

2-2-3 高周波電力計の校正 3 (10 W, 50 Ω/75 Ω)

瀬端好一 酒井孝次郎 杉山 功 西山 巖 藤井勝巳

NICT では、電力 10W の測定が可能な高周波電力計の校正を実施している。校正可能な周波数範囲は、Type-N 50Ω コネクタを入力端子とするセンサを備えた電力計の場合は 100kHz ~ 9GHz、Type-N 75Ω コネクタを入力端子とするセンサを備えた電力計の場合は 1MHz ~ 1GHz である。いずれの電力計の校正に対しても、国家標準にトレーサブルがとれた入射電力 1mW の電力計を基準に用いた方向性結合器を使用する校正手法を採用して、高精度な校正を実現している。また、基準に用いた電力計は、国家標準にトレーサブルがとれた特定二次標準で直接校正した電力計であるため、以前の校正システムを用いた校正結果と比べて精度及び不確かさの要因とも大幅に改善されたものとなっている。

1 まえがき

NICT では、電力 1 mW を対象とした高周波電力計の校正を行っているが、数 W から数十 kW ある実際の無線局の空中線電力に対応するために、電力 10 W を測定可能な電力計の校正も併せて行っている。

従来、高周波電力 10 W における電力計の校正は、特性インピーダンスが 50 Ω の N 型コネクタ (Type-N 50 Ω) を入力端子とした入力インピーダンスが 50 Ω のセンサを備えた電力計 (以下、「50 Ω 電力計」と略す) については、1 MHz ~ 2 GHz (JCSS 登録事業者としては 10 MHz ~ 2 GHz)、特性インピーダンスが 75 Ω の N 型コネクタ (Type-N 75 Ω) を入力端子とした入力インピーダンスが 75 Ω のセンサを備えた電力計 (以下、「75 Ω 電力計」と略す) については、1 ~ 500 MHz を校正周波数範囲として実施していた [1]。

しかしながら、近年、爆発的に普及したスマートフォンや無線 LAN に代表される携帯端末では、通信の大容量化・高速化に対する需要に対応するために、高い周波数帯の電波が使われるようになり、現在、5.7 GHz まで利用されている [2][3]。これらの携帯端末の免許を受けるときには SAR 測定が必要になることや [4][5]、さらに、より高い周波数帯の利用が検討されていることから、50 Ω 電力計の校正周波数範囲の高周波化が必要となった。

また、テレビ放送用には、特性インピーダンスが 75 Ω のケーブルやコネクタが使用されているが、地上波テレビ放送が、デジタル化するのに合わせて VHF 帯 (90 ~ 222 MHz) の使用が中止されて UHF 帯 (470 ~ 710 MHz) へ移行したことにより、75 Ω 電力計についても、校正周波数範囲の高周波化に対する需

要も増えることになった。

このような背景から、NICT では 10 W を測定可能な電力計の校正について、周波数範囲の拡大と、校正の精度の向上、不確かさの低減を目的とした校正システムの開発を行い、50 Ω 電力計では 100 kHz ~ 9 GHz (JCSS 登録事業者としては 10 MHz ~ 9 GHz)、75 Ω 電力計では 1 MHz ~ 1 GHz での校正を実現した。

本稿では校正手法と校正システムの紹介及び校正結果に付随する不確かさの評価方法について解説する。

2 10 W 測定用電力計

電力 10 W が測定可能な終端型の高周波電力計は、図 1 に示すように、指示部、センサ及び取り外し可能な 30 dB 固定減衰器 (ATT) から構成されており、指示部とセンサの間は、専用のケーブルで接続されている。

指示部には、50 MHz, 1 mW の信号が出力される基準信号源 (Type-N 50 Ω (f) コネクタ) が用意されており、電力計を使用する際には、あらかじめ、ATT を取り外して、センサ単体をこの基準信号源に取り付け、1 mW の値に対して補正を行う (CAL)。したがって、この基準信号源の 50 MHz, 1 mW の精度も校正結果に影響するため、NICT では指示部、センサ及び ATT を一体として校正を行っている。なお、75 Ω 電力計のセンサの場合、基準信号源が Type-N 50 Ω (f) コネクタのため、そのまま接続することができない。そこで、センサの Type-N 75 Ω (m) コネクタと基準信号源とを接続可能にする「75 Ω/50 Ω 変換アダプタ」を両者の間に取り付けて CAL を行う。この変換アダプタは、通常、センサの付属品としてセンサと一緒に

2 校正技術の研究開発

販売されている。75 Ω と 50 Ω との変換を行うために 0.1 ~ 0.2 dB の通過損失を有しているが、性能に固体差があるため、NICT では指示部、センサ及び ATT と合わせて一体として校正を行っている。

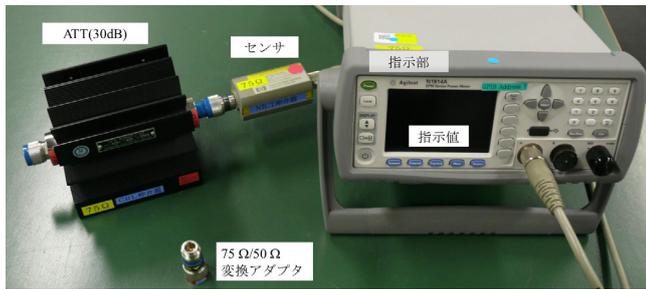
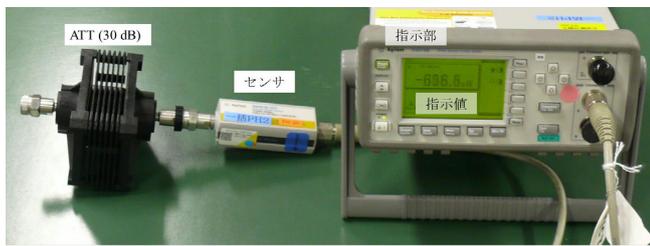
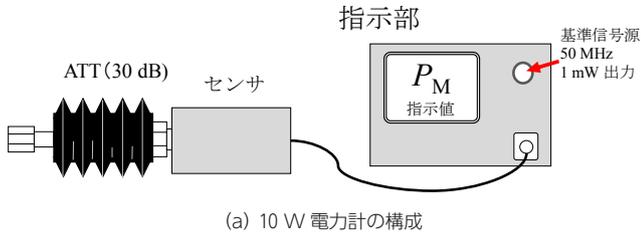


