

## 2-5-2 ダイポールアンテナの較正

西山 巖 酒井孝次郎 杉山 功 瀬端好一 藤井勝巳

本稿では、周波数 30～1,000 MHz で用いる半波長共振ダイポールアンテナの較正法について述べる。アンテナを較正する方法としてはいくつかの方法があるが、NICT では、標準アンテナと呼ばれる特別に設計された受信アンテナを基準として用いた標準アンテナ法による較正を行っている。標準アンテナと呼ばれるアンテナの概要を解説し、実際に、標準アンテナ法を用いて半波長共振ダイポールアンテナの較正を行った結果と、その不確かさについて説明する。

### 1 はじめに

コンピュータに代表される電気・電子機器から放射される妨害波 (EMI) が、放送や業務用無線通信に妨害を与える問題については、妨害波を正しく測定する技術 (EMI 計測技術) や妨害波を発生させない対策技術 (EMI 対策技術) といった電磁環境を守るための技術確立することが重要な課題として挙げられる。近年、様々な機器へコンピュータが内蔵されるようになってきたことや、携帯端末が普及したことから、その重要度は、ますます高まってきており、特に、30～1,000 MHz の周波数帯は、ラジオやテレビ放送を始め、航空、船舶、鉄道、タクシー等の通信、警察、消防、救急、防災といった緊急時用の通信、そして、携帯電話・携帯端末用の通信など、多種多様な目的に利用されている。これらの無線通信の中には、緊急性が高いものもあることから、EMI 計測・対策技術は、通信への妨害を防ぐために不可欠な技術である。

30～1,000 MHz における EMI 測定の方法は、国際電気標準会議 (IEC: International Electrotechnical Commission) の下部組織である国際無線障害特別委員会 (CISPR: International Special Committee on Radio

Interference) による国際規格 (CISPR 規格) [1] や、国内では VCCI 協会による規格 [2] により定められており、図 1 に示すように、EMI 測定に必要な大きさを持つ金属大地面 (以下、「グランドプレーン」) の上に、妨害波を放射する機器 (以下、「供試機器」) を置き、そこから、3 m、10 m といった、規格に定められた距離だけ離れた場所で、受信アンテナを昇降させて電界強度を測定する。

受信アンテナとしては、広帯域アンテナが用いられており、30～300 MHz ではバイコンカルアンテナ、300～1,000 MHz では、ログペリや LPDA と呼ばれる対数周期ダイポールアレイアンテナ (以下、「LPDA」) が広く用いられているが、供試機器からの妨害波を正しく測定するためには、受信アンテナが正しく較正されていなければならない。そこで、NICT では、広帯域アンテナを較正するための基準となる、半波長共振ダイポールアンテナの較正を行い結果を提供している。

本稿では、受信アンテナの特性を較正する方法について述べる。まず、**2** では、EMI 測定において重要なアンテナ特性であるアンテナ係数について説明する。**3** では、アンテナを較正する方法について述べる。特に、NICT では、標準アンテナを基準として用いる「標

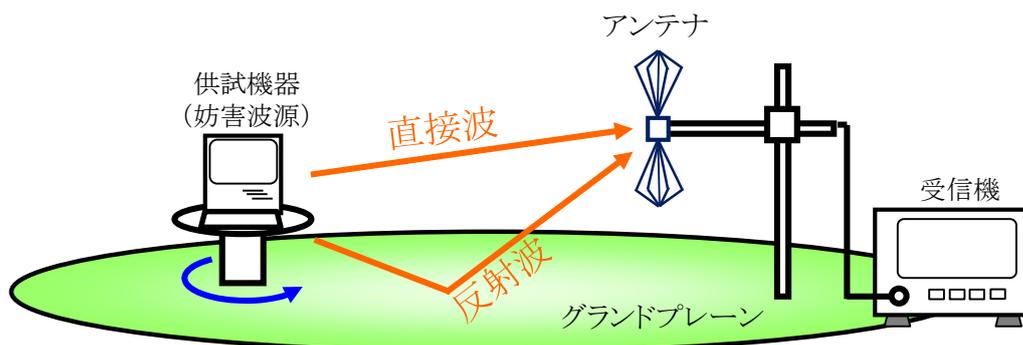


図 1 EMI 測定 (30～1,000 MHz)

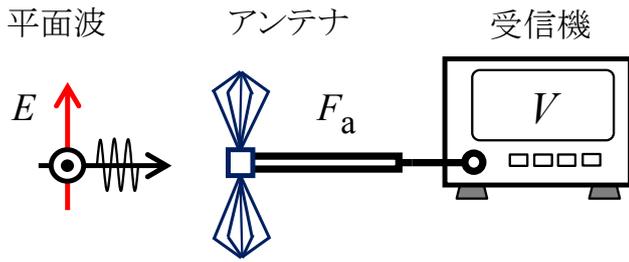


図2 アンテナ係数の定義

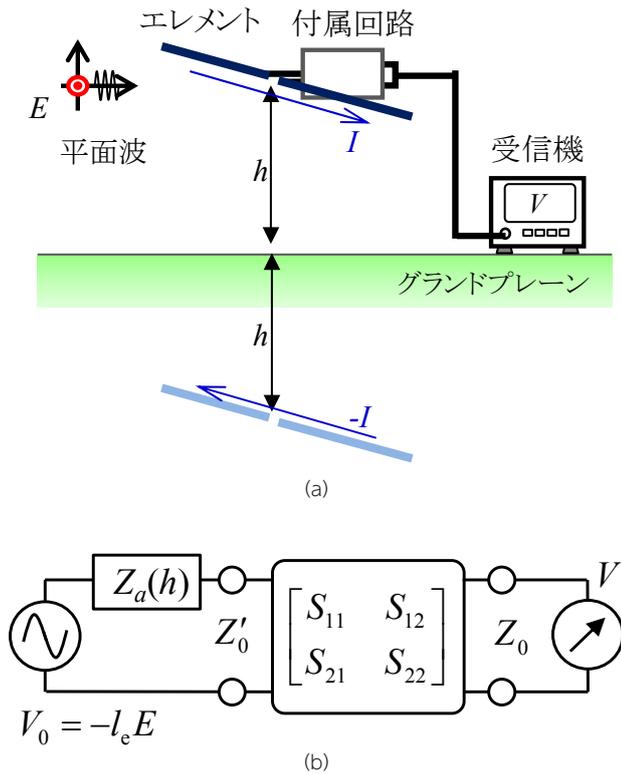


図3 ダイポールアンテナの等価回路表現  
(a) グランドプレーン上のダイポールアンテナ、(b) 等価回路

「標準アンテナ法」により、半波長共振ダイポールアンテナの較正を行っている。4では、実際に、半波長共振ダイポールアンテナを較正した結果の例を示し、5では較正結果に付随する不確かさを評価する方法について説明する。

