

# 論文

## ハイブリッド結合器と可動短絡を用いた Wheeler 法による放射効率の測定及びその不確かさ評価

小林 陽平<sup>†</sup>      石井 望<sup>†a)</sup>

### Uncertainty Evaluation for Radiation Efficiency Measurement Based on Wheeler Method Using Hybrid Coupler and Sliding Short

Yohei KOBAYASHI<sup>†</sup> and Nozomu ISHII<sup>†a)</sup>

あらまし 反射係数測定における測定の不確かさを取り除く方法として、 $180^\circ$  3 dB ハイブリッド結合器の減算機能の利用が提案されている。我々は、ハイブリッド結合器に接続するリファレンス標準として可動短絡を用いることで任意の反射係数を測定する手法を提案した。更に、測定系全体の  $S$  パラメータを考慮することで、算出された反射係数がベクトルネットワークアナライザで直接測定された反射係数とよい一致を示すことを実験的に確認した。本論文では、この手法を Wheeler 法に適用し、いくつかのアンテナに対して放射効率を測定した。更に、放射効率を算出するために測定した反射係数及び伝送係数に関する不確かさを用いて、モンテカルロ法により放射効率の算出式の不確かさに関するシミュレーションを行った。我々の提案した手法を用いた場合と直接ベクトルネットワークアナライザに接続して反射係数を測定した場合における不確かさを比較することで、我々の提案した手法が不確かさの軽減に有効であるという可能性に言及する。

キーワード  $180^\circ$  3 dB ハイブリッド結合器, Wheeler 法, 放射効率, 不確かさ, モンテカルロ法

## 1. まえがき

小形アンテナの放射効率の簡易測定法として、Wheeler 法が知られている [1]。Wheeler 法では、アンテナを自由空間に設置したときの反射係数及びアンテナを放射抑制シールドで覆ったときの反射係数を測定することで放射効率を求める。一般にベクトルネットワークアナライザ (VNA: Vector Network Analyzer) を用いて反射係数は測定されるが、反射係数の大きさが 1 に近いほど、測定の不確かさが増すことが知られている。アンテナを放射抑制シールドで覆うと、アンテナ及びシールドにおける電力損失を除いてすべての入力電力が給電ポートに戻って来ることになるので、反射係数の大きさは 1 に近くなる。このため、Wheeler 法により測定される放射効率の不確かさは、アンテナを放射抑制シールドで覆ったときの反射

係数測定の不確かさに大きく支配される [2]。そこで、VNA による 1 ポート反射測定の代替となり得る測定法を確立することが望まれる。

大きさが 1 に近い反射係数における測定の不確かさを軽減する方法として、ハイブリッド結合器を用いた手法が Randus らによって発表された [3], [4]。この手法は、被測定デバイス (DUT: Device Under Test) とほぼ同じ反射係数の値を示す参照標準 (RS: Reference Standard) を用意し、 $180^\circ$  3 dB ハイブリッド結合器を用いて、それらの反射係数の差分を求め、必要に応じてその差分を増幅し、伝送係数を測定することで DUT の反射係数を得る。しかし、用意する RS の反射係数に近い DUT あるいはそれに負号を付けた値の DUT にしか対応できず、その適用範囲は限定的であった。また、DUT の反射係数が既知値でなければ RS を用意することが困難であるという問題があった。

そこで我々は、ハイブリッド結合器を利用した 2 ポート伝送測定により任意の DUT の反射係数を得る方法を提案した [5]。この方法では、反射係数の大きさが一定で、位相が変化するような RS を利用する。具体的

<sup>†</sup> 新潟大学大学院自然科学研究科, 新潟市  
Faculty of Engineering, Niigata University 8050, Ikarashi 2-cho, Nishi-ku, Niigata-shi, 950-2181 Japan

a) E-mail: nishii@niigata-u.ac.jp

には、RSとして、ラインストレッチャにショート及び3dBの減衰器を接続して構成される可動短絡を採用した。可動短絡の位相を変化させることで、反射係数面におけるRSの反射係数の軌跡は円となる。ハイブリッド結合器に適切なDUT及びRSを接続し、残りの2ポート間での伝送係数を測定することにすれば、この伝送係数の軌跡も伝送係数面で円となる。この円の中心と半径を最小二乗法により決定することで、任意のDUTの反射係数が得られる。

本論文では、まず我々が提案する手法によって任意の反射係数を測定し、得られた反射係数が、VNAで直接測定されたDUTの反射係数に近い値であることを実験的に確認する。DUTとして先端ショートの伝送線路を使用する。このとき、VNAで直接測定されたDUTの反射係数の大きさは1に近く、不確かさは大きく見積もられる。しかし、本論文では提案する手法の原理的な検証を目的とするため、VNAで直接測定された反射係数と比較することで、提案手法の妥当性を議論する。次に、この手法をWheeler法に適用し、モノポールアンテナ及びループアンテナ、逆Fアンテナの放射効率を測定する。更に、各アンテナの放射効率測定に関する不確かさについて検討を行う。不確かさ評価にはモンテカルロ法を利用する[2]。モンテカルロ法は、不確かさ要因に対して、測定値を平均値とし、標準偏差を標準不確かさとするガウス分布となるようにランダムに仮想測定値を生成した上で、統計的に測定量の不確かさを評価する方法である。我々が提案する手法を利用する場合、Wheeler法による放射効率が複雑な演算の結果として得られるため、系統的な不確かさによる評価は現実的ではなく、モンテカルロ法を用いた数値シミュレーションによる不確かさ評価を行うのが適切であると判断した。また、従来のVNAで直接反射係数を測定するWheeler法による放射効率測定に対しても、モンテカルロ法による不確かさ評価を行い、我々の提案する測定手法に関する不確かさと比較する。