図 1 10 W 測定用電力計

3 校正係数

10 W 測定用電力計の特性は、校正係数 K (Calibration Factor) を用いて表す。いま、図 1 に示すように、電力計に入射電力 P_{in} が入射したとき、指示部に指示値 P_M が表示されたとすると、両者の間には次の関係が成り立つ。

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

なお、入射電力 P_{in} とは、入力電力 (入射電力から反射電力を引いた電力、すなわち、電力計による消費電力) ではないことに注意が必要である。

4 校正方法

4.1 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 [6]。NICT では 10 W 測定用電力計の校正手法として、方向性結合器を用いた同時比較法を採用している [7]。

概念図を図 2 に示す。信号源 (高周波アンプ) からの電力は、方向性結合器のポート #1 から入力され、被校正器 (DUT) を接続するポート #2 (P_{inS}) と、校正の基準となる標準器 (STD) を接続するポート #3 (P_{inD}) に分配される。方向性結合器の結合度が約 40 dB のため、 P_{inD} が 10 W (+40 dBm) となるとき、 P_{inS} は約 1 mW (0 dBm) となる。2 台の電力計の指示部に表れる電力値の比を求め、方向性結合器の結合度及び通過損失を補正して、DUT の校正係数を決定する。

方向性結合器の結合度及び通過損失は、あらかじめ、

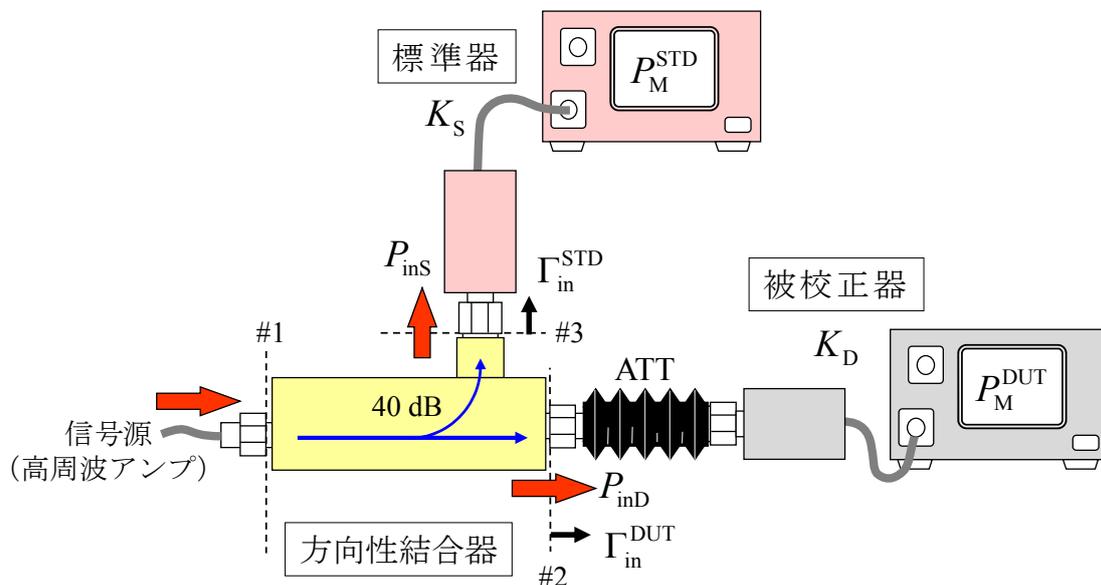


図 2 方向性結合器を用いた同時比較法

ベクトル・ネットワーク・アナライザ (VNA) を用いて S パラメータとして厳密に測定しておく。結合度及び通過損失と S パラメータの関係は、それぞれ、 $-20\log_{10}|S_{31}|$ [dB] 及び $-20\log_{10}|S_{21}|$ [dB] である。

同時比較法は、DUT 及び STD を用いて同時に測定した 2 つの値の比を用いるため、信号源 (高周波アンプ) の出力が変動しても校正結果への影響は生じない。また、あとで述べるように、不整合・不確かさの評価を含め、校正に必要な計算式には、信号源 (高周波アンプ) の反射係数が現れない。信号源、特に高周波アンプの動作状態における反射係数の測定は難しいため、反射係数の値が不明でもよいことは、10 W 電力計の校正においては大きな利点である。

4.2 校正手順

校正は以下の手順で行う。

(1) 反射係数の測定

VNA を用いて、STD のセンサの反射係数 (Γ_{in}^{STD}) 並びに DUT のセンサと ATT が接続した状態における ATT 入力端の反射係数 (Γ_{in}^{DUT}) を測定する (図 2 参照)。これらの測定結果は、校正係数を決定するために直接必要ではないが、校正の不確かさを見積もる際に必要となる。また、校正を行う前に反射係数を測定することで、故障や不具合を発見できる。

(2) 校正システムの特性の測定

VNA を用いて、方向性結合器の S パラメータを測定し、等価信号源反射係数 (Γ_{g2} , Γ_{g3}) を求める。2 つの等価信号源反射係数は、方向性結合器の S パラメータの測定値から、それぞれ以下の式を用いて決定できる値である。

$$\Gamma_{g2} = S_{22} - S_{32} \frac{S_{21}}{S_{31}} \quad (2)$$

$$\Gamma_{g3} = S_{33} - S_{23} \frac{S_{31}}{S_{21}} \quad (3)$$

これらの値もまた、校正係数を求めるために直接は必要ではないが、手順 (1) で測定した反射係数と合わせて、不整合に起因する不確かさを見積もる際に使用する。

(3) DUT の校正

方向性結合器のポート #2 に DUT、ポート #3 に STD を取り付ける。DUT への入射電力 (P_{in}) が所定の電力値 (10 W) となるよう、方向性結合器の挿入損失及び結合度 (約 40 dB) を考慮して、信号源からの電力を調整する。所定の電力値になったら、DUT の指示値 P_M^{DUT} 及び STD の指示値 P_M^{STD} を同時に測定する。測定は、100 回の測定を 1 セットとして、50 Ω 電力計