## 2 アンテナ係数

アンテナの持つ諸特性のうち、EMI測定において最も重要な特性は、アンテナ係数である。アンテナ係数  $F_a$  は、図2のように、自由空間中に置かれたアンテナが、平面波の電界の強さ  $E$  を受信したときに、アンテナに接続された受信機に生じる出力電圧  $V$  との比、

$$F_a = \frac{E}{V} \quad [1/m] \quad (1)$$

で定義される。単位は  $[1/m]$  である。EMI測定を行う前に、あらかじめ、アンテナ係数を決定しておけば、受信電圧  $V$  を測定することで、アンテナが受信した電界の強度  $E$  を知ることができる。通常、これらの値は dB で表され、式(1)の常用対数をとって20倍した値を用いる。

$$20 \log_{10} F_a = 20 \log_{10} \frac{E}{V} \quad [\text{dB}(1/m)] \quad (2)$$

これにより、次式のように、簡単な足し算で電界強度が決定できることになる。ただし、実際には、アンテナと受信機を接続するケーブルの損失を補正する必要があったり、ケーブル内に生じる定在波の影響を考慮したりする必要がある。

$$E^{\text{dB}} [\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})] = F_a^{\text{dB}} [\text{dB}(1/\text{m})] + V^{\text{dB}} [\text{dB}_\mu] \quad (3)$$

ところで、EMI測定は、図1で示したように、実際の測定は、グランドプレーン上で行うことが CISPR 規格等で定められているが、アンテナ係数の値は、グランドプレーンの影響を受けて変化することが分かっている [3]。いま、図3(a)に示すように、グランドプレーン上、高さ  $h$  の位置に、ダイポールアンテナを配置する場合を考える。ダイポールエレメントをグランドプレーンと水平に配置し、バルン等のエレメントに付属する回路を Sパラメータで表したとき、アンテナ係数の等価回路は、図3(b)のように表すことができ、式(1)は、

$$F_a(h) = \left| \frac{1}{l_c} \frac{Z_a(h) + Z'_0}{\sqrt{Z'_0 Z_0}} \frac{1 - S_{11} \Gamma_a(h)}{S_{21}} \right| \quad [1/m] \quad (4)$$

と書き表せる [4]。ただし、Sパラメータは、振幅が電力の平方根に等しい「電力波」で定義され、

- $l_c$  : ダイポールエレメントの実効長
- $Z_a(h)$  : ダイポールエレメントの高さ  $h$  における入力インピーダンス
- $Z'_0$  : ポート1の特性インピーダンス
- $Z_0$  : ポート2の特性インピーダンス (50  $\Omega$ )

また、 $\Gamma_a(h)$  は、ダイポールエレメントの反射係数であり、

$$\Gamma_a(h) = \frac{Z_a(h) - Z'_0}{Z_a(h) + Z'_0}$$

の関係が成立つ。いま、受信機の入力インピーダンスも  $Z_0$  であり整合が取れているとする。アンテナの高さ  $h$  が高くなれば、グランドプレーンからの影響は小さくなり、自由空間中と見なせるようになるので、高さ  $h$  におけるアンテナ係数  $F_a(h)$  と、自由空間中におけるアンテナ係数  $F_a$  との関係は、

$$F_a = \lim_{h \rightarrow \infty} F_a(h) = \left| \frac{1}{l_c} \frac{Z_a(\infty) + Z'_0}{\sqrt{Z'_0 Z_0}} \frac{1 - S_{11} \Gamma_a(\infty)}{S_{21}} \right| \quad [1/m] \quad (5)$$

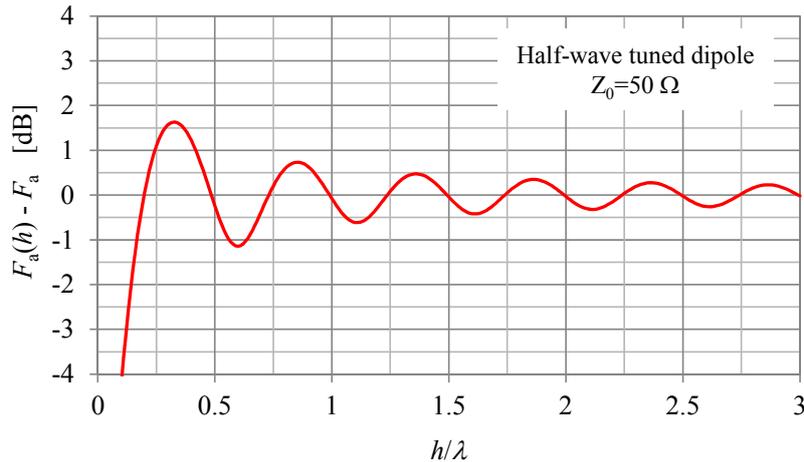


図4 アンテナ係数の地上高依存性  
半波長共振ダイポールアンテナの場合

である。図4は、半波長ダイポールアンテナのアンテナ係数の高さ依存性を示したグラフである。モーメント法に基づく電磁界数値シミュレーションソフト NEC2 (Numerical Electromagnetic Code) [5] を用いて計算を行っており、その際、付属回路は無くアンテナエレメントには、 $Z_0 = 50 \Omega$  の負荷が直接接続されているとして計算している。つまり、式(4)において、 $Z'_0 = Z_0 = 50 \Omega$ 、 $S_{11} = 0$ 、 $S_{21} = 1$  とし、NEC2 で得られた  $Z_a$  及び  $I_e$  を式(4)に代入して、アンテナ係数を計算した。横軸は、波長で正規化した高さ  $h/\lambda$ 、縦軸は、高さ  $h/\lambda$  におけるアンテナ係数と自由空間中におけるアンテナ係数との差異、すなわち、グランドプレーンによる影響を示している。図を見ると分かる通り、アンテナがグランドプレーンから離れるに従って、自由空間値に収束する。

### 3 アンテナ較正法

#### 3.1 アンテナ較正法の種類

一般に、アンテナの較正は、図5に示すように、送信アンテナから受信アンテナへ電波を伝搬させて行うが、測定場(以下、「サイト」)、送信アンテナ、受信アンテナ、の3つのうち、いずれか1つが理想的であり、その特性が理論と一致するという仮定の下で行われる。

1つめの較正法は、「サイトが理想的である」と仮定する方法である。このとき、グランドプレーンは完全反射する平坦な導体で無限の大きさを有し、周囲には、送信アンテナから発射した電波を反射・散乱する物体は存在せず、また、放送波等の電波が一切到来しないといった条件が要求される。このとき、送信アンテナから受信アンテナまでの電波伝搬は理論通りに行われることになり、被較正アンテナ (Antenna under calibration、以下、「AUC」) を含む3個のアンテナの3

つの組合せで伝搬損失を測定し、連立方程式を解くとアンテナ係数が決定できる。この方法は、サイトが較正の基準となることから「標準サイト法」あるいは、3個のアンテナを使うことから「3アンテナ法」と呼ばれる [6]。この方法は、使用する3個のアンテナの特性が全て未知であってもアンテナ係数を決定できるという利点があり、計量に関する国家標準機関では、別の物理量(長さ、高周波減衰量、高周波インピーダンス、周波数)からアンテナ係数を新たに導く較正方法として使用しているが、測定が3回必要であり、他の較正法と比べて較正作業が煩雑になる。測定回数多さは、較正の不確かさを大きくする可能性がある。