## 2. ハイブリッド結合器と可動短絡を用いた任意の反射係数測定

### 2.1 理想的なハイブリッドを仮定した反射係数推定

図1に示すようにポート番号を設定するとき、理想的な180°3dBハイブリッド結合器の散乱行列は

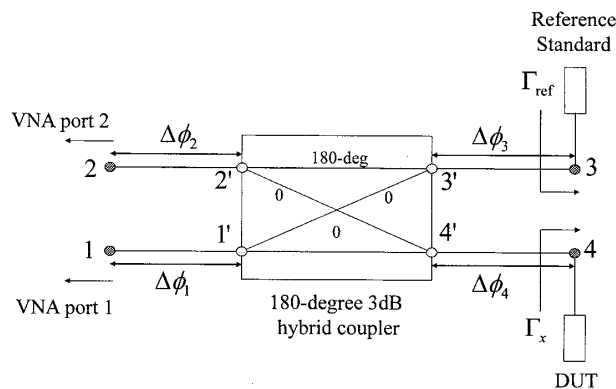


図1 測定系の概略図  
Fig.1 Schematic diagram of measurement system.

$$[S] = -\frac{j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

で与えられる。180°3dBハイブリッド結合器における理想的なポートをコネクタ接続可能なポートとして利用できないため、理想的なポートとコネクタ接続できるポートの間に伝送線路を仮定する。図1に示すように、ハイブリッドのコネクタ接続可能なポートをプライムなしの番号*i*で表し、理想的なポートをプライム付きの番号*i'*で表すことにする。以降、*i, j = 1, 2, 3, 4*とする。ポート*i*とポート*i'*の間の位相差Δφ<sub>*i*</sub>は、VNAのタイムドメイン機能を利用し、その間の所要時間差Δ*t*<sub>*i*</sub>を測定することで

$$\Delta\phi_i = \omega\Delta t_i \quad (2)$$

と与えられる。ただし、ωは角周波数とする。次に、ハイブリッドのコネクタ接続可能なポート及び理想的なポートに関する*S*パラメータをそれぞれ*S*<sub>*ij*</sub>及び*S'*<sub>*ij*</sub>とすると、これらに間に

$$S_{ij} = S'_{ij}e^{-j(\Delta\phi_i + \Delta\phi_j)} \quad (3)$$

の関係がある。コネクタ接続できるポート*i*における入射波及び反射波に関する波振幅を*a*<sub>*i*</sub>及び*b*<sub>*i*</sub>とする。図1に示すように、ポート3にRSを接続し、ポート4にDUTを接続するとき、RS及びDUTの反射係数はΓ<sub>ref</sub> = *a*<sub>3</sub>/*b*<sub>3</sub>及びΓ<sub>*x*</sub> = *a*<sub>4</sub>/*b*<sub>4</sub>で与えられる。また、ポート1からポート2への伝送係数*T*<sub>21</sub> = *b*<sub>2</sub>/*a*<sub>1</sub>|<sub>*a*<sub>2</sub>=0</sub>は

$$T_{21} = S_{21}$$

$$\begin{aligned}
 &+ \frac{S_{23}[S_{31}(1 - S_{44}\Gamma_x)\Gamma_{\text{ref}} + S_{34}S_{41}\Gamma_x\Gamma_{\text{ref}}]}{(1 - S_{33}\Gamma_{\text{ref}})(1 - S_{44}\Gamma_x) - S_{34}S_{43}\Gamma_x\Gamma_{\text{ref}}} \\
 &+ \frac{S_{24}[S_{41}(1 - S_{33}\Gamma_{\text{ref}})\Gamma_x + S_{43}S_{31}\Gamma_x\Gamma_{\text{ref}}]}{(1 - S_{33}\Gamma_{\text{ref}})(1 - S_{44}\Gamma_x) - S_{34}S_{43}\Gamma_x\Gamma_{\text{ref}}}
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

と与えられる。ここで、ハイブリッドが理想的であり、その  $S$  パラメータ  $S'_{ij}$  が式 (1) により与えられるならば、伝送係数  $T_{21}$  は

$$T_{21} = \frac{1}{2}e^{-j(\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2)}(\Gamma_{\text{ref}}e^{-j2\Delta\phi_3} - \Gamma_x e^{-j2\Delta\phi_4})
 \tag{5}$$

となる。ここで、伝送線路による位相差を無視すれば、すなわち、 $\Delta\phi_i = 0$  とすれば、上式は Randus らの定式化において増幅器の利得を 1 とした場合に一致する [3]。

さて、可動短絡により  $\Gamma_{\text{ref}}$  の値を変化させると、反射係数面において  $\Gamma_{\text{ref}}$  は円を描く。その円の中心を  $z_{\text{ref}}$  とし、半径を  $r_{\text{ref}}$  とする。このとき、式 (5) より伝送係数面において  $T_{21}$  は円を描く。その中心  $z_c$  及び半径  $r_c$  は

$$z_c = \frac{1}{2}e^{-j(\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2)}(z_{\text{ref}}e^{-j2\Delta\phi_3} - \Gamma_x e^{-j2\Delta\phi_4})
 \tag{6}$$

$$r_c = \frac{1}{2}r_{\text{ref}}
 \tag{7}$$

と与えられる。式 (6) を  $\Gamma_x$  について解くと、DUT の反射係数は

$$\Gamma_x = z_{\text{ref}}e^{j2(\Delta\phi_4 - \Delta\phi_3)} - 2z_c e^{j(\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 + 2\Delta\phi_4)}
 \tag{8}$$