の場合はセンサを 72 度ずつ回転させながら 5 セットの測定、75 Ω 電力計の場合はセンサを 90 度ずつ回転させながら 4 セットの測定を行い、 P_M^{DUT} と P_M^{STD} の比、 (P_M^{DUT}/P_M^{STD}) の平均値を求める。

(4) 校正係数の決定

(P_M^{DUT}/P_M^{STD}) の平均値から、次式を用いて DUT の校正係数 K_D を決定する。ただし、 K_S は、STD の校正係数である。

$$K_D = K_S \left| \frac{S_{31}}{S_{21}} \right|^2 \left(\frac{P_M^{DUT}}{P_M^{STD}} \right) M \quad (4)$$

また、方向性結合器と STD の間、方向性結合器と DUT の間で生じる不整合を表すパラメータ M は、

$$M = \left| \frac{1 - \Gamma_{g2} \Gamma_{in}^{DUT}}{1 - \Gamma_{g3} \Gamma_{in}^{STD}} \right|^2 \quad (5)$$

である。不整合が生じない場合には、 $M=1$ となり校正結果に影響を与えない。

4.3 校正システム

4.3.1 50 Ω 電力計用校正システム

図 3 (a) は、50 Ω 電力計を校正するための校正システムである。50 Ω 電力計の場合、電力 10 W において、周波数 100 kHz ~ 9 GHz の範囲での校正が可能である。本システムは、4.1 で説明した同時比較法を用いた校正システムであるが、校正周波数範囲を 100 kHz ~ 9 GHz とするために、信号発生器 2 台、高周波アンプ 3 台、方向性結合器 2 台を組み合わせ使用している。使用機器を表 1 (a) に示す。

この校正システムの特長は、方向性結合器の結合度を約 40 dB とすることで、ポート #2 から DUT への入射電力が 10 W の時にポート #3 から STD への入射電力は約 1 mW となることであり、1 mW で校正された電力計を標準器として用いることができることである。さらに、各ポート面とセンサのコネクタ面が均一に接するよう、また、72° ずつ回転させて測定することが容易に行えるよう、校正システムのポート #3 及びポート #2 のコネクタは上向きに設計されている。なお、コネクタ接続時は、再現良く接続させるため、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るようにしている。校正手順は、4.2 で説明した手順となる。

4.3.2 75 Ω 電力計用校正システム

図 3 (b) は、75 Ω 電力計を校正するための校正システムである。75 Ω 電力計の場合、電力 10 W において、周波数 1 MHz ~ 1 GHz の範囲での校正が可能である。本システムも、4.1 で説明した同時比較法を用いた校正システムであるが、校正周波数範囲 1 MHz ~ 1 GHz であるため、信号発生器、高周波アンプ、方向

2 校正技術の研究開発

性結合器とも各1台で構成できる。使用機器を表1(b)に示す。周波数が50 Ω 電力計の場合と比べて制限されている理由は、方向性結合器の動作可能な周波数範囲に依る。1 MHz 未満又は1 GHz 以上で動作する方向性結合器があれば、周波数範囲の拡張は可能である。

この75 Ω 電力計用の校正システムの特徴は、方向性結合器のポート #1 及び DUT を接続するポート #2 は75 Ω、STD を接続するポート #3 は50 Ω の特性インピーダンスを持ち、4.3.1 で述べた校正システムと同様に結合度を約40 dBとした方向性結合器を用いていることである。ただし、使用した方向性結合器単体

での結合度は約30 dB ($|S_{31}|$ が約-30 dB)であり、また、ポート #3 の反射係数 S_{33} が大きいこと、これら2つの問題を解決するために、反射特性が優れた10 dBの固定減衰器をポート #3 に接続して、約40 dBの結合度を達成している。これにより75 Ω 電力計の校正を行う際にも、Type-N 50 Ω コネクタを有する、1 mW で校正された電力計を標準器として用いることが可能となっている。校正手順は、4.2 で説明した手順となる。

また、方向性結合器の入力ポート #1 は、特性インピーダンスが75 Ωであり、特性インピーダンスが50 Ω の出力ポートを有する信号源(高周波アンプ)と直接繋ぐことができない。この問題を解決するためには、「75 Ω/50 Ω 変換アダプタ」を取付けることになるが、内導体の太さだけ変える変換アダプタを、信号源(高周波アンプ)側に取り付けて使用している。このとき、ポート #1 から信号源(高周波アンプ)側をみたときの反射係数の大きさは、

$$|\Gamma_G| = \left| \frac{50 - 75}{50 + 75} \right| = 0.2 \quad (6)$$

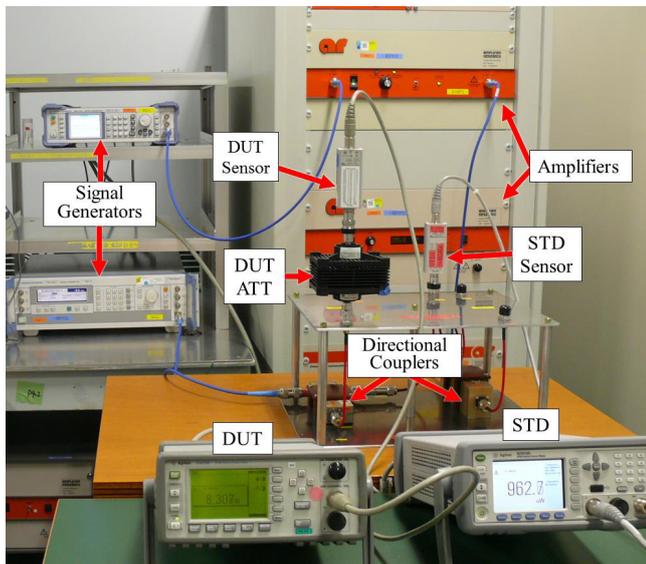
となり、電圧定在波比(VSWR)に換算すると1.5になる。もし、このコネクタに75 Ω 電力計を、直接接続して校正を行った場合には、反射の影響を強く受けることになる。しかしながら、4.1 で述べたように、同時比較法では、信号源(高周波アンプ)の反射係数は、校正結果に影響を与えない。