2つめの較正法は、「受信アンテナが理想的である」と仮定する方法である。受信アンテナのアンテナ係数が理論通りに得られる理想的なアンテナを用意し、任意の送信アンテナから、AUC が置かれた位置に到来する電界強度を測定することで AUC のアンテナ係数を決定する。理論通りの特性が得られるアンテナを、Calculable antenna、あるいは標準アンテナと呼ぶ [7]。そのため、この方法は「標準アンテナ法」と呼ばれる [8]。測定回数は2回必要となる。標準アンテナとしては、構造が簡単で理論計算により特性を求めることが容易な半波長共振ダイポールアンテナや標準ゲインホーンが用いられる。

3つめの較正法は、「送信アンテナが理想的である」と仮定する方法である。理論通りに電界強度を発生させることができる理想的な送信アンテナを用意し、受信アンテナとして AUC を置いた位置の電界強度を計算することで、AUC のアンテナ係数を決定する。この方法は、理論通りの電界を発生させる方法であることから「標準電界法」と呼ばれる。測定回数は1回で済むという利点があるが [9]、実際には、理想的な送信アンテナが用意できたとしても、電波が伝搬するサ

## 2 較正技術の研究開発

イトも理想的な状態でないと、AUC が置かれた場所の電界強度は理論値と一致しない。2つの条件が必要となるため、他の較正方法と比べて精度の高い較正を行うことが難しい。

これらをまとめた結果を表1に示す。NICTでは、30～1,000 MHzの半波長共振ダイポールアンテナの較正については、3つの方法のうち、受信アンテナが理論通りの特性を有するとして較正を行う「標準アンテナ法」を採用している。

### 3.2 標準アンテナ法

標準アンテナ法は、任意の送信アンテナから発射された電界の強度を、理論通り動作する標準アンテナを使って測定し、同一電界中にて、標準アンテナとAUCを置き換えて出力電圧を測定することで、AUCのアンテナ係数を決定する方法である[8]。

図6に示すのは、標準アンテナ法の概要である。まず、送信アンテナから放射された電波が平面波とみなせる距離だけ離れた、アンテナ係数が既知の標準アンテナを配置する。このとき、標準アンテナのアンテナ係数  $F_a(STD)$  と受信電圧  $V(STD)$  から、送信アンテナから放射された電界の強度  $E$  は、式(1)の関係を用いて、

$$E = F_a(STD) \cdot V(STD) \tag{6}$$

と求めることができる。次に標準アンテナとAUCを置き換えて、同一の電界強度  $E$  を受信、 $V(AUC)$  を測定する。このときAUCのアンテナ係数  $F_a(AUC)$  は、式(6)を式(1)に代入して、

$$F_a(AUC) = F_a(STD) \cdot \frac{V(STD)}{V(AUC)} \tag{7}$$

より決定できる。実際にはdBを用いて表示されるため、計算は加減算で行われる。

$$F_a^{dB}(AUC) = F_a^{dB}(STD) + V^{dB}(STD) - V^{dB}(AUC) \tag{8}$$

### 3.3 標準アンテナ

NICTが使用している標準アンテナは、図7(a)に示す市販の半波長共振ダイポールアンテナ(Schaffner-Chase社製6500)である[10]-[13]。このアンテナは、24周波数で共振するダイポールエレメント部と付属回路部から構成されており、周波数に応じてエレメン

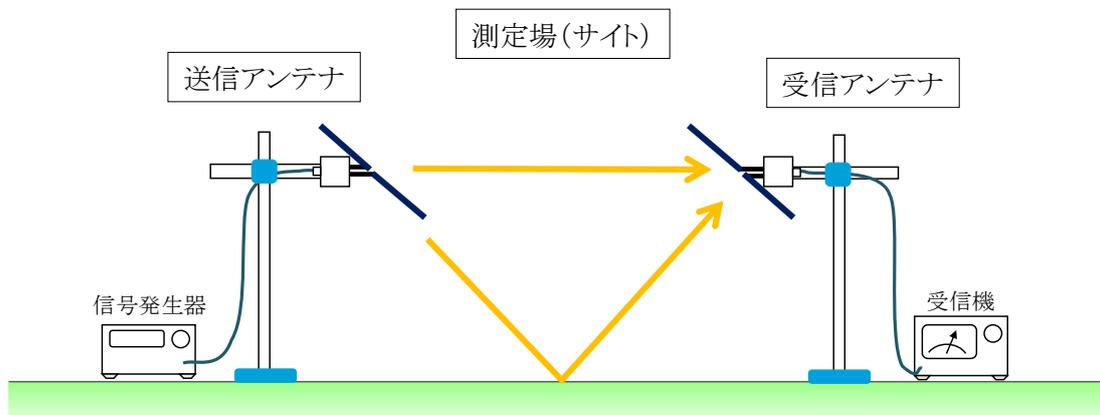


図5 アンテナ較正に必要な条件

表1 アンテナ較正法

較正法	条件	特徴
標準サイト法 (3アンテナ法)	・ サイトの特性が理論と一致	・ アンテナ係数が未知のアンテナ3個を使って較正 ・ 別の物理量からアンテナ係数を決定 ・ 測定回数3回
標準アンテナ法	・ 受信アンテナの特性が理論と一致	・ 標準アンテナを使って電界強度を測定し、被較正アンテナと置き換えて測定 ・ 測定回数2回
標準電界法	・ 送信アンテナの特性が理論と一致 ・ サイトの特性が理論と一致	・ 理論計算で得られる電界強度中に、被較正アンテナを置いて測定 ・ 送信アンテナの特性だけでなくサイトの特性も理論と一致しなければならない ・ 測定回数1回

トが取り替えられるよう、両者は分離できる構造となっている。図7(b)に内部構造を示す。付属回路部は、 $180^\circ$ ハイブリッド回路、固定減衰器及び同軸ケーブル(セミリジッド・ケーブル)からなる回路である。 $180^\circ$ ハイブリッド回路は、ポート  $\Delta$  から入力した信号が、ポート A 及び B から同振幅かつ逆位相で出力される回路であり、逆に、ポート A 及び B から同振幅かつ逆位相の信号が入力されたとき、両者が同位相となって合成された信号がポート  $\Delta$  から出力される回路である。いま、ポート A 及び B に特性が同じ固定減衰

器と同軸ケーブルを取り付けて、エレメントを取り付けるポート  $\beta$  及び  $\gamma$  を作る。ポート  $\Delta$  はポート  $\alpha$  と呼び変えれば、付属回路全体は3ポートの回路として取り扱うことができ、Sパラメータを使って表現することができる。NICTの標準アンテナは、ポート  $\beta$  及び  $\gamma$  はエレメントを接続するためにBMAコネクタが使われているが、SMAコネクタへの変換アダプタを用いることで、ベクトル・ネットワーク・アナライザ(以下、「VNA」)を用いてSパラメータを測定することができる構造となっている。エレメント取り付け部