で与えられる。ここで、参照標準の反射係数  $\Gamma_{\text{ref}}$  は、可動短絡を VNA のポートに直接接続し、可動短絡を動かして反射係数を測定することで得られる。また、 $\Gamma_{\text{ref}}$  が描く円の中心  $z_{\text{ref}}$  と半径  $r_{\text{ref}}$  は、最小二乗法を用いて円弧上の  $N$  ( $N \geq 3$ ) の点から求めることができる [6]。一方、伝送係数  $T_{21}$  は、図 3 の測定系において可動短絡を動かして伝送係数を測定することで得られ、 $T_{21}$  が描く円の中心  $z_c$  と半径  $r_c$  も同様に最小二乗法を用いて求めることができる。伝送係数面における  $N$  個の  $\Gamma_{\text{ref}}$  及び  $T_{21}$  が円を描く様子の模式図を図 2 に示す。

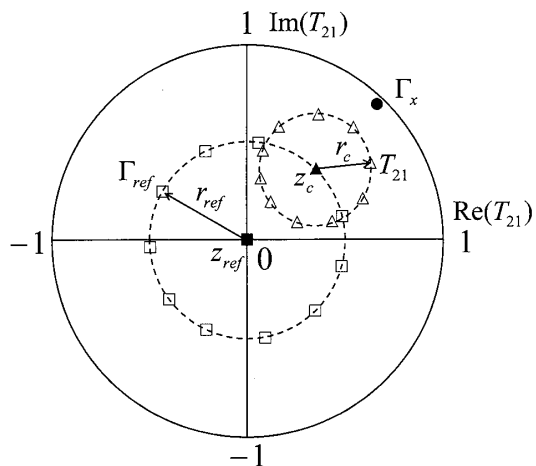


図 2 伝送係数面における  $T_{21}$ ,  $\Gamma_{\text{ref}}$  等の模式図  
Fig. 2 View showing a frame format of  $T_{21}$  and  $\Gamma_{\text{ref}}$  on a transmission plane.

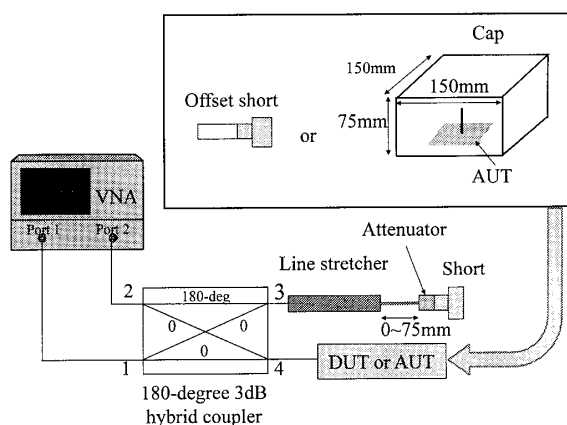


図 3 実際の測定系  
Fig. 3 Practical setup of measurement system.

## 2.2 ハイブリッドを含む測定系の $S$ パラメータを考慮した測定

一般に、測定に使用する  $180^\circ$  3dB ハイブリッド結合器が理想的ではない。また各ポートにおける挿入損失や位相差が測定結果に影響する。そこで、図 1 に示す 4 ポート回路網の  $S$  パラメータ  $S_{ij}$  をすべて測定し、以下の手順より DUT の反射係数  $\Gamma_x$  を算出する必要がある。

図 1 の測定系における伝送係数  $T_{21}$  は、式 (4) と同様であり、更に簡略化すると

$$\begin{aligned}
 T_{21} &= \frac{E_1 + E_2\Gamma_x + E_3\Gamma_{\text{ref}} + E_4\Gamma_x\Gamma_{\text{ref}}}{1 - E_5\Gamma_x - E_6\Gamma_{\text{ref}} - E_7\Gamma_x\Gamma_{\text{ref}}} \\
 &= \frac{F_1 + F_2\Gamma_{\text{ref}}}{1 - F_3\Gamma_{\text{ref}}}
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

で表現される。ただし

$$\begin{aligned}
 E_1 &= S_{21}, E_2 = - \begin{vmatrix} S_{21} & S_{24} \\ S_{41} & S_{44} \end{vmatrix}, \\
 E_3 &= - \begin{vmatrix} S_{21} & S_{23} \\ S_{31} & S_{33} \end{vmatrix}, E_4 = \begin{vmatrix} S_{21} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{43} & S_{44} \end{vmatrix}, \\
 E_5 &= S_{44}, E_6 = S_{33}, E_7 = - \begin{vmatrix} S_{33} & S_{34} \\ S_{43} & S_{44} \end{vmatrix} \quad (10)
 \end{aligned}$$

及び

$$\begin{aligned}
 F_1 &= \frac{E_1 + E_2 \Gamma_x}{1 - E_5 \Gamma_x}, F_2 = \frac{E_3 + E_4 \Gamma_x}{1 - E_5 \Gamma_x}, \\
 F_3 &= \frac{E_6 + E_7 \Gamma_x}{1 - E_5 \Gamma_x} \quad (11)
 \end{aligned}$$

とする。ここで、 $E_1, E_2, \dots, E_7$  は  $S_{ij}$  の測定より既知である。図 3 の測定系において、式 (9) から、 $\Gamma_{\text{ref}}$  が反射係数面で円を描くなら、伝送係数  $T_{21}$  は伝送係数面で円を描く。 $T_{21}$  の中心  $z_c$  と半径  $r_c$  は、 $\Gamma_{\text{ref}}$  の中心  $z_{\text{ref}}$  と半径  $r_{\text{ref}}$  を用いて

$$z_c = \frac{(F_1 + F_2 z_{\text{ref}})(1 - F_3 z_{\text{ref}})^* + r_{\text{ref}}^2 F_2 F_3^*}{|1 - F_3 z_{\text{ref}}|^2 - r_{\text{ref}}^2 |F_3|^2} \quad (12)$$

$$r_c = \frac{r_{\text{ref}} |F_1 F_3 + F_2|}{\left| |1 - F_3 z_{\text{ref}}|^2 - r_{\text{ref}}^2 |F_3|^2 \right|} \quad (13)$$