4.4 トレーサビリティ

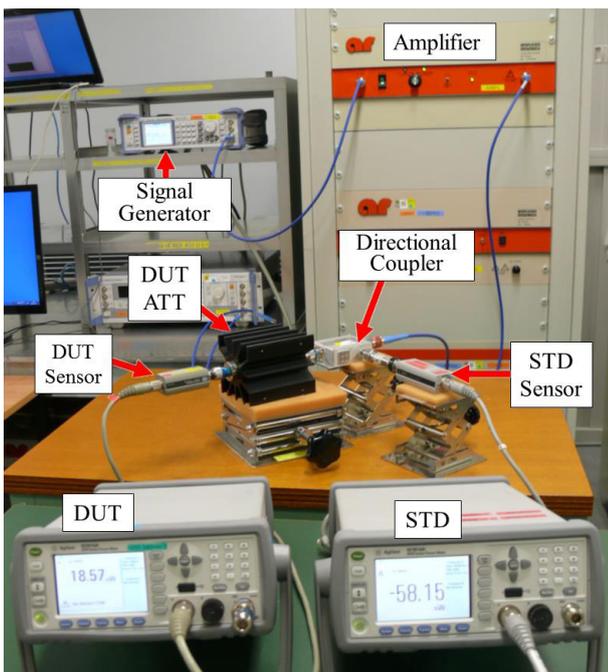
10 W 電力計の校正システムは、図4に示すように、すべて国家標準である国立研究開発法人産業技術総合研究所計量標準総合センター(NMIJ)にトレーサビリティを確保している。

表2は、校正可能な周波数及び最高測定能力である。最高測定能力とは、DUTの反射 Γ_{in}^{DUT} を0としたときの相対拡張不確かさであり、4.3 で述べた校正システムを使って校正したときの最も小さい相対拡張不確かさの値を表している。なお、相対拡張不確かさを表す際の信頼の水準は約95% (包含係数 $k=2$) の場合の値である。

表2(a)は、50 Ω 電力計の周波数範囲及び最高測定能力である。JCSSと書かれている周波数帯(10 MHz ~ 9 GHz)については、計量法に基づく登録事業者(JCSS登録事業者)として校正が可能であり[8]、ISO/IEC17025規格を満足していることを意味している[9]。また、国際MRA(Mutual Recognition Arrangement)にも対応しており、いわゆる、ワンストップテストングを可能にする[10]。最高測定能力は1.9 ~ 3.1%であり、周波数が高くなるにつれて大きくなる。これは、周波数が高くなるにつれて方向性結合器と電力計



(a) 50 Ω 電力計用校正システム



(b) 75 Ω 電力計用校正システム

図3 10 W 測定用電力計用校正システム

表 1 使用した機器リスト

(a) 50 Ω 電力計校正システム

機器名	使用周波数範囲	製造メーカー	型名
信号発生器	100 kHz ~ 1 GHz	Rohde & Schwartz	SMB100A
	1.2 GHz ~ 9 GHz	Rohde & Schwartz	SMR60
増幅器	100 kHz ~ 1 GHz	Amplifier Research	50WD1000
	1.2 GHz ~ 3 GHz	Amplifier Research	50S1G4A
	4 GHz ~ 9 GHz	Amplifier Research	20S4G11AG4A
方向性結合器	100 kHz ~ 1 GHz	WERLATONE	C8445-10
	1.2 GHz ~ 9 GHz	Agilent Technologies	773D

(b) 75 Ω 電力計校正システム

機器名	使用周波数範囲	製造メーカー	型名
信号発生器	9 kHz ~ 1.1 GHz	Rohde & Schwartz	SMB100A
増幅器	DC ~ 1000 MHz	Amplifier Research	50WD1000
方向性結合器	1 MHz ~ 1000 MHz	R&K	DC001M102-3040

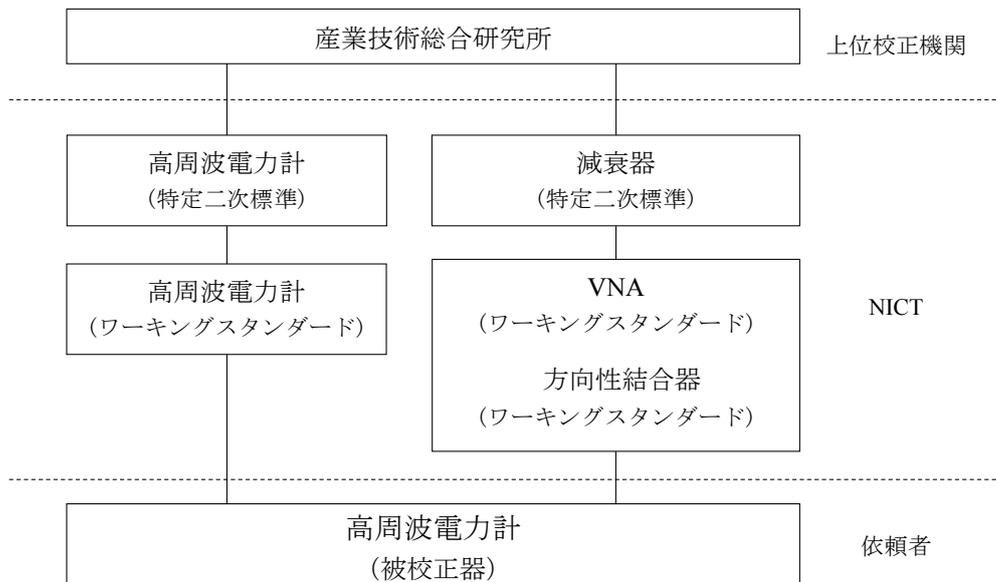


図 4 トレーサビリティ体系図

(DUT 及び STD) との間の不整合が大きくなるためであり、**6**にて示す不確かさにより明らかにする。

表 2 (b) は 75 Ω 電力計の周波数範囲及び最高測定能力である。75 Ω 電力計においても NMIJ とのトレーサビリティを確保しており、最高測定能力は、2.0 ~ 2.7 % である。最高測定能力が大きくなる要因は 50 Ω 電力計と同様、不整合による影響が大きい。これについてもまた、**6**にて示す不確かさにより明らかにする。