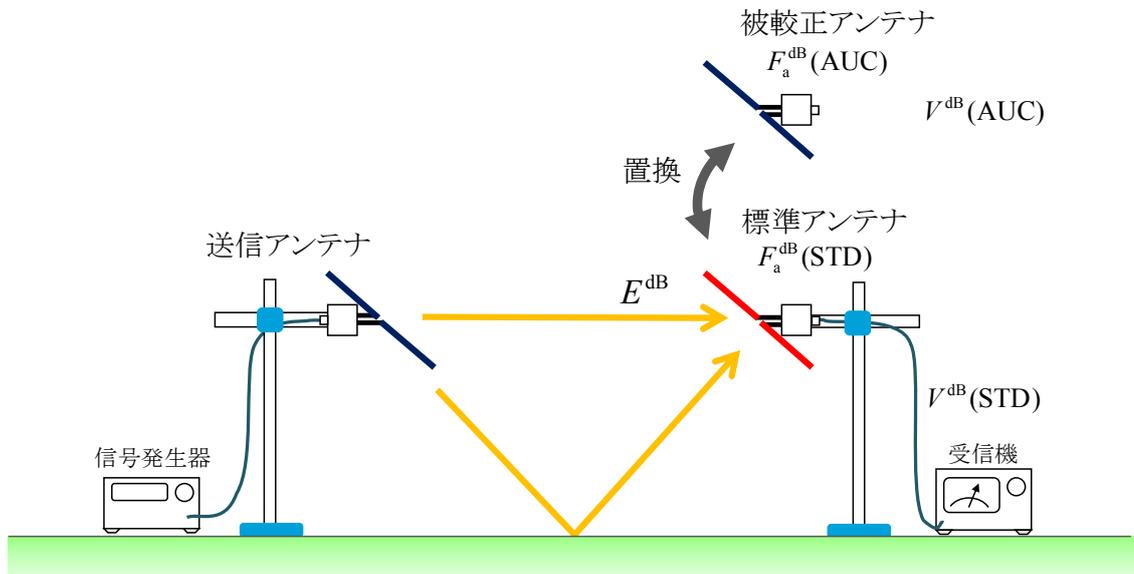
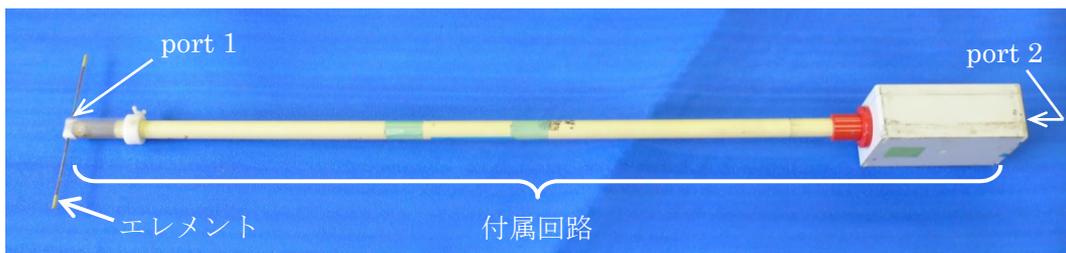
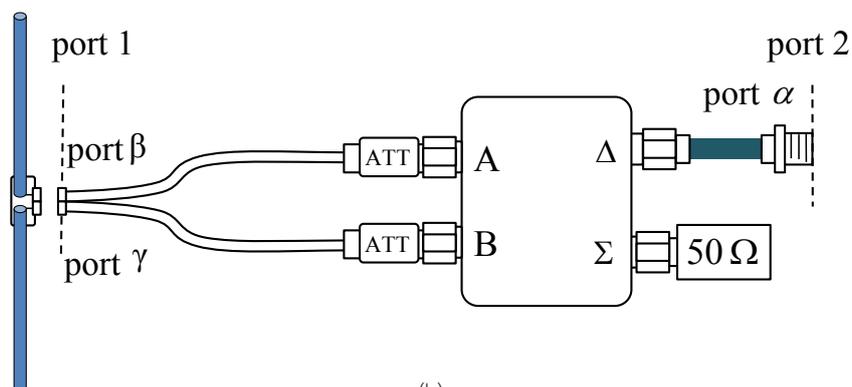


図6 標準アンテナ法



(a)



(b)

図7 標準アンテナ (Schaffner-Chase社 6500)

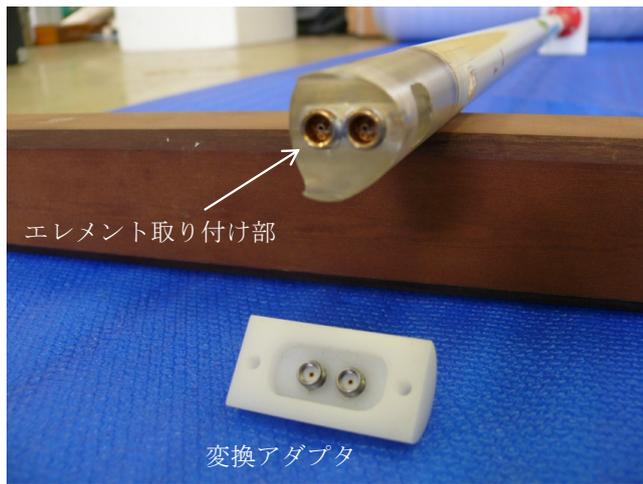


図8 エレメント取り付け部と変換アダプタ

表2 標準アンテナのアンテナ係数の経年変化  
アンテナの高さ  $h=2$  m

周波数 MHz	アンテナ係数 dB (1 / m)		
	2013 年	2014 年	2015 年
30	1.81	1.81	1.81
35	3.69	3.70	3.70
40	5.27	5.28	5.28
45	6.58	6.58	6.58
50	7.59	7.59	7.59
60	8.94	8.95	8.95
70	9.53	9.53	9.53
80	9.91	9.90	9.91
90	10.74	10.74	10.75
100	11.97	11.98	11.98
120	14.41	14.41	14.42
140	15.65	15.65	15.65
160	16.06	16.07	16.07
180	17.31	17.32	17.32
200	18.72	18.73	18.72
250	20.05	20.07	20.06
300	21.93	21.95	21.94
400	24.26	24.27	24.27
500	26.59	26.59	26.60
600	28.15	28.16	28.18
700	29.54	29.56	29.57
800	30.99	30.98	31.02
900	31.98	31.98	32.01
1,000	32.89	32.93	32.92

と変換アダプタを図8に示す。

さらに、ミックスド・モードSパラメータ (Mixed-mode S-parameter) の考え方をを用いて、ポート  $\beta, \gamma$  を差動信号を扱う1つのポートと見なし、付属回路全体を2ポート回路として取り扱うことを考える。ポート  $\beta, \gamma$  がつくるポートをポート1、ポート  $\alpha$  をポート2とすれば、