与えられる。式 (12) 及び (13) において、 $F_1, F_2, F_3$  に含まれる  $\Gamma_x$  以外はすべて既知である。実際、付録に示すように、式 (12) 及び (13) は  $\Gamma_x$  の実部と虚部に関する二変数連立二次方程式とみなすことができ、この連立方程式を解くことにより  $\Gamma_x$  が決定される。

### 2.3 測定手順

測定は図 3 の測定系で行う。180° 3dB ハイブリッド結合器としては Cernex, Inc. 製 CHC0102U622T を使用した。RS としては、ラインストレッチャ (ヒロセ電機: HLS-JJ-1(40)) に 3dB の減衰器及びショートを接続した可動短絡を使用した。ラインストレッチャはネジ止め式であり、0mm から 75mm まで動かすことが可能で、目視により 5mm 間隔で動かす。測定手順は次のとおりである。

(1) 4ポート回路網のすべての  $S_{ij}$  を測定し、式 (10) 及び (11) より  $F_1, F_2, F_3$  を求める。

(2) 図 3 の測定系において可動短絡を動かして伝送係数  $T_{21}$  を測定し、 $T_{21}$  が描く円の中心  $z_c$  と半径

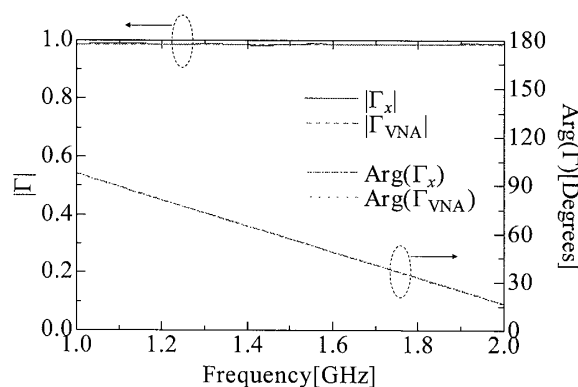


図 4 先端ショートの伝送線路に対する  $\Gamma_x$  と  $\Gamma_{\text{VNA}}$  の比較

Fig. 4 Comparison of  $\Gamma_x$  with  $\Gamma_{\text{VNA}}$  for transmission line terminated short.

$r_c$  を求める。

(3) 可動短絡を VNA のポートに直接接続し、可動短絡を動かして反射係数  $\Gamma_{\text{ref}}$  を測定し、 $\Gamma_{\text{ref}}$  が描く円の中心  $z_{\text{ref}}$  と半径  $r_{\text{ref}}$  を求める。

(4) 以上により求められた  $F_1, F_2, F_3$  及び  $z_c, r_c, z_{\text{ref}}, r_{\text{ref}}$  を式 (12) 及び (13) に代入し、この連立方程式を解くことで  $\Gamma_x$  を算出する。

### 2.4 提案手法の動作確認

我々が提案した測定手法の可能性を検証するために、VNA に直接接続して反射係数を測定した結果との比較を行い、提案手法の妥当性を議論する。図 4 は、DUT として先端ショートの伝送線路を接続した場合のハイブリッド結合器を用いた測定により算出された  $\Gamma_x$  及び VNA で直接測定された  $\Gamma_{\text{VNA}}$  の大きさと位相の比較である。ここで、測定周波数範囲は 1.0 GHz から 2.0 GHz とした。なお、本論文では VNA として Agilent N5230A を使用している。図 4 から、大きさに関して 1.0 GHz から 2.0 GHz における両者の違いの平均値は 0.17% であり、位相差の平均値は 0.2° であった。このように、我々の提案した手法により任意の反射係数を推定することの可能性が実験的に示唆された。

## 3. Wheeler 法に基づく放射効率測定と不確かさ評価

### 3.1 Wheeler 法に基づく放射効率評価

ハイブリッド結合器と可動短絡を用いた反射係数測定の手法を、Wheeler 法に適用して放射効率を評価する。Wheeler 法による放射効率評価では、被測定アンテナ (AUT: Antenna Under Test) を自由空間に設

置したときの入力特性及び放射抑制シールド内に設置したときの入力特性を測定する [1], [2]. 着目する入力特性に応じて, Wheeler 法による放射効率の評価式はいくつか存在する [2]. 本論文では, 下記の反射係数の大きさに着目する放射効率の評価を行う.

$$\eta = \frac{|\Gamma^s|^2 - |\Gamma^f|^2}{1 - |\Gamma^f|^2} \quad (14)$$

ここで,  $|\Gamma^f|$  及び  $|\Gamma^s|$  はアンテナを自由空間及び放射抑制シールド内に設置したときの反射係数の大きさである.

測定は図 3 の測定系で行う. ハイブリッド結合器のポート 4 に同軸ケーブルを経由して AUT を接続する. 本論文では AUT として, 長さ 40 mm のモノポールアンテナ及び図 5 に示すループアンテナ, 逆 F アンテナを使用する. また, 放射抑制シールドには 150 mm × 150 mm × 75 mm の金属製の直方体キャップを使用した [2]. 2.3 で行った測定と同様の手順で, 自由空間中のアンテナの反射係数  $\Gamma_x^f$  と金属キャップ内のアンテナの反射係数  $\Gamma_x^s$  を測定し, 式 (14) によって放射効率  $\eta_x$  を算出する. 更に, VNA で反射係数を直接測定することによって算出する従来の Wheeler 効率  $\eta_{VNA}$  及びモーメント法を用いたシミュレーション [7] により計算されたアンテナの放射効率  $\eta_{MoM}$  との比較を行う. なお, 測定周波数範囲は 1.0 GHz から 2.0 GHz とした.