不整合の問題を解決するためには、式 (2), (3) の値が、使用中の方向性結合器よりも小さい方向性結合器を用意することが考えられる。式 (2), (3) をみると、方向性結合器のポート #2 の反射 S_{22} が十分に小さいことと、ポート #2 と #3 の間が分離できており、 S_{23} ,

S_{32} が極めて小さい、すなわち、方向性が十分大きいことが必要条件であることが分かる。

また、いずれの電力計の場合でも、周波数 100 kHz ~ 5 MHz においては、最高測定能力が大きくなる傾向にあるが、これは基準値を与える STD の校正係数の不確かさが大きいためであり、これは国家標準と直接比較することによって校正された基準となる電力計の不確かさが大きいことが原因である。

5 校正結果の例

開発した校正システムを用いて、実際に校正を行った結果を図 5 に示す。図 5 (a) は、表 3 (a) にて構成さ

2 校正技術の研究開発

表2 校正周波数範囲及び最高測定能力

(a) 50 Ω 電力計

周波数範囲 [MHz]	最高測定能力 [%]	JCSS 登録
0.1	2.9	—
0.3	2.8	—
0.5, 1, 2, 3, 5	2.0	—
10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 150, 200, 250, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900	1.9	JCSS
1000	2.0	JCSS
1200, 1400, 1500, 1600, 1800, 2000, 2500, 3000, 4000, 5000, 6000	2.9	JCSS
7000	3.0	JCSS
8000, 9000	3.1	JCSS

(b) 75 Ω 電力計

周波数範囲 [MHz]	最高測定能力 [%]	JCSS 登録
1, 2, 3, 5	2.7	—
10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100, 150, 200, 250, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900, 1000	2.0	—

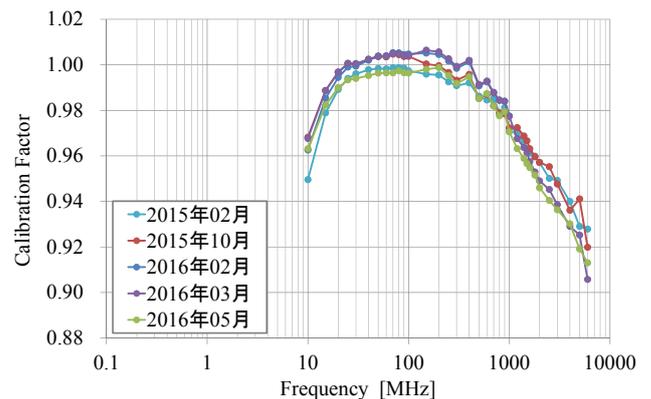
表3 被校正器

(a) 50 Ω 電力計

	製造者名	型番
指示部	アジレント・テクノロジー	E4419B
センサ	アジレント・テクノロジー	N8481B
30 dB 固定減衰器		

(b) 75 Ω 電力計

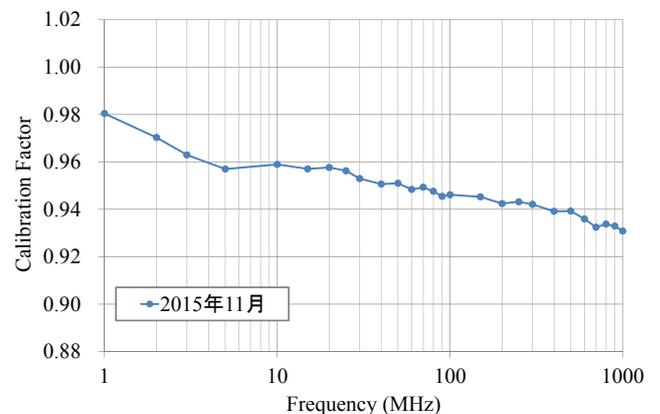
	製造者名	型番
指示部	アジレント・テクノロジー	E4419B
センサ	アジレント・テクノロジー	8483A
30 dB 固定減衰器	多摩川電子	CFA-50NCPJ-30



(a) 50 Ω 電力計

れる 50 Ω 電力計を、被校正器として校正した結果(校正係数)であり、2015年2月から2016年5月まで、定期的に校正した結果を表示している。50 Ω 電力計のセンサと 30 dB 固定減衰器は、一緒になって販売されている製品であり、校正係数が 1.00 であるとき、指示部に表示された値と、センサに入射した電力とが等しい。5回の校正結果のばらつきは±1.1%の範囲内であり、十分な再現性を確保できていることが分かる。

一方、図5(b)に示すのは、表3(b)にて構成される 75 Ω 電力計を校正した結果(校正係数)である。75 Ω 電力計の場合は、50 Ω 電力計の場合と異なり、センサと 30 dB 固定減衰器は別の製品であるため、指示部には固定減衰量による減衰分(約 1/1000 倍)だけ小さい値が表示される。そこで、表示された値を



(b) 75 Ω 電力計

図5 校正結果の例

1000 倍した値を使って校正係数を定義している。具体的には、入射電力が 10.00 W で指示部には 10.00 mW と表示されるが、10.00 mW を 1000 倍して 10.00 W と読み替え、このときの校正係数を 1.000 としている。