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{S_{\beta\beta} + S_{\gamma\gamma} - S_{\beta\gamma} - S_{\gamma\beta}}{2} & S_{\beta\alpha} - S_{\gamma\alpha} \\ \frac{S_{\alpha\beta} - S_{\alpha\gamma}}{2} & S_{\alpha\alpha} \end{bmatrix} \quad (9)$$

の関係をj得る。

このときポート1の差動信号に対する特性インピーダンスは  $Z'_0 = 100 \Omega$ 、ポート2の特性インピーダンスは  $Z_0 = 50 \Omega$  である。ダイポールエレメントの入力インピーダンス  $Z_a$  及び実効長  $l_e$  を、NEC2などの電磁界数値解析シミュレータを使って求めれば、式(4)または(5)に代入することでアンテナ係数を決定することができる。周波数30 MHz及び35 MHzでは、アンテナエレメントが自重で垂れ下がるため、エレメントの垂れ下がり具合を考慮して計算を行っている。

以上の手順を経て、標準アンテナのアンテナ係数を決定した結果を表2に示す。グランドプレーンからの高さを2 mのときの値である。24周波数について3年分(2013～2015年)の値を示しているが、どの周波数においても0.05 dB内の変動に収まっており、標準アンテナを安定した状態で維持できていることが分かる。

#### 4 較正結果

NICTでは、年1回の周期で、NICTが所有する半波長共振ダイポールアンテナの高さ2 mにおけるアンテナ係数  $F_a(2 \text{ m})$  を求めることで、較正結果の妥当性の確認を行っている。

AUCとして用いる半波長共振ダイポールアンテナは、アンリツ社製MP652Bダイポールアンテナ(30～250 MHz)、Schwarzbeck社製UHAPダイポールアンテナ(300～1,000 MHz)である。

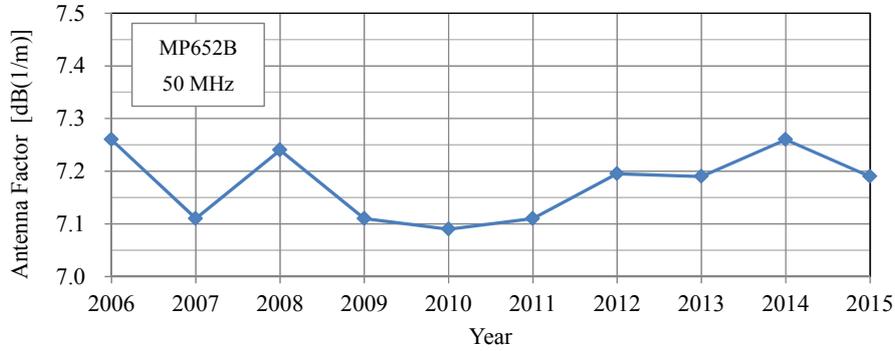
送信アンテナには、ハイブリッドアンテナ(Shaffner-Chase社製CBL6111)を使用し、アンテナ間距離は約20 m(30～250 MHz)、約10 m(300～1,000 MHz)で較正を実施している。

グランドプレーン上での測定では、送信アンテナから放射された電波は、受信アンテナへ、直接到達する直接波の他、グランドプレーンで反射した反射波が到達するため、2つの波が干渉を起こし、周波数によっては高さ2 mにおける電界強度が著しく弱くなる場合がある。この問題を解決するために、受信機の出力

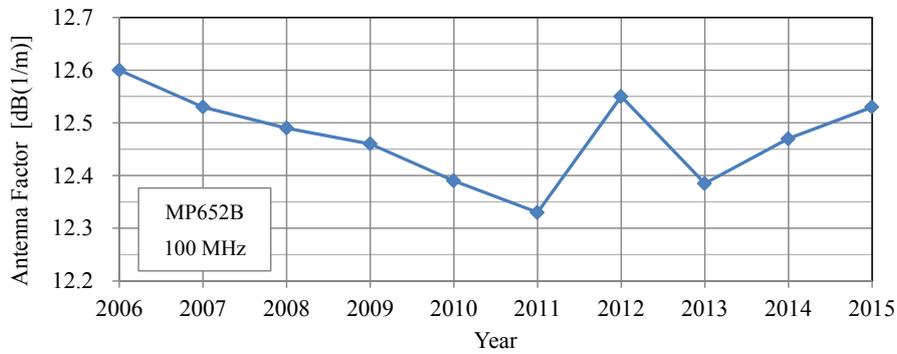
電圧が最大となるように、送信アンテナの高さを1～4 mの範囲で昇降させて較正を行っている。

図9に示すのは、周波数50, 100, 300, 1,000 MHzに

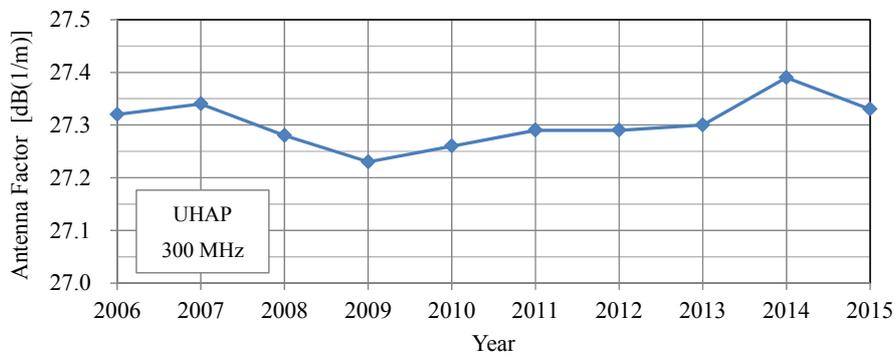
おける10年間(2006～2015年)の較正結果の推移である。いずれの周波数においてもアンテナ係数の値の変動量は±0.2 dB以内であり、安定した結果を提供



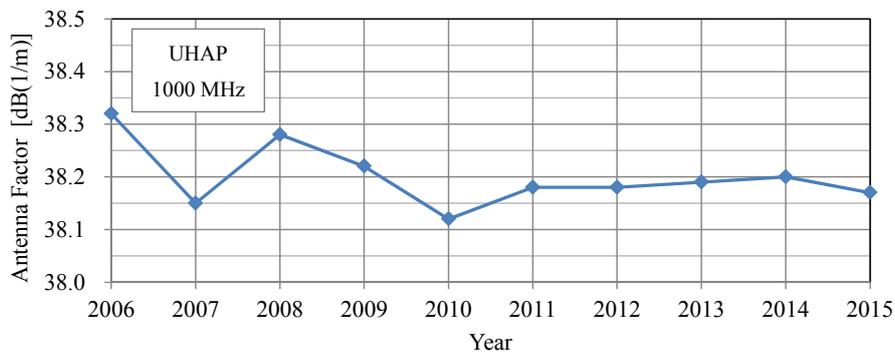
(a)



(b)



(c)



(d)

