (6) より、

$$u^2(\Gamma_{g2}) = u^2(S_{22}) + \left| \frac{S_{21}}{S_{31}} \right|^2 u^2(S_{32}) + \left| \frac{S_{32}}{S_{31}} \right|^2 u^2(S_{21}) + \left| \frac{S_{32}S_{21}}{S_{31}^2} \right|^2 u^2(S_{31}) \quad (13)$$

となる。ここで、 $u(S_{XX})$  は、 $S_{XX}$  を測定した際の標準不確かさである。なお、不確かさの値は S パラメータの測定に用いたベクトル・ネットワーク・アナライザ (VNA: Vector Network Analyzer) 製造会社供給の計算式により算出した。

図 7 に示すように、特に 30 GHz を超えると  $M$  が 1 から大きくはずれるため、NICT では、現在、同軸センサを用いる電力計の場合 30 GHz 以上で  $M$  による補正を行っており、 $M$  を補正した場合の校正の不確

かさバジレットの例 (周波数 50 GHz、100 GHz) を表 3 と表 4 に示す。

## 5.2 導波管センサ

導波管センサの場合も、同軸センサの場合と同様、不確かさは、式 (7) を用いて求められる。

また式 (6) において

$$|S_{22}| \gg \left| S_{32} \frac{S_{21}}{S_{31}} \right| \quad (14)$$

の場合には、

$$\Gamma_{g2} \approx S_{22} \quad (15)$$

と近似できることに着目する。

図 6 に示すように、導波管センサ用の校正システムにおいては、通倍器から出力された信号は、方向性結合器に入力するが、方向性結合器の結合度は 6 dB (仕様値) であるため、ポート #1 と参照用ポート #3 の間の S パラメータ ( $S_{31}$ ) は約 -6 dB となる。一方、ポート #1 と試験用ポート #2 の間には、アイソレータが 2 個挿入されており、これらを通ずる際の損失と、方向性結合器を通ずる際の損失とから、ポート #1 と試験用ポート #2 の間の S パラメータ ( $S_{21}$ ) は、約 -6 dB となる。

また、試験用ポート #2 と参照用ポート #3 の間の S パラメータ ( $S_{32}$ ) について考えると、2 個のアイソレータにより 40 dB のアイソレーションがあること、使用した方向性結合器の方向性 ( $-20 \log |S_{31}/S_{21}|$ ) が

## 2 較正技術の研究開発

表3 不確かさバジェットの例 (周波数 50 GHz) (補正あり)

不確かさの要因		不確かさ	分布	除数	標準不確かさ u(x)	感度係数 c(x)	不確かさへの寄与  c(x)  u(x)	
$K_S$	上位校正	0.868	3.1%	正規	2	0.0135	1.01	0.0136
	温度変化	0.24%	0.24%	正規	1	0.0021	1.01	0.0021
	経時変化	0	0	正規	1	0	1.01	0.0000
$R_D$	DUT分解能	1.0580	0.001	一様	$\sqrt{3}$	0.0006	0.83	0.0005
$R_S$	STD分解能	1.0631	0.001	一様	$\sqrt{3}$	0.0006	-0.81	0.0005
$M$	不整合	1.0122	0.0037	U	$\sqrt{2}$	0.0026	0.86	0.0022
$s(K_D)$	再現性	5回測定	0.0010	正規	$\sqrt{5}$	0.0004	1.00	0.0004
標準不確かさ							0.0139	
拡張相対不確かさ ( $k=2$ )							0.0278	
周波数50 GHz, $K_D=0.874$							3.2 %	

表4 不確かさバジェットの例 (周波数 100 GHz)

不確かさの要因		不確かさ	分布	除数	標準不確かさ u(x)	感度係数 c(x)	不確かさへの寄与  c(x)  u(x)	
$K_S$	上位校正	0.918	3.6%	正規	2	0.0165	0.94	0.0155
	温度変化	0.24%	0.24%	正規	1	0.0022	0.94	0.0020
	経時変化	0	0	正規	1	0	0.94	0.0000
$R_D$	DUT分解能	0.3493	0.001	一様	$\sqrt{3}$	0.0006	2.46	0.0014
$R_S$	STD分解能	0.3736	0.001	一様	$\sqrt{3}$	0.0006	-2.30	0.0013
$M$	不整合	1	0.0004	U	$\sqrt{2}$	0.0003	0.86	0.0003
$s(K_D)$	再現性	4回測定	0.0010	正規	2	0.0005	1.00	0.0005
標準不確かさ							0.0157	
拡張相対不確かさ ( $k=2$ )							0.0314	
周波数100 GHz, $K_D=0.858$							3.7 %	