まだ、校正システムを構築したばかりなので、図 5 (b) には校正係数の結果が 1 つしか表示されておらず、再現性を評価することができないが、今後、定期的に校正を行い、ばらつきの程度を明らかにしていく。

なお、校正を行うにあたり用いた式 (4) において、 M は 1 と見なして校正係数を算出している。 M を 1 としたことによる影響は不確かさとして評価する。

6 不確かさ

校正結果には、校正結果である校正係数に必ず不確かさが伴うが、校正係数に付随する不確かさは、測定中に生じる複数の不確かさ要因の大きさが、校正結果に伝播することで生じる。電力計の校正結果に付随する不確かさについては、相対不確かさで表示される。

各要因によって生じた相対標準不確かさの合成は、次式を用いて行うことができる。この式は、合成相対不確かさを決定するための式であるが、式中、各要因による相対標準不確かさを示した中括弧の前に、括弧で与えられている値は、それぞれの不確かさに対する感度係数 $c(x_i)$ を表している。感度係数とは、各要因が校正結果に与える影響の程度を示す量であり、校正係数を決定する式 (4) を偏微分することで求められる [11]。もし、各要因の不確かさの値が大きかったとしても感度係数が小さければ、校正結果への影響は少ない。反対に、不確かさの値がわずかであったとしても、感度係数が大きければ、校正結果への影響は大きい。

$$\frac{u(K_D)}{K_D} = \sqrt{\begin{aligned} & (+1)^2 \left\{ \frac{u(K_S)}{K_S} \right\}^2 + (+2)^2 \left\{ \frac{u(|S_{31}|)}{|S_{31}|} \right\}^2 + (-2)^2 \left\{ \frac{u(|S_{21}|)}{|S_{21}|} \right\}^2 \\ & + (+1)^2 \left\{ \frac{u(P_M^{DUT})}{P_M^{DUT}} \right\}^2 + (-1)^2 \left\{ \frac{u(P_M^{STD})}{P_M^{STD}} \right\}^2 + (+1)^2 \left\{ \frac{u(M)}{M} \right\}^2 \\ & + (+1)^2 \left\{ \frac{s(K_{DUT})}{K_{DUT}} \right\}^2 \end{aligned}} \quad (7)$$

電力計を校正した際の不確かさの主な要因としては、次の 8 項目が考えられる。(1) STD の校正係数の不確かさ、(2) 方向性結合器のポート #1 とポート #3 の間の $|S_{31}|$ の測定の不確かさ、(3) ポート #1 とポート #2 の間の $|S_{21}|$ の測定の不確かさ、(4) STD の測定分解能、(5) DUT の測定分解能、(6) STD と方向性結合器間の不整合及び DUT と方向性結合器間の不整合、(7) DUT の 30 dB 固定減衰器等の発熱による変動、(8) 測定

(1) の要因については、国家標準にトレーサブルな

校正結果の不確かさの値を用いる (正規分布)。(2)、(3) は方向性結合器の $|S_{31}|$ 、 $|S_{21}|$ を VNA を用いて測定した際の標準不確かさを用いる (正規分布)。(4)、(5) は STD 及び DUT のデジタル表示される桁数から決定する (一様分布)。(6) は STD 及び DUT の反射係数と、方向性結合器の S パラメータを実測して算出する (U 分布)。(7) は DUT の 10 W 入射時の温度変動による校正値の変動を実測し求める (一様分布)。(8) は測定を 5 セット繰り返し行い、校正結果のばらつきを求める (正規分布)。

表 4 は、校正の不確かさを算出した結果の例である。(a) は 50 Ω 電力計の周波数 9 GHz における校正係数を求めた場合、(b) は 75 Ω 電力計の周波数 1 GHz の校正係数を求めた場合である。これらの表を見ると、不確かさを大きくする主な要因は (2)、(3) に示す S パラメータの測定の不確かさであることが分かる。不確かさの値自体も、他の不確かさ要因に比べて大きいことに加え、感度係数の大きさが 2 であるため、他の不確かさ要因よりも、最終結果に強く影響する。このことは、今後、校正システムを改良し、不確かさを小さくするためには、方向性結合器の S パラメータを高精度に測定することが、最も効果的であることを示唆している。

7 あとがき

電力 10 W が測定可能な高周波電力計の校正手法、校正システム及び不確かさの評価方法について述べた。方向性結合器を用いた同時比較法の採用により、50 Ω 電力計の場合には 100 kHz ~ 9 GHz、75 Ω 電力計の場合には 1 MHz ~ 1 GHz での校正が可能であり、最高測定能力は、50 Ω 電力計では 1.9 ~ 3.1 %、75 Ω 電力計では 2.0 ~ 2.7 % であった。従来、50 Ω 電力計用校正システムの最高測定能力は 1 MHz ~ 2 GHz において 3.6 % あったことから、今回の開発により、大幅な精度改善が行えたと言える。また、75 Ω 電力計の校正結果に対しては、今回初めて不確かさを評価することができた。

また、不確かさが大きくなる要因を確認したところ、方向性結合器を用いた同時比較法では、方向性結合器の S パラメータを高精度に測定することが重要であることが分かった。今後、安定した校正サービスを確実に実施すると共に、より精密な S パラメータ測定技術を開発し、不確かさの低減を目指す。

【付録 A】 式 (4) の導出

図 2 に示す校正システムにおいて、ポート #1 に信号源 (高周波アンプ)、ポート #2 に被校正器 (DUT)、

2 較正技術の研究開発

表4 不確かさバジェット

(a) 50 Ω 電力計, 9 GHz

不確かさの要因		不確かさ	分布	除数	標準不 確かさ u(x _i)	感度 係数 c(x _i)	c(x _i) u(x _i)
(1) STD (1mW)	0.64 %	0.64 % (k=2)	正規	2	0.0032	1	0.0032
(2) 方向性結合器 (S31)	0.05 dB	0.58 %	正規	1	0.0058	2	0.0115
(3) 方向性結合器 (S21)	0.04 dB	0.46 %	正規	1	0.0046	-2	0.0092
(4) STDの測定分解能	4桁	0.05 %	一様	√3	0.0003	-1	0.0003
(5) DUTの測定分解能	4桁	0.05 %	一様	√3	0.0003	1	0.0003
(6) 不整合	0.9984	0.16 %	U	√2	0.0011	1	0.0011
(7) ATTの発熱による影響	0.001	0.10 %	一様	√3	0.0006	1	0.0006
(8) ばらつき	0.0023	0.24 %	正規	√5	0.0011	1	0.0011
相対標準不確かさ							0.0152
相対拡張不確かさ (k=2)							3.1%