図9 較正結果

(a) 50 MHz, (b) 100 MHz, (c) 300 MHz, (d) 1,000 MHz

できていることが分かる。

## 5 不確かさ評価

標準アンテナ法により半波長共振ダイポールアンテナを較正した場合の不確かさについて検討した結果を以下に述べる [14]。較正值は式 (8) を用いるため、AUC を較正した結果の標準不確かさ  $u(F_a^{\text{dB}}(\text{AUC}))$  は、3つの不確かさ要因を、次式を用いて合成することで決定できる [15]。

$$u(F_a^{\text{dB}}(\text{AUC})) = \sqrt{u(F_a^{\text{dB}}(\text{STD}))^2 + u(V^{\text{dB}}(\text{STD}))^2 + u(V^{\text{dB}}(\text{AUC}))^2} \quad (10)$$

ここで、

$u(F_a^{\text{dB}}(\text{STD}))$  : 標準アンテナのアンテナ係数の標準不確かさ

$u(V^{\text{dB}}(\text{STD}))$  : 標準アンテナを用いて測定したときの受信電圧の標準不確かさ

$u(V^{\text{dB}}(\text{AUC}))$  : AUC を用いて測定したときの受信電圧の標準不確かさ

である。なお、式 (10) において感度係数の大きさは、すべて 1 であるため、式 (10) においては記載を省略した。

合成した結果は表 3(a) に示す。それぞれの不確かさの要因については、以下のとおり検討し、表 3(b) には標準アンテナのアンテナ係数の標準不確かさを求めた結果、表 3(c) には標準アンテナ及び AUC を用いて測定を行ったときの受信電圧の標準不確かさを求めた結果を示す。

また、本来は、周波数ごとに見積るべきであるが、30 ~ 1,000 MHz の 24 周波数において、最も大きい不確かさの値を採用して見積もっている。

### 5.1 標準アンテナのアンテナ係数の不確かさ

標準アンテナのアンテナ係数  $F_a(\text{STD})$  は S パラ

メータ測定値と、電磁界数値シミュレータ NEC2 を用いて求めており、不確かさの要因としては、以下の 5 項目について検討し、値を見積もった。

#### (1) 付属回路の S パラメータの測定の不確かさ

付属回路部分の S パラメータの測定は、VNA (アジレント・テクノロジー社製、E8362 B) を用いて行っており、同社から公開されている不確かさの情報 [16] から決定する。測定条件を当てはめると、S パラメータ測定の不確かさは 0.10 dB 以内と見積もられた。確率分布は、包含係数  $k=3$  (信頼の水準 99.73 %) の正規分布であるとして扱った。

#### (2) アンテナエレメント長の測定の不確かさ

NEC2 を用いて、エレメントの入力インピーダンスや実効長を計算するためには、アンテナエレメントの長さを入力する必要がある。アンテナエレメントの長さは巻尺を用いて測定を行っているが、測定の不確かさは、30 MHz において  $\pm 3$  mm 以内、1,000 MHz において  $\pm 1$  mm 以内であった。エレメントの長さを変化させて、NEC2 で計算を行い、アンテナ係数の変化量を計算したところ  $\pm 0.02$  dB 以内であった。確率分布は矩形分布として扱った。

#### (3) エレメント給電部のギャップによる不確かさ

標準アンテナは、図 7(b) に示すように、付属回路のポート 2 における、2本のセミリジッドケーブルの芯線によって、アンテナエレメントに給電する構造となっている。

図 10 に示すように、給電部は、エレメントの装着・交換が容易に行えるように、BMA コネクタが用いられているため、エレメント給電部には約 9 mm のギャップが存在する。

一方、NEC2 を用いて、ダイポールアンテナの理論値を計算する際には、エレメントの端から端までの長

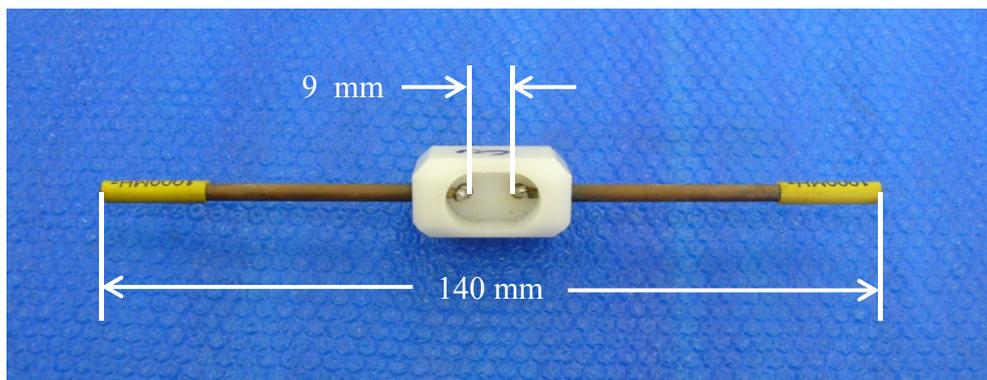


図 10 エレメント給電部のギャップ (1,000 MHz 半波長共振エレメント)

表3 不確かさバジェット  
半波長共振ダイポールアンテナ、30～1,000 MHz、アンテナ高さ2 m

(a) AUCのアンテナ係数の不確かさ

不確かさの要因	標準不確かさ	感度係数	寄与	備考
(1) $F_a$ (STD)	0.140 dB	1	0.140 dB	表3(b) 参照
(2) $V$ (STD)	0.199 dB	-1	0.199 dB	表3(c) 参照
(3) $V$ (AUC)	0.199 dB	1	0.199 dB	表3(c) 参照
合成標準不確かさ			0.314 dB	
拡張不確かさ (信頼の水準 約 95 %)			0.63 dB	包含係数 $k=2$

(b) 標準アンテナのアンテナ係数の不確かさ

不確かさの要因	不確かさ dB	分布	除数	標準 不確かさ	感度係数	寄与 dB
(1) 付属回路のSパラメータ	0.10	正規 ( $k=3$ )	3	0.033	1	0.033
(2) エレメントの長さ	0.02	矩形	$\sqrt{3}$	0.012	1	0.012
(3) エレメント給電部のギャップ	0.20	矩形	$\sqrt{3}$	0.116	1	0.116
(4) コモン・モード成分	0.07	矩形	$\sqrt{3}$	0.041	1	0.041
(5) 数値シミュレータ	0.10	矩形	$\sqrt{3}$	0.058	1	0.058
合成標準不確かさ						0.140

(c) 受信電圧測定の不確かさ

不確かさの要因	不確かさ dB	分布	除数	標準 不確かさ	感度係数	寄与 dB
(1) アンテナの高さ	0.05	矩形	$\sqrt{3}$	0.029	1	0.029
(2) アンテナ間距離	0.02	矩形	$\sqrt{3}$	0.012	1	0.012
(3) アンテナ方向	0.05	矩形	$\sqrt{3}$	0.029	1	0.029
(4) 不要結合	0.10	矩形	$\sqrt{3}$	0.058	1	0.058
(5) 指向性	-	-	-	-	1	0.000
(6) 測定器の表示分解能	0.005	矩形	$\sqrt{3}$	0.003	1	0.003
(7) 測定器のリニアリティ	0.05	矩形	$\sqrt{3}$	0.029	1	0.029
(8) 測定器のSN比	0.15	正規	1	0.150	1	0.150
(9) 不整合	0.05	U	$\sqrt{2}$	0.035	1	0.035
(10) 再現性	0.10	正規	$\sqrt{1}$	0.100	1	0.100
合成標準不確かさ						0.199