20 dB 以上あることから、試験用ポート #2 の反射 ( $S_{22}$ ) に比べ  $S_{32}$  は約 60 dB 小さくなる。

したがって、図6に示す校正システムでは式(14)の関係が成り立つため、式(15)の近似式を用いることができ、これにより、校正システムすべてのSパラメータをVNAで測定する必要がなく、試験用ポート #2 の反射係数 ( $S_{22}$ ) を測定 (2-Port VNA で可能) するだけで  $\Gamma_{g2}$  を求めることができるようになる。

なお、不確かさの要因は、同軸センサの校正と同様

であるが、測定のばらつきについては、試験用ポート #2 と DUT の向き (導波管) を 180 度変えた測定を計 n 回 (n は偶数) 行い評価している。校正の不確かさバジェットの例 (周波数 100 GHz) を表4に示す。

## 6 経年変化

校正結果の妥当性及び校正システムのチェックのため、毎年同じ DUT の校正を行い校正結果の経年変化

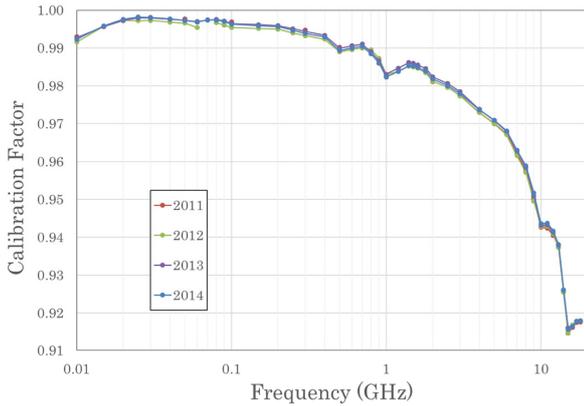


図8 同一 DUT 校正結果 (10 MHz ~ 18 GHz)

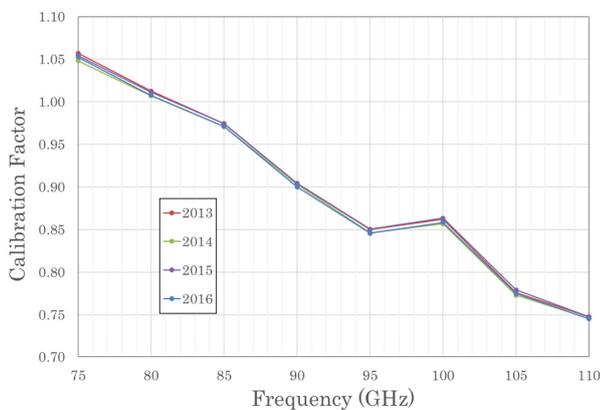


図9 同一 DUT 校正結果 (75~110 GHz)

を評価している。

2011 ~ 2014 年の電力計の校正結果 (Type-N 50 Ω センサ、周波数 10 MHz ~ 18 GHz) を図 8 に、2012 年から 2016 年の校正結果 (W-Band) を図 9 に示す。ただし、校正を行わなかった周波数については空欄としている。

経年変化は、 $E_n$  数 [9] で評価することとした。 $E_n$  数は巡回試験等での評価に用いられ、次式で表される。

$$E_n = \frac{LAB - REF}{\sqrt{U_{LAB}^2 + U_{REF}^2}} \quad (16)$$

ただし、

LAB: 参加校正機関の測定値

REF: 参照校正機関の測定値

$U_{LAB}$ : 参加校正機関の拡張不確かさ ( $k=2$ )

$U_{REF}$ : 参照校正機関の拡張不確かさ ( $k=2$ )

であり、 $|E_n| \leq 1$  なら満足、 $|E_n| > 1$  なら不満足の評価となる。

式 (16) の基準年 (最終年) の校正値を REF (不確かさ  $U_{REF}$ )、各年校正値を LAB (不確かさ  $U_{LAB}$ ) とし評価することとし、周波数毎に  $E_n$  数を求め過去 4 年間

の最大値を求めた。ただし、上位校正機関による STD の校正値は毎年若干異なるが、校正結果の評価のみを行うため、基準年との比 (最終年 STD 校正値 / 各年 STD 校正値) を各校正値に乗じて STD の変化分を取り除いている。

評価の結果、Type-N 50 Ω センサ (周波数 10 MHz ~ 18 GHz) を用いる電力計では最大  $E_n$  数は 0.24、2.4 mm センサ (周波数 1 ~ 50 GHz) は 0.15、V-Band センサは 0.31、W-Band センサは 0.11 であり、すべて満足の評価となった。