(b) 75 Ω 電力計, 1 GHz

不確かさの要因		不確かさ	分布	除数	標準不 確かさ u(x _i)	感度 係数 c(x _i)	c(x _i) u(x _i)
(1) STD (1mW)	0.46 %	0.46 % (k=2)	正規	2	0.0023	1	0.0023
(2) 方向性結合器 (S31)	0.035 dB	0.40 %	正規	1	0.0040	2	0.0081
(3) 方向性結合器 (S21)	0.02 dB	0.23 %	正規	1	0.0023	-2	0.0046
(4) STDの測定分解能	4桁	0.05 %	一様	√3	0.0003	-1	0.0003
(5) DUTの測定分解能	4桁	0.05 %	一様	√3	0.0003	1	0.0003
(6) 不整合	1.0063	0.63 %	U	√2	0.0044	1	0.0044
(7) ATTの発熱による影響	0.001	0.10 %	一様	√3	0.0006	1	0.0006
(8) ばらつき	0.0013	0.14 %	正規	√4	0.0007	1	0.0007
相対標準不確かさ							0.0106
相対拡張不確かさ (k=2)							2.2%

ポート #3 に標準器 (STD) が接続された状態を、S パラメータを用いて表すと、次式が得られる。

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

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

$$a_2 = \Gamma_{inD} b_2 \quad (A.3)$$

$$a_3 = \Gamma_{inS} b_3 \quad (A.4)$$

ただし、S 行列は方向性結合器 (3 ポート回路) の特性

を表しており、 a_G は信号源 (高周波アンプ) の出射波、 Γ_G は信号源 (高周波アンプ) の反射係数、 Γ_{inD} は被校正器の反射係数、 Γ_{inS} は標準器の反射係数である。これらの式から、被校正器に入射する電力 P_{inD} 及び標準器に入射する電力 P_{inS} を求めると、それぞれ、

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

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

ただし、

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

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

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

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、

$$\frac{P_M^{DUT}}{P_M^{STD}} = \frac{K_D}{K_S} \frac{P_{inD}}{P_{inS}} = \frac{K_D}{K_S} \frac{|D_{(2S1)(11)}|}{|D_{(3S1)(11)}|} = \frac{K_D}{K_S} \frac{|S_{21}|^2 \left| 1 - \left(S_{33} - S_{23} \frac{S_{31}}{S_{21}} \right) \Gamma_{in}^{STD} \right|^2}{\left| 1 - \left(S_{22} - S_{32} \frac{S_{21}}{S_{31}} \right) \Gamma_{in}^{DUT} \right|^2} \quad (A.10)$$

を得る。ここで、 $P_{inD} = P_M^{DUT}/K_D$ 及び $P_{inS} = P_M^{STD}/K_S$ の関係を用いた。式変形すれば、以下のとおり、式 (4) が得られる。

$$K_D = K_S \frac{|S_{31}|^2 \left(\frac{P_M^{DUT}}{P_M^{STD}} \right)}{\left| 1 - \left(S_{22} - S_{32} \frac{S_{21}}{S_{31}} \right) \Gamma_{in}^{DUT} \right|^2} \quad (A.11)$$

式の導出過程において、式 (A.7) で示した行列式 D は消去されるため、実際に求める必要はない。行列式 D には、信号源 (高周波アンプ) の反射係数 Γ_G が含まれているが、同時に比測定することによりキャンセルする。つまり、反射係数 Γ_G は未知でよい。そのため、ポート #1 にて、強制的に特性インピーダンス 50 Ω を 75 Ω に変換するアダプタを取り付けても校正結果に影響を与えない。これは同時比較法の大きな長である。

【付録 B】 式 (7) の導出

不確かさを合成する式 (7) は、文献 [11] に従って導出する。DUT の校正係数を決定する式 (4) は、

$$K_D = K_S \frac{|S_{31}|^2 \left(\frac{P_M^{DUT}}{P_M^{STD}} \right)}{\left(\frac{P_M^{DUT}}{P_M^{STD}} \right)} M \quad (B.1)$$

であり、6つの変数 (入力量 x_i) が存在する。すなわち、6つの変数を持っている不確かさが伝搬することになる。変数 x_i が持つ不確かさは $u(x_i)$ として表現される。また、感度係数 $c(x_i)$ は、式 (B.1) の偏微分で与えられる。このとき、DUT の不確かさ $u(K_D)$ は、

$$u(K_D) = \sqrt{\sum_{i=1}^6 c(x_i)^2 u(x_i)^2} \quad (B.2)$$

$$c(x_i) = \frac{\partial K_D}{\partial x_i} \quad (B.3)$$

であり、各変数を代入すると、

$$u(K_D) = \sqrt{c(K_S)^2 u(K_S)^2 + c(|S_{31}|)^2 u(|S_{31}|)^2 + c(|S_{21}|)^2 u(|S_{21}|)^2 + c(P_M^{STD})^2 u(P_M^{STD})^2 + c(P_M^{DUT})^2 u(P_M^{DUT})^2 + c(M)^2 u(M)^2} \quad (B.4)$$

$$c(K_S) = \frac{\partial K_D}{\partial K_S} = \frac{|S_{31}|^2 \left(\frac{P_M^{DUT}}{P_M^{STD}} \right)}{|S_{21}|^3} M = \frac{K_D}{K_S} \quad (B.5)$$