さを入力し、給電部にはギャップが無いものとして計算している。したがって、ギャップの有無の分だけ、入力インピーダンスや実効長が異なる計算結果が得られ、このギャップの影響は、周波数が高くなりエレメント長が短くなる程、大きくなることが考えられる。そこで、このギャップの間隔(9 mm)だけアンテナを短くして計算した場合についても計算し、2つの計算結果を用いてアンテナ係数を求め、給電部のギャップの不確かさとした。結果、エレメント長が短くなる程、差が大きくなり、700 ~ 1,000 MHz では最大 0.2 dB の差が生じた。確率分布は矩形分布として扱った。

#### (4) コモン・モード成分による不確かさ

ダイポールアンテナは差動信号成分(ディファレンシャル・モード成分)によって動作するが、動作に不要な同相信号成分(コモン・モード成分)が生じるかどうかは、付属回路部の特性に大きく左右される。NICT の標準アンテナについては、以下のように S パラメータを測定して、その大きさを見積もっている [14][17]。

式 (9) のように得られる S パラメータから、付属回路の特性として、ディファレンシャル・モード成分  $S_{1D}$  及びコモン・モード成分  $S_{1C}$  は、それぞれ、

$$S_{1D} = S_{21} = \frac{S_{af} - S_{ay}}{2} \quad (11)$$

$$S_{1C} = S_{af} + S_{ay} \quad (12)$$

で与えられる。ここで、両者の比  $S_{1C}/S_{1D}$  を求めると、すべての周波数で 0.01 程度であり、コモン・モード成分の発生は、十分小さい。

コモン・モード成分の影響は、コモン・モード成分の電流が  $S_{1C}/S_{1D}$  の割合だけ、 $\lambda/4$  モノポールアンテナに流れたとして、それによる誘起電圧が、ディファレンシャル・モード成分による誘起電圧に加わったとして、アンテナ係数を算出して求めた。2つの成分の比  $S_{1C}/S_{1D}$  を 0.01 としたとき、アンテナ係数の変動は 0.07 dB 以下となった。確率分布は矩形分布として扱った。

#### (5) 数値計算の不確かさ

電磁界数値シミュレータ NEC2 は、モーメント法に基づく数値計算を行うシミュレータである。モーメント法では、エレメントを、セグメントと呼ばれる波長に比べて短い長さのエレメントに分割して計算を行うが分割数によって結果が変化することが分かっている。また、同じモーメント法でも、NEC2 はポイントマッチング法と呼ばれる手法を用いているが、ガラキン法と呼ばれる手法も広く用いられており、これら

手法の違いが異なる結果を与えることが分かっている。セグメント数の違い、手法の違いによる結果を比較し、不確かさが 0.1 dB 以下であることを確認した。確率分布は矩形分布として扱った。

以上の不確かさ要因を合成すると、表 3 (b) に示すように、標準ダイポールアンテナのアンテナ係数の不確かさは、0.140 dB と見積もられた。

## 5.2 受信電圧測定の不確かさ

送信アンテナから放射された電界を、標準ダイポールアンテナを用いて測定したとき、また、同一の場所に AUC を置き換えて測定したときの電圧測定の不確かさについて、次の 10 項目の要因を検討し、値を見積もった。

### (1) アンテナの高さの不確かさ

高さ 2 m の場所に、標準アンテナ又は AUC を置いて測定するとき、高さ設定の不確かさは  $\pm 1$  cm 以下である。4 で述べたように、受信電圧が大きくなるように、周波数ごとに送信アンテナの高さを変化させて測定しているが、受信アンテナに到達する直接波と反射波の成分が強め合って、受信電圧が極大となる場合には、高さ方向に対する電界強度の変化は小さくなる。 $\pm 1$  cm 変化させたとき、電界強度の変化は、すべての周波数において  $\pm 0.05$  dB 以内であり、最終的に得られる AUC のアンテナ係数の変化も  $\pm 0.05$  dB 以内であった。確率分布は矩形分布として扱った。

### (2) アンテナ間距離の不確かさ

送信アンテナから、20 m または 10 m 離れた場所に、標準アンテナ又は AUC を置いて測定を行うとき、位置ずれの不確かさは  $\pm 1$  cm 以下である。 $\pm 1$  cm 変化させたとき、電界強度の変化は、すべての周波数において  $\pm 0.02$  dB 以内であり、AUC のアンテナ係数の変化も  $\pm 0.02$  dB 以内であった。確率分布は矩形分布として扱った。

### (3) アンテナ方向の不確かさ

アンテナを設置する場合、送信アンテナに正対し、かつ水平に配置する必要があるが、実際の較正時には、 $\pm 2^\circ$  以内のずれを生じる可能性がある。NEC2 を用いてシミュレーションした結果、AUC のアンテナ係数への不確かさは 0.05 dB 以下であった。確率分布は矩形分布として扱った。

### (4) 送受信アンテナ間の不要結合の影響

標準アンテナ及び AUC は、不要な結合が生じるこ

とを防ぐために、送信アンテナから、波長に比べて十分に離す必要がある。周波数 30 MHz では 20 m の距離を確保しているが、波長が 10 m あるため 2 波長しか離れていないことになる。このとき、結合による影響は、NEC2 によるシミュレーションにより、0.1 dB 以内であった。確率分布は矩形分布として扱った。

#### (5) 指向性の違いによる不確かさ

標準アンテナ法では、標準アンテナと AUC の構造が異なる場合、アンテナの指向性の違いが較正結果に不確かさを与える。4 の較正は、AUC も半波長共振ダイポールアンテナであるため、指向性の違いは生じないとして、不確かさは 0 dB であるとした。指向性が異なるアンテナを較正する場合には、周囲物体からの反射やグランドプレーンからの反射の違いを、不確かさ要因として考慮しなければならない。

#### (6) 測定器の表示分解能の不確かさ

較正に用いる測定器としては、VNA (アジレント・テクノロジー社製、E8357 A) を用いているが、デジタル表示される測定値の分解能は 0.01 dB であるため、 $\pm 0.005$  dB を不確かさとして見積もる。確率分布は矩形分布として扱った。

#### (7) 測定器のリニアリティ

VNA のリニアリティは、国家標準にトレーサブルな高周波減衰器を用いて確認している。高周波減衰器の較正結果と VNA に表示される値との差は、すべての周波数において  $\pm 0.05$  dB 以下であったため、0.05 dB を不確かさとして見積もる。確率分布は矩形分布として扱った。なお、VNA を用いて測定を行っており、信号発生器からの出力も測定しているため、信号発生器の出力の変動は、較正結果に影響しない。