以上のように、取替同時比較法を用いた本システムによる過去 4 年間の校正結果は、評価範囲内の最大  $E_n$  数は 1 未満であり、安定した校正結果が得られていることがわかる。

## 7 あとがき

取替同時比較法を用い高精度で校正可能な、周波数 110 GHz までの電力計の校正手法、校正システム及び不確かさの算出方法について述べた。さらに、本校正システムによる電力計の校正は安定した結果が得られていることを示した。代表的な拡張不確かさ (包含係数  $k = 2$ ) は、100 MHz, 0.66 %、50 GHz, 3.2 %、100 GHz, 3.7 % であった。

なお、取替同時比較法を用いた電力計の校正手法は、スペクトラム・アナライザの絶対値の校正にも応用が可能であり、実際に校正に用いている。

### 【付録】 式 (2) の導出

図 2 に示す取替同時比較法の校正システムにおいて、試験ポート #2 に標準器を接続した状態を、S パラメータを用いて表すと、次式が得られる。

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix} \quad (A.1)$$

$$a_1 = a_G + \Gamma_G b_1 \quad (A.2)$$

$$a_2 = \Gamma_S b_2 \quad (A.3)$$

$$a_3 = \Gamma_R b_3 \quad (A.4)$$

ただし、S 行列はパワー・スプリッタを含む点線で示した 3 ポート回路の特性を表しており、 $a_G$  は信号源の出射波、 $\Gamma_G$  は信号源の反射係数、 $\Gamma_R$  は参照器の反射係数、 $\Gamma_S$  は標準器の反射係数である。これらの式から、標準器に入射する電力  $P_{in}^{STD}$  及び参照器に入射する電力  $P_{in}^{RS}$  を求めると、それぞれ、

## 2 較正技術の研究開発

$$P_{in}^{STD} = |b_2|^2 = \left| \frac{D_{(2S1)(11)}}{D} \right|^2 |a_G|^2 \quad (A.5)$$

$$P_{in}^{RS} = |b_3|^2 = \left| \frac{D_{(3S1)(11)}}{D} \right|^2 |a_G|^2 \quad (A.6)$$

ただし、

$$D = \det \begin{bmatrix} 1 - S_{11}\Gamma_G & -S_{12}\Gamma_S & -S_{13}\Gamma_R \\ -S_{21}\Gamma_G & 1 - S_{22}\Gamma_S & -S_{23}\Gamma_R \\ -S_{31}\Gamma_G & -S_{32}\Gamma_S & 1 - S_{33}\Gamma_R \end{bmatrix} \quad (A.7)$$

$$D_{(2S1)(11)} = \det \begin{bmatrix} S_{21} & -S_{23}\Gamma_R \\ S_{31} & 1 - S_{33}\Gamma_R \end{bmatrix} = S_{21} \left\{ 1 - \left( S_{33} - S_{23} \frac{S_{31}}{S_{21}} \right) \Gamma_R \right\} \quad (A.8)$$

$$D_{(3S1)(11)} = \det \begin{bmatrix} 1 - S_{22}\Gamma_S & S_{21} \\ -S_{32}\Gamma_S & S_{31} \end{bmatrix} = S_{31} \left\{ 1 - \left( S_{22} - S_{32} \frac{S_{21}}{S_{31}} \right) \Gamma_S \right\} \quad (A.9)$$

である。ここで、 $\det[A]$ は、行列  $A$  の行列式を表す。

いま、2つの入射電力を同時に測定して比を求めると、式(A.5)、(A.6)より、

$$R_S = \frac{P_{MS}}{P_{RS}} = \frac{K_S}{K_{RS}} \frac{P_{in}^{STD}}{P_{in}^{RS}} = \frac{K_S}{K_{RS}} \frac{|D_{(2S1)(11)}|^2}{|D_{(3S1)(11)}|^2} = \frac{K_S}{K_{RS}} \frac{|S_{21}|^2}{|S_{31}|^2} \frac{\left| 1 - \left( S_{33} - S_{23} \frac{S_{31}}{S_{21}} \right) \Gamma_R \right|^2}{\left| 1 - \left( S_{22} - S_{32} \frac{S_{21}}{S_{31}} \right) \Gamma_S \right|^2} \quad (A.10)$$

を得る。ここで、 $P_{in}^{STD} = P_{MS}/K_S$  及び  $P_{in}^{RS} = P_{RS}/K_R$  の関係を用いた。 $K_S$  及び  $K_R$  はそれぞれ、標準器及び参照器の校正係数である。