$$c(|S_{31}|) = \frac{\partial K_D}{\partial |S_{31}|} = 2K_S \frac{|S_{31}|}{|S_{21}|^2} \left(\frac{P_M^{DUT}}{P_M^{STD}} \right) M = 2 \frac{K_D}{|S_{31}|} \quad (B.6)$$

$$c(|S_{21}|) = \frac{\partial K_D}{\partial |S_{21}|} = -2K_S \frac{|S_{31}|^2}{|S_{21}|^3} \left(\frac{P_M^{DUT}}{P_M^{STD}} \right) M = -2 \frac{K_D}{|S_{21}|} \quad (B.7)$$

$$c(P_M^{DUT}) = \frac{\partial K_D}{\partial P_M^{DUT}} = K_S \frac{|S_{31}|^2}{|S_{21}|^2} \left(\frac{1}{P_M^{STD}} \right) M = \frac{K_D}{P_M^{DUT}} \quad (B.8)$$

$$c(P_M^{STD}) = \frac{\partial K_D}{\partial P_M^{STD}} = K_S \frac{|S_{31}|^2}{|S_{21}|^2} \left(\frac{P_M^{DUT}}{P_M^{STD}} \right) \frac{1}{P_M^{STD}} M = \frac{K_D}{P_M^{STD}} \quad (B.9)$$

$$c(M) = \frac{\partial K_D}{\partial M} = K_S \frac{|S_{31}|^2}{|S_{21}|^2} \left(\frac{P_M^{DUT}}{P_M^{STD}} \right) = \frac{K_D}{M} \quad (B.10)$$

得られた感度係数の式 (B.5) ~ (B.10) を、式 (B.4) に代入すると、

$$u(K_D) = \sqrt{\left(\frac{K_D}{K_S} \right)^2 u(K_S)^2 + \left(2 \cdot \frac{K_D}{|S_{31}|} \right)^2 u(|S_{31}|)^2 + \left(-2 \cdot \frac{K_D}{|S_{21}|} \right)^2 u(|S_{21}|)^2 + \left(\frac{K_D}{P_M^{STD}} \right)^2 u(P_M^{STD})^2 + \left(-1 \cdot \frac{K_D}{P_M^{DUT}} \right)^2 u(P_M^{DUT})^2 + \left(\frac{K_D}{M} \right)^2 u(M)^2} \quad (B.11)$$

整理して、

$$u(K_D) = K_D \sqrt{\left(\frac{1}{K_S} \right)^2 u(K_S)^2 + \left(\frac{2}{|S_{31}|} \right)^2 u(|S_{31}|)^2 + \left(\frac{-2}{|S_{21}|} \right)^2 u(|S_{21}|)^2 + \left(\frac{1}{P_M^{STD}} \right)^2 u(P_M^{STD})^2 + \left(\frac{-1}{P_M^{DUT}} \right)^2 u(P_M^{DUT})^2 + \left(\frac{1}{M} \right)^2 u(M)^2} \quad (B.12)$$

これが、DUT の校正係数に付随する不確かさであるが、いま、相対値で表すために、両辺を K_D で割って整理すると、次式が得られる。このとき、DUT の校正係数の不確かさだけでなく、すべての不確かさ要素もまた、相対値となっているため、計算がしやすくなる。

2 較正技術の研究開発

$$\frac{u(K_D)}{K_D} = \frac{\sqrt{(+1)^2 \left\{ \frac{u(K_S)}{K_S} \right\}^2 + (+2)^2 \left\{ \frac{u(|S_{31}|)}{|S_{31}|} \right\}^2 + (-2)^2 \left\{ \frac{u(|S_{21}|)}{|S_{21}|} \right\}^2}}{(+1)^2 \left\{ \frac{u(P_M^{STD})}{P_M^{STD}} \right\}^2 + (-1)^2 \left\{ \frac{u(P_M^{DUT})}{P_M^{DUT}} \right\}^2 + (+1)^2 \left\{ \frac{u(M)}{M} \right\}^2}$$

(B.13)

さらに、この式に、校正結果のばらつきによる不確かさを合成すると、7つの不確かさ要因が合成された式(7)が得られる。なお、表4をみると、不確かさの要因が8項目あるが、これは、DUTによる電力測定の不確かさを、測定分解能とATTの発熱による影響とに分けて表示しているためである。

【参考文献】

- 1 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, Mar. 2006.
- 2 電気通信技術審議会答申 諮問第89号, “電波利用における人体防護のあり方,” April 1997.
- 3 情報通信技術審議会答申 諮問第2030号, “局所吸収指針のあり方に関する答申,” May 2011.
- 4 無線設備規則第14条2(人体における比吸収率の許容値)
- 5 平成26年総務省告示第324号, “人体における比吸収率の測定方法及び人体頭部における比吸収率の測定方法,” (平成26年4月1日施行)
- 6 島岡一博, “高周波電力計の比較校正方法におけるモデル式の理論解説,” 第17回高周波クラブ会合, 産業技術総合研究所計量標準総合センター, Feb. 2014.
- 7 瀬端好一, 杉山功, 西山巖, 酒井孝次郎, 藤井勝巳, 松本泰, “10ワット測定用高周波電力計のための校正装置の開発,” 信学総大, B-4-8, p.298, March 2015.
- 8 ISO/IEC17025:2005, General requirements for the competence of testing and calibration laboratories, 2005.
- 9 One-Stop-Testing, 独立行政法人製品評価技術基盤機構 Web サイト, <http://www.nite.go.jp/iajapan/aboutus/ippan/onestop.html>
- 10 計量法校正事業者登録制度(JCSS), 独立行政法人製品評価技術基盤機構 Web サイト, <http://www.nite.go.jp/iajapan/jcss/index.html>
- 11 飯塚幸三 監修, “計測における不確かさの表現ガイド,” 日本規格協会, Nov. 1996.



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



西山 巖 (にしやま いわお)

電磁波研究所
電磁環境研究室
無線用測定器の較正



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)
無線用測定器の較正、環境電磁工学



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



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