### 3.2 不確かさのモンテカルロシミュレーション

ハイブリッド結合器を用いた Wheeler 法による放射効率測定における測定量は, ハイブリッド結合器を含む測定系の S パラメータ  $S_{ij}$ , 伝送係数  $T_{21}$ , RS の

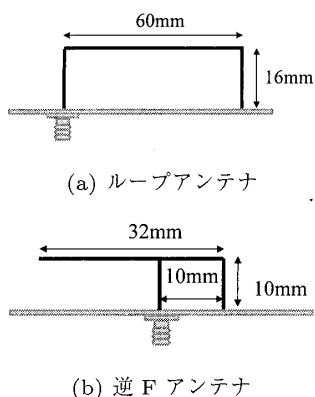
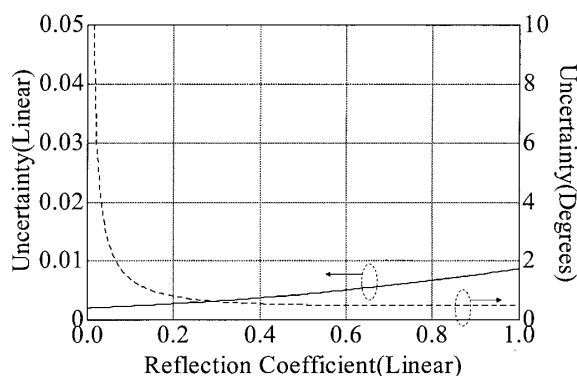
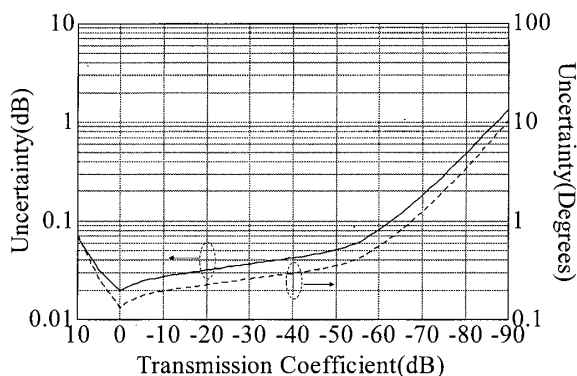


図 5 実験で用いたループアンテナ及び逆 F アンテナ  
Fig. 5 A rectangular loop antenna and inverted F antenna used in our experiment.

反射係数  $\Gamma_{ref}$ , コネクタやケーブルなどの特性に関する反射係数及び伝送係数であり, 本論文では可動短絡を 16 通りに位置に動かすため, 測定量の数  $k_m$  は 65 個である. 反射係数  $\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta}$  の大きさ  $|\Gamma|$  及び位相  $\theta$  に関する標準不確かさ  $u(|\Gamma|)$  及び  $u(\theta)$  と伝送係数  $T = |T|e^{j\phi}$  の大きさ  $|T|$  及び位相  $\phi$  の標準不確かさ  $u(|T|)$  及び  $u(\phi)$  が既知であれば, モンテカルロ法により放射効率の不確かさに関するシミュレーションが可能である [8]. 具体的な手順は次のとおりである.  $k$  番目の測定量に対して, 測定値を平均値とし, 標準不確かさを標準偏差とみなして正規乱数を発生させ, それ以外の測定量はそのまま利用して,  $n$  個の放射効率  $\eta_{mc,i}^k$  ( $i = 1, 2, \dots, n$ ) を擬似的に求める. ここで,  $k$  番目の測定値のみをばらつかせた場合の放射効率に対する標準偏差を標準不確かさ  $u_k(\eta_{mc})$  とみなす. すなわち



(a) 反射係数の振幅及び位相に関する標準不確かさ上限



(b) 伝送係数の振幅及び位相に関する標準不確かさ上限

図 6 反射係数及び伝送係数に関する標準不確かさ上限  
Fig. 6 Upper limit of standard uncertainties of reflection and transmission coefficients for VNA, Agilent N5230A.

$$u_k(\eta_{mc}) = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\eta_{mc,i}^k - \bar{\eta}_{mc}^k)^2} \quad (15)$$

上式において、 $\bar{\eta}_{mc}^k$  は  $n$  個の擬似放射効率  $\eta_{mc,i}^k$  の平均値である。測定された反射係数、伝送係数等は独立であるため、各標準不確かさの二乗和の平方根が合成標準不確かさとなる [9]。すなわち、放射効率に対する標準不確かさ  $u_c(\eta_{mc})$  は、 $k_m = 65$  として

$$u_c(\eta_{mc}) = \sqrt{\sum_{k=1}^{k_m} u_k^2(\eta_{mc})} \quad (16)$$

で与えられる。

本論文では、VNA に Agilent N5230A を使用しており、その反射係数及び伝送係数の大きさと位相に関する不確かさは Agilent 社より提供されているワークシートを用いて図 6 のように見積もられる。1.0 GHz から 2.0 GHz までの 401 個の周波数ポイントで測定するものとし、キャリアレシジョン及び測定時の入力電力レベルは  $-5$  dBm とする。また、IF 帯域幅を 3 kHz とし、アベレーシング回数を 32 とした。

### 3.3 測定・シミュレーション結果と考察

図 7 にハイブリッド結合器を用いて測定された 40 mm モノポールアンテナの自由空間及びキャップ内における反射係数の大きさ  $\Gamma_x^f$  及び  $\Gamma_x^s$  を示す。図 8 から図 10 は、ハイブリッド結合器を用いて Wheeler 法により評価された 40 mm モノポールアンテナ及びループアンテナ、逆 F アンテナの放射効率  $\eta_x$ 、VNA 直接

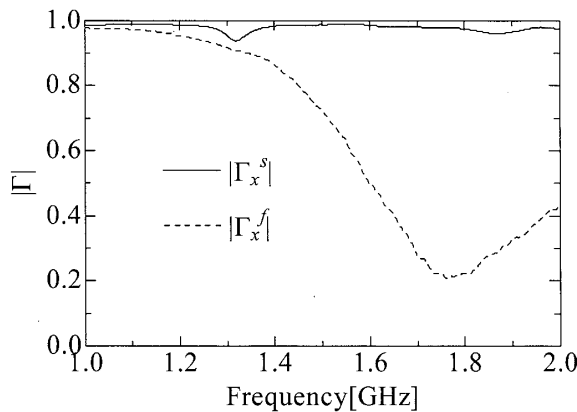


図 7 ハイブリッド結合器を用いて測定された 40 mm モノポールアンテナの自由空間及びキャップ内における反射係数の大きさ  $\Gamma_x^f$  及び  $\Gamma_x^s$

Fig. 7  $\Gamma_x^f$  and  $\Gamma_x^s$  of monopole antenna measured using hybrid coupler.