次に、試験用ポート #2 に、標準器の代わりに被校正器を接続し、入射電力の比を測定すると、

$$R_D = \frac{P_{MD}}{P_{RD}} = \frac{K_D}{K_R} \frac{P_{in}^{DUT}}{P_{in}^{RD}} = \frac{K_D}{K_R} \frac{|S_{21}|^2}{|S_{31}|^2} \frac{\left| 1 - \left( S_{33} - S_{23} \frac{S_{31}}{S_{21}} \right) \Gamma_D \right|^2}{\left| 1 - \left( S_{22} - S_{32} \frac{S_{21}}{S_{31}} \right) \Gamma_D \right|^2} \quad (A.11)$$

が得られる。ここで、 $\Gamma_D$  は被校正器の反射係数であり、 $P_D = P_{MD}/K_D$  及び  $P_{in}^{RD} = P_{RD}/K_R$  の関係を用いた。 $K_D$  は被校正器の校正係数である。

いま、式(A.10)と式(A.11)の比を計算すると、

$$\frac{R_S}{R_D} = \frac{K_S}{K_D} \frac{\left| 1 - \left( S_{22} - S_{32} \frac{S_{21}}{S_{31}} \right) \Gamma_D \right|^2}{\left| 1 - \left( S_{22} - S_{32} \frac{S_{21}}{S_{31}} \right) \Gamma_S \right|^2} \quad (A.12)$$

となり、式変形すれば、以下のとおり、式(2)が得られる。

$$K_D = K_S \frac{R_D}{R_S} \frac{\left| 1 - \left( S_{22} - S_{32} \frac{S_{21}}{S_{31}} \right) \Gamma_D \right|^2}{\left| 1 - \left( S_{22} - S_{32} \frac{S_{21}}{S_{31}} \right) \Gamma_S \right|^2} \quad (A.13)$$

式の導出過程において、パワー・スプリッタの  $S_{21}$ 、

$S_{31}$ 、参照器の校正係数  $K_R$  及び反射係数  $\Gamma_R$ 、式(A.7)で示した行列式  $D$  は、すべて消去されるため、実際に求める必要はない。

### 【参考文献】

- 1 藤井勝巳, 杉山功, 鈴木晃, 篠塚隆, 山中幸雄, “ミリ波電力計校正システムの開発,” 信学技報, EMCJ2006-57, MW2006-113, pp.37-41, Oct. 2006.
- 2 藤井勝巳, 杉山功, 鈴木晃, 篠塚隆, 山中幸雄, “V/W バンド用電力計校正システムの開発,” 信学技報, EMCJ2007-2, pp.7-12, April 2007.
- 3 ISO/IEC 17025:2005, “General requirements for the competence of testing and calibration laboratories,” 2005.
- 4 <http://www.nite.go.jp/iajapan/aboutus/ippan/onestop.html>
- 5 岩間美樹, 藤井勝巳, 増沢博司, 小池国正, 坂齊誠, 鈴木晃, 宮澤義幸, 山中幸雄, 篠塚隆, “無線通信部門における ISO/IEC17025 校正法の開発,” 情報通信研究機構季報, vol.52, no.1, pp.35-47, 2006.
- 6 “不確かさの見積もりに関するガイド (パワーセンサ),” 独立行政法人製品評価技術基盤機構認定センター, JCG211S21-06, June 2010.
- 7 “マイクロ波ミリ波同軸コネクタ,” キーサイト・テクノロジー合同会社, Dec. 2014.
- 8 木下基, 島岡一博, 小宮山耕司, “高周波電力計の比較校正方法とその不確かさの評価,” 産総研計量標準報告, vol.6, no.3, pp.145-150, Sept. 2007.
- 9 “適合性評価－技能試験に対する一般要求事項 JISQ 17043 : 2011 (ISO/IEC 17043 : 2010) Conformity assessment-General requirements for proficiency testing,”



杉山 功 (すぎやま つとむ)

電磁波研究所  
電磁環境研究室  
主任研究員  
無線用測定器の較正



酒井孝次郎 (さかい こうじろう)

電磁波研究所  
電磁環境研究室  
有期研究技術員  
無線用測定器の較正



瀬端好一 (せばた こういち)

電磁波研究所  
電磁環境研究室  
主任研究員  
無線用測定器の較正、測地学



**西山 巖** (にしやま いわお)

電磁波研究所  
電磁環境研究室  
無線用測定器の校正



**藤井勝巳** (ふじい かつみ)

電磁波研究所  
電磁環境研究室  
研究マネージャー  
博士(工学)  
無線用測定器の校正、環境電磁工学