#### (8) 測定器の SN 比による不確かさ

受信信号のレベルが最も小さくなるのは 1,000 MHz であるため、1,000 MHz における測定値を用いて評価する。1,000 MHz において、SN 比 (信号対雑音比) は 35 dB 以上確保できている。この際、標準不確かさは 0.15 dB 以下となる。確率分布は正規分布として扱った。

#### (9) 不整合による不確かさ

不整合の影響は、標準アンテナまたは AUC の反射係数  $\Gamma_a$  及び、アンテナに接続するケーブル端から、受信器側をみたときの反射係数  $\Gamma_L$  を実測し、次式を用いて、不確かさを求める。なお、符号は、不確かさの値が大きくなる符号を採用する。

$$u(M) = 20 \log_{10} (1 \pm |\Gamma_a| |\Gamma_L|) \quad [\text{dB}] \quad (13)$$

ケーブル端には、不整合による多重反射の影響を低減するために固定減衰器 (6 dB) を接続しているため、得られる不確かさは、周波数に依らず 0.05 dB 以下である。確率分布は U 分布として扱った。信号発生器と送信アンテナとの間にも、不整合は生じるが、標準アンテナ法では、測定を 2 回行うために不整合の影響は相殺され、AUC のアンテナ係数の不確かさには影響を与えない。

#### (10) 測定の再現性

測定の再現性は、過去の経験からプールされた実験標準偏差 [15] が 0.10 dB であることから、標準不確かさは  $0.10 \text{ dB} (=0.10 / \sqrt{1})$  として、不確かさを見積もっている。確率分布は正規分布である。

なお、実際の較正においては 2 回測定を行い、両者の差が  $\pm 0.15$  dB 以内であることを確認している。もし  $\pm 0.15$  dB を超える差が生じた場合には、原因を調べ、再測定を行うことにしている。

以上の不確かさ要因を合成すると、表 3(c) に示すように、受信電圧測定の不確かさが求められ、不確かさは 0.199 dB と見積もられた。

### 5.3 不確かさバジェット

不確かさの要因を合成した結果を表 3(a) に示す。拡張不確かさは、信頼の水準約 95 % となるよう包含係数  $k=2$  を使って計算しており、その値は、0.63 dB となった。

表 3(a) ~ (c) を見ると、不確かさの要因として大きな影響を与えているのは、標準アンテナのアンテナ係数の不確かさにおいては、エレメント給電部のギャップによる影響である。この問題を解決するためには、周波数が高い場合には、ギャップ間隔が狭くなるよう構造を改造する必要がある。一方、受信電圧測定においては、項目 (8) に挙げた SN 比による不確かさ及び項目 (10) の再現性である。SN 比を大きくし、再現性を向上させるためには、送受信アンテナ間距離を近づければよい。ただし、項目 (4) に挙げたように、送信アンテナとの距離が近くなると不要な結合が生じるため、不要結合を考慮しつつ較正する周波数に応じて、送受信アンテナ間の距離を適切に設定する必要がある。

## 6 おわりに

周波数 30 ~ 1,000 MHz で用いる半波長共振ダイ

## 2 較正技術の研究開発

ポールアンテナを、標準アンテナ法により較正する方法について述べ、較正結果に付随する不確かさについて検討した。これまでに、継続的に実施してきたダイポールアンテナの較正結果は、 $\pm 0.2$  dB 以下の範囲で一致しており、安定した較正が実施できていることを示した。また、標準アンテナ法によるダイポールアンテナ較正の拡張不確かさ ( $k=2$ ) は、0.63 dB と見積もられた。

30 ~ 1,000 MHz を使った無線通信が盛んに行われており、この周波数帯で使用する EMI 測定用アンテナの較正の必要性は高まっている。今後は、大型電波暗室でのアンテナ較正技術について研究を行う予定である。

### 【参考文献】

- 1 Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-4: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Antennas and test sites for radiated disturbance measurements, CISPR 16-1-4, Edition 3.1, 2012-07.
- 2 VCCI 協会, VCCI 規定集 付則 1 技術基準, V-3/2015.04, April 2015
- 3 K. Fujii, and A. Sugiura, "Average of the Height-Dependent Antenna Factor," IEICE Trans. on Commun., vol.E880B, no.8, pp.3108-3114, Aug. 2005.
- 4 岩崎 俊, 電磁波計測 - ネットワークアナライザとアンテナ -, コロナ社, Oct. 2007.
- 5 J. C. Logan, and A. J. Burke, Numerical Electromagnetic Code, Naval Ocean System Center, CA, USA, 1981.
- 6 A. Sugiura, T. Morikawa, K. Koike, and K. Harima, "An Improvement in the Standard Site Method for Accurate EMI Antenna Calibration," IEICE Trans. on Commn., vol.E78-B, no.8, pp.1229-1237, Aug. 1995.
- 7 R. G. FitzGerrell, "Standard Linear Antennas, 30 to 1000 MHz," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol.AP-34, no.12, pp.1425-1429, Dec. 1986.
- 8 Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - EMC antenna calibration, CISPR 16-1-6, Edition 1.0, Dec. 2014.
- 9 T. Morioka, T. Nakamori, and K. Komiyama, "A Method to Calibrate Antenna Factor by a Single Site Attenuation," Precision Electromagnetic Measurement Digest, Tu4c24, pp.198-199, 2004.
- 10 M. J. Alexander, M. J. Salter D. A. Knight, B. G. Loader, and K. P. Holland, "Calibration and use of antennas, focusing on EMC applications," A National Measurement Good Practice Guide, no.73, Dec. 2004, available from [http://www.npl.co.uk/publications/good\\_practice/](http://www.npl.co.uk/publications/good_practice/)
- 11 M. Alexander, M. Salter, B. Loader, and D. Knight, "Broadband Calculable Dipole Reference Antenna," IEEE Trans. on EMC, vol.44, no.1, pp.45-58, Feb. 2002.
- 12 M. Alexander and M. Salter, "EMC antenna calibration and the design of an open area antenna range," Proc. of Electromagnetic Measurements Conf., pp.31/1-31/3, Nov. 1989.
- 13 Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and method - Part 1-5: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - Antenna calibration sites and reference test site for 5 MHz to 18 GHz, CISPR 16-1-5, Edition 2.0, 2014-12.
- 14 小池 国正, 杉浦 行, 大谷 晃, 増沢 博司, 山中 幸雄, "標準アンテナ法の Uncertainty," 電子情報通信学会技術報告, EMCJ98-70, pp.75-80, Oct. 1998.
- 15 飯塚 幸三, 計測に於ける不確かさの表現ガイド, 日本規格協会, Nov. 1996.
- 16 Keysight Technologies, Vector Network Analyzer Uncertainty Calculator, <http://www.keysight.com/main/software.jsp?cc=JP&lc=jpn&ckey=100000418:epsg:sud&nid=-33080.0.00&id=100000418:epsg:sud>
- 17 杉浦 行, 山中 幸雄, "EMI アンテナ校正用標準ダイポールアンテナ," 電

子情報通信学会 1998 総合大会, B-4-72, March 1998.



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



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



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



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



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