測定で評価された従来の Wheeler 効率  $\eta_{VNA}$  の比較である。また、それぞれの放射効率測定に対してモンテカルロシミュレーション (MC) によって算出された相対合成標準不確かさ  $u_c(\eta_{x-mc})/\eta_x$ 、 $u_c(\eta_{VNA-mc})/\eta_{VNA}$  及び、モーメント法を用いたシミュレーションにより算出された各アンテナの放射効率  $\eta_{MoM}$  との比較も示す。MC における正規乱数の発生数は  $n = 100$  とした。また、モーメント法におけるアンテナの線材の導電率は  $5.8 \times 10^5$  S/m に設定した。

図 8 から分かるように、40 mm モノポールアンテナに関して、1.35 GHz 以下の周波数では  $\eta_x$  及び  $\eta_{VNA}$  は共に安定しない。これは測定された  $|\Gamma^f|$  及び  $|\Gamma^s|$  が共に 1 に近いためである。従来の測定による放射効率  $\eta_{VNA}$  に関しては、MC においても発生させた乱数によって  $|\Gamma^f|$  や  $|\Gamma^s|$  が 1 を超えるために不確かさが安定しない [2]。一方、我々が提案した測定手法による放射効率  $\eta_x$  に関しては、MC において発生させた乱数による  $\Gamma_f$  や  $\Gamma_s$  の変化がそれほど大きくなりたないため、不確かさが発散することはない。また、1.35 GHz 付近で  $\eta_{VNA}$  及び  $\eta_x$  が落ち込むとともに、それぞれの不確かさが増大している。例として 40 mm モノポールアンテナの場合、図 7 を見ると、1.35 GHz において  $\Gamma_x^f$  と  $\Gamma_x^s$  の値が近くなっている。これは、金属キャップのキャビティ共振により  $\Gamma_x^s$  が落ち込むためである。このとき、式 (14) において分子が小さくなり分母の変化が大きくなる。それに伴って効率の変化も大きくなり、結果として効率の標準不確かさが増大する。よって、合成標準不確かさ  $u_c(\eta_{x-mc})$  が増してしまう。1.35 GHz 以上の周波数においては効率、不確かさが共に安定している。ここで、MC による不確かさ  $u_c(\eta_{x-mc})/\eta_x$ 、

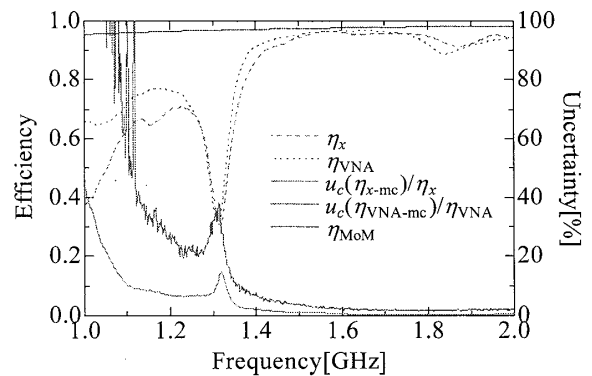


図 8 40 mm モノポールアンテナの放射効率  $\eta_x$ 、 $\eta_{VNA}$  及び不確かさ  $u_c(\eta_{x-mc})$ 、 $u_c(\eta_{VNA-mc})$

Fig. 8 Wheeler efficiency and standard uncertainty for a monopole antenna.

$u_c(\eta_{VNA-mc})/\eta_{VNA}$  を比較すると、従来の Wheeler 法に関する不確かさ  $u_c(\eta_{VNA-mc})/\eta_{VNA}$  に比べて、我々が提案した手法に関する不確かさ  $u_c(\eta_{x-mc})/\eta_x$  の方が、大幅に軽減されていることが分かる。また、図 9、図 10 から、ループアンテナ及び逆 F アンテナにおいても同様の傾向が見られる。1.4 GHz 以上で効率、不確かさが安定しており、 $u_c(\eta_{x-mc})/\eta_x$  が非常に小さい値となっている。

表 1 に 1.7 GHz における合成標準不確かさ  $u_c$  の数値比較を示す。包含係数を  $k = 2$  として、拡張不確か

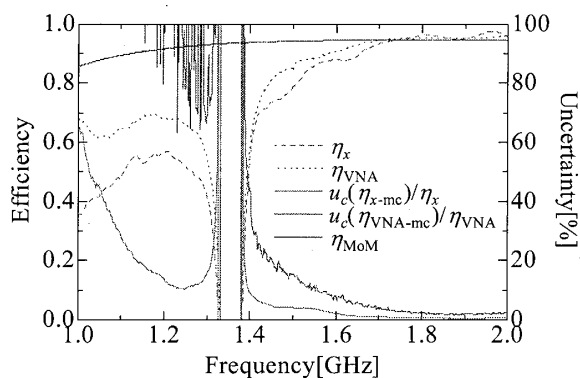


図 9 ループアンテナの放射効率  $\eta_x$ ,  $\eta_{VNA}$  及び不確かさ  $u_c(\eta_{x-mc})$ ,  $u_c(\eta_{VNA-mc})$   
Fig. 9 Wheeler efficiency and standard uncertainty for a rectangular loop antenna.

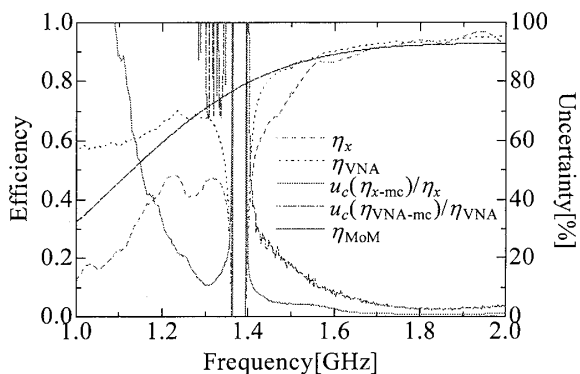


図 10 逆 F アンテナの放射効率  $\eta_x$ ,  $\eta_{VNA}$  及び不確かさ  $u_c(\eta_{x-mc})$ ,  $u_c(\eta_{VNA-mc})$   
Fig. 10 Wheeler efficiency and standard uncertainty for an inverted-F antenna.

表 1 1.7 GHz における合成標準不確かさ  $u_c$  の数値比較  
Table 1 Comparison of standard uncertainty  $u_c$  between  $\eta_{VNA-mc}$  and  $\eta_{x-mc}$  at 1.7 GHz.

Type of antenna	Standard uncertainty, $u_c$ [%]	
	$\eta_{VNA-mc}$	$\eta_{x-mc}$
40 mm monopole	1.95	0.52
Loop	4.04	0.94
Inverted F	4.18	1.01

さを  $U_c = ku_c$  により与えるとき、測定値  $y$  は  $y - U_c$  から  $y + U_c$  の範囲に 95% の信頼水準で含まれると期待できる。表 1 から  $u_c(\eta_{VNA-mc})$  より  $u_c(\eta_{x-mc})$  の方が小さくなることが分かる。このように、我々の提案する測定手法を用いることにより、Wheeler 法による放射効率測定における不確かさが大きく軽減できることが確認された。なお、不確かさが軽減された理由として、測定した個々のデータに対する不確かさが小さいことが挙げられる。特にラインストレッチャとショートの間には 3 dB の減衰器を接続したことで、 $|\Gamma_{ref}|$  が 1 より小さくなると同時に、 $|T_{21}|$  が 0 より大きくなった。このため、反射係数及び伝送係数の不確かさは小さく見積もられる。

モンテカルロシミュレーションによる不確かさ評価の妥当性については、VNA で直接測定した従来の Wheeler 効率に関する不確かさに対して、系統的な不確かさ評価とモンテカルロシミュレーションによる不確かさ評価の両方を行い比較し、よい一致を示すことから確認している [2]。また、理想的なアンテナの放射効率との比較を行うため、モーメント法によるアンテナの放射効率  $\eta_{MoM}$  も記した。どのアンテナにおいても  $\eta_x$  及び  $\eta_{VNA}$  は完全な一致は示していない。完全に一致しない理由として、まず、キャップと接地板により構成されるキャビティの第一共振モードの共振周波数は 1.4 GHz であるが、これよりも低い周波数で実際に共振が生じ、効率に落込みが観測されることが挙げられる。更に、この周波数以下では、アンテナから放射される電磁界とキャビティとの結合が弱くなり、実測の効率が小さくなる傾向にあることが考えられる。しかしながら、アンテナの動作周波数である 1.7 GHz 付近では  $\eta_x$  及び  $\eta_{VNA}$  が両者とも  $\eta_{MoM}$  と一致する傾向を示していることが分かる。シミュレーションによると我々の提案した手法の不確かさが軽減されるが、実際には、放射効率  $\eta_x$  と  $\eta_{VNA}$  の間には違いが見られる。これは、モンテカルロシミュレーションにおいて、測定の際のコネクタ着脱などによる人的な誤差要因が考慮されていないことが原因と考えられる。特に我々の提案した手法では、 $\Gamma_{ref}$  及び  $T_{21}$  などの測定の他に、校正のため測定系の  $S$  パラメータや使用するコネクタの反射、伝送損などを測定している。それぞれ測定を行うたびに接続を繰り返しており、Wheeler 法に基づく放射効率を評価するために 11 回の接続を行わなければならない。ハイブリッドや減衰器、コネクタなどの素子に対する不確かさは、測定系の  $S$  パラ

メータやコネクタの反射，伝送損の測定値を考慮してシミュレーションを行っているが，測定技術や人的要因による測定誤差が測定結果に影響を及ぼしていると考えられる。しかしながら，測定系の接続回数の削減やラインストレッチャのスライド作業を機械制御で行うなどして，このような人的誤差要因を除くことができれば，我々の提案した手法に関する実際の不確かさを，従来の VNA 直接接続による場合の不確かさよりも十分に軽減することが可能であると思われる。このため，提案した手法の基本的な考え方を継承しつつも，測定回数を減らし，人的要因を極力なくす方法を検討する必要がある。

#### 4. む す び

反射係数測定における不確かさを軽減し，任意の反射係数を測定する方法として，ハイブリッド結合器と可動短絡を用いた測定手法を提案した。この手法を用いて 1.0 GHz から 2.0 GHz における先端ショートでの伝送線路の反射係数を測定したところ，VNA で直接測定した反射係数との大きさの違いの平均値は 0.17%，位相差の平均値は  $0.2^\circ$  であった。この結果から，我々の提案した手法の妥当性を実験的に確認できた。更に，この手法を Wheeler 法に適用し，40 mm モノポールアンテナ，ループアンテナ及び逆 F アンテナの放射効率を測定し，測定された放射効率に対してモンテカルロシミュレーションによる不確かさ評価を行った。その結果，従来の測定法によって得られた放射効率の相対合成標準不確かさ  $u_c(\eta_{\text{VNA-mc}})/\eta_{\text{VNA}}$  に対して，我々が提案した手法を用いて測定した放射効率の不確かさ  $u_c(\eta_{x\text{-mc}})/\eta_x$  の方が，不確かさが大きく軽減される可能性があることを明らかにした。しかしながら，測定系の  $S$  パラメータを全て測定するという校正は時間と手間を要し，測定結果の再現性にも影響を及ぼす。今後，提案測定法における不確かさを軽減する方法について検討する必要がある。

#### 文 献

- [1] E.H. Newman, P. Bohley, and C.H. Walter, "Two methods for the measurement of antenna efficiency," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-23, no.4, pp.457-461, July 1975.
- [2] 石井 望, 坪池裕司, "Wheeler 法及び改良型 Wheeler 法による放射効率測定における不確かさ評価," 信学論 (B), vol.J94-B, no.9, pp.1094-1103, Sept. 2011.
- [3] M. Randus and K. Hoffmann, "A simple method for extreme impedance measurement," Digest of 70th ARFTG Microwave Measurement Conference, Dec. 2007.
- [4] M. Randus and K. Hoffmann, "A simple method for extreme impedance measurement — Experimental testing," Digest of 72th ARFTG Microwave Measurement Conference, pp.40-44, Dec. 2008.
- [5] 小林陽平, 田邊皓紀, 石井 望, "ハイブリッド結合器を用いた伝送測定による任意の反射係数測定の原理について," 電子情報通信学会次世代無線設備試験認証技術時限研究会予稿集, ACT2010-10, pp.13-17, Dec. 2010.
- [6] 石井 望, アンテナ基本測定法, コロナ社, 2011.
- [7] J.H. Richmond, "Computer program for thin-wire structure in a homogeneous conducting medium," Nat. Tech. Inform. Service, Rep. NASA CR-2399, 1975.
- [8] H.W. Coleman, W.G. Steele, Jr., Experimentation and uncertainty analysis for engineers, 2nd ed., John Wiley & Sons, 1999.
- [9] 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, 1996.

#### 付 録

連立方程式 (12) 及び (13) の解法  
式 (12) に式 (11) を代入して整理すると

$$|\Gamma_x|^2 + A\Gamma_x + B\Gamma_x^* + C = 0 \quad (\text{A}\cdot 1)$$

を得る。ここで， $A = A_r + jA_i$ ， $B = B_r + jB_i$ ， $C = C_r + jC_i$  は

$$\begin{aligned} A/D &= -z_c(1 - E_6 z_{\text{ref}})^*(E_5 + E_7 z_{\text{ref}}) \\ &\quad - z_c r_{\text{ref}}^2 E_6^* E_7 - (E_2 + E_4 z_{\text{ref}})(1 - E_6 z_{\text{ref}})^* \\ &\quad - r_{\text{ref}}^2 E_4 E_6^* \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B/D &= -z_c(1 - E_6 z_{\text{ref}})(E_5 + E_7 z_{\text{ref}})^* \\ &\quad - z_c r_{\text{ref}}^2 E_6 E_7^* + (E_1 + E_3 z_{\text{ref}})(E_5 + E_7 z_{\text{ref}})^* \\ &\quad - r_{\text{ref}}^2 E_3 E_7^* \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} C/D &= z_c(|1 - E_6 z_{\text{ref}}|^2 - r_{\text{ref}}^2 |E_6|^2) \\ &\quad - (E_1 + E_3 z_{\text{ref}})(1 - E_6 z_{\text{ref}})^* - r_{\text{ref}}^2 E_3 E_6^* \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} D &= z_c(|E_5 + E_7 z_{\text{ref}}|^2 - r_{\text{ref}}^2 |E_7|^2) \\ &\quad + (E_2 + E_4 z_{\text{ref}})(E_5 + E_7 z_{\text{ref}})^* - r_{\text{ref}}^2 E_4 E_7^* \end{aligned}$$

と与えられる。更に， $\Gamma_x = \Gamma_x^r + j\Gamma_x^i$  とおいて，式 (A-1) に代入して整理すると，

$$P(\Gamma_x^r)^2 + Q(\Gamma_x^r) + R = 0 \quad (\text{A}\cdot 2)$$

$$\Gamma_x^i = -\frac{(A_i + B_i)\Gamma_x^r + C_i}{A_r - B_r} \quad (\text{A}\cdot 3)$$



を得る。ここで

$$P = 1 + \left( \frac{A_i + B_i}{A_r - B_r} \right)^2$$

$$Q = \frac{2(A_i + B_i)C_i}{(A_r - B_r)^2} + (A_r + B_r) + \frac{A_i^2 - B_i^2}{A_r - B_r}$$

$$R = \left( \frac{C_i}{A_r - B_r} \right)^2 + \frac{(A_i - B_i)C_i}{A_r - B_r} + C_r$$

とする。式 (A.2) は  $\Gamma_x^r$  に関する二次方程式であり、 $\Gamma_x^r$  を求めることで、式 (A.3) より、同時に  $\Gamma_x^i$  も決定する。解は 2 通り考えられるが、このうち、式 (13) を満たすものを解とする。

(平成 23 年 9 月 1 日受付, 10 月 11 日再受付)



小林 陽平 (学生員)

平 20 新潟大・工・福祉人間卒。同大大学院博士前期課程在学中。小形アンテナ効率測定に関する研究に従事。



石井 望 (正員)

平元北大・工・電子卒。平 3 同大大学院修士課程了。同年北大・工・助手, 平 10 新潟大・工・助教授, 平 19 同大・工・准教授。小形・薄型アンテナ, 損失媒質中アンテナ測定, 電磁環境設計等の研究に従事。平 6 本会学術奨励賞受賞。IEEE 会員。工博。