

# 開放端部のインピーダンスを考慮した開放端補正による Sパラメータ法の測定精度改善

笹森 崇行<sup>†</sup> 戸花 照雄<sup>†</sup> 磯田 陽次<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 秋田県立大学 〒015-0055 由利本荘市土谷字海老ノ口 8 4-4

E-mail: <sup>†</sup> {sasa, tobana, isota}@akita-pu.ac.jp

**あらまし** ダイポールアンテナやループアンテナといった平衡給電を行うアンテナの入力インピーダンスを測定するためにSパラメータ法と呼ばれる測定方法が提案されている。この方法は、平衡給電アンテナのSパラメータをベクトルネットワークアナライザで測定し、計算によって入力インピーダンスの値を導き出すものである。この測定法では、測定周波数が高くなるにつれて測定用ジグの影響が無視できなくなることにより、測定精度が悪くなることが知られている。本報告ではSパラメータ法の測定精度を向上させることを目的として、測定用ジグの端部のインピーダンスを考慮した開放端補正についてFDTD法を用いて数値的に検討する。まず、ジグとして用いるセミリジッドケーブルの開放端部のインピーダンスを求める。次に、ダイポールアンテナについて、従来の開放端補正、ならびに開放端部のインピーダンスを用いた開放端補正を行ったSパラメータ法を用いて入力インピーダンスを求め、デルタギャップ給電を行ったダイポールアンテナの数値計算結果と比較する。その結果、従来法と比較して提案方法を用いたSパラメータ法の入力インピーダンスの値は、デルタギャップ給電を行った計算結果に大幅に近づくことが分かった。

**キーワード** Sパラメータ法, 平衡給電アンテナ, 入力インピーダンス, 開放端補正, 開放端

## Improvement of Measurement Accuracy of the S-Parameter Method by the Open-correction using Impedance of Open-End

Takayuki SASAMORI<sup>†</sup> Teruo TOBANA<sup>†</sup> and Yoji ISOTA<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Akita Prefectural University

84-4 Tsuchiya-Ebinokuchi, Yurihonjo, Akita, 015-0055 Japan

E-mail: <sup>†</sup> {sasa, tobana, isota}@akita-pu.ac.jp

**Abstract** Recently, the S-parameter method using a vector network analyzer and a measurement jig instead of a balun has been proposed whereby the differential input impedance of a balanced fed antenna can be found. Because the balun is not used, it is possible to measure impedance over a wide bandwidth. However, when measured frequency rises, it is known that measurement accuracy decreases because the influence of the jig cannot be disregarded for the measurement. To remove the influence of the jig from measurements of S-parameter method, we are examining the open-correction etc. that use the ABCD-matrix. In this report, for the purpose of improving measurement accuracy further, the open-correction that considers the impedance of the open-end of the jig is examined using the FDTD method. As a result of examining the input impedance of a dipole antenna, it has been understood that the accuracy of the proposed open-correction is better than that of the conventional open-correction.

**Keyword** S-parameter method, balanced fed antenna, input impedance, open-correction, open-circuited line

### 1. まえがき

近年、携帯電話やVHF帯無線通信システム等において、無線機筐体を手で持つことによりアンテナの特性が大きく変化することが指摘されている[1], [2]。この原因となる筐体上を流れる電流を減少させる方法の一つとして、ダイポールアンテナやループアンテナ等のように左右対称な構造を持つ平衡給電アンテナを使用する方法が提案されている[3]。不平衡な測定器である

ベクトルネットワークアナライザ(VNA)を用いて平衡給電アンテナの入力インピーダンスを測定する場合、バラン(平衡-不平衡変換器)やハイブリッド回路を使用する方法が一般的である。しかしながら、これらの回路は特定の周波数帯域で使用するものであるため、広帯域測定には不向きである。

一方、VNAの2つの入出力ポートを同時に用いて平衡給電アンテナの入力インピーダンスを測定する方

法として、Sパラメータ法が報告されている[4]～[9]。この方法は、VNAを用いて測定用ジグを接続した平衡給電アンテナのSパラメータを測定し、計算によってその入力インピーダンスの値を求める間接測定法の一つである。ここで測定用ジグとは、VNAに接続した同軸ケーブルの先端に取り付け、アンテナの放射素子を固定する道具のことである。近年では、Sパラメータ法を応用して、アンテナの放射パターンや利得[10]、放射効率[11]を測定する方法やMixed-Mode Sパラメータを用いて平衡・不平衡モードを分析する研究[12]が行われている。原理的にはSパラメータ法は広い周波数範囲にわたる測定が可能である。しかしながら、測定用ジグの大きさが波長と比較して無視できなくなる周波数範囲では、ジグが測定値に影響を及ぼすことが問題となる。

本報告では、Sパラメータ法の測定精度を向上させることを目的として、測定用ジグの開放端部のインピーダンスを考慮した開放端補正の式を導出し、その補正効果を明らかにする。まず、Sパラメータ法と縦続行列を用いた補正方法の式を示し、従来の開放端補正ならびに開放端部のインピーダンスを考慮した開放端補正の式を導出する。次に、セミリジッドケーブル(SRC)を用いた測定用ジグを取り上げて、FDTD法を用いてSRCの開放端部のインピーダンスを求める。さらに、測定用ジグを取り付けたダイポールアンテナのSパラメータをFDTD法により求め、従来の開放端補正、ならびに開放端部のインピーダンスを考慮した開放端補正を行ったSパラメータ法で計算した入力インピーダンスの値と、デルタギャップ給電を行ったダイポールアンテナのFDTD法による解析結果を比較する。

## 2. 平衡インピーダンスの測定方法

本章では、Sパラメータ法による平衡インピーダンスを表す式の導出と、測定用ジグと校正用ジグの構造、SOLT校正後の測定値に対して行うジグの影響の補正方法を説明する。

### 2.1. Sパラメータ法

ここでは平衡給電アンテナとしてダイポールアンテナを例に取り上げて説明する。まず、アンテナへの給電電圧とアンテナ上の電流を図1に示すように定義する。このダイポールアンテナを図2に示す2端子対回路として取り扱えば、インピーダンス行列は式(1)で与えられる。

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 $I_1 = I_2 = -I_2$ である電源で平衡給電したときの

差動電圧は $V_d = V_1 - V_2$ であることから、平衡給電アンテナの入力インピーダンス $Z_{in}$ はインピーダンス行列のパラメータを用いることにより式(2)で表すことができる。

$$Z_{in} = \frac{V_d}{I} = Z_{11} - Z_{21} - Z_{12} + Z_{22} \quad (2)$$

式(2)のインピーダンス行列を散乱行列へ変換することにより、入力インピーダンスは

$$Z_{in} = 2R_0 \frac{(1 - S_{12})(1 - S_{21}) - S_{11}S_{22}}{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}} \quad (3)$$

となる[13]。ここで、 $R_0$ は基準インピーダンスであり、Sパラメータを測定するVNAの入出力ポートの特性インピーダンスである。同様にして、式(2)のインピーダンス行列を縦続行列へ変換することにより

$$Z_{in} = \frac{1}{C}(A + D - AD + BC - 1) \quad (4)$$

と表すことができる。ここで、 $A \sim D$ は縦続行列のパラメータ(四端子定数、ABCDパラメータ)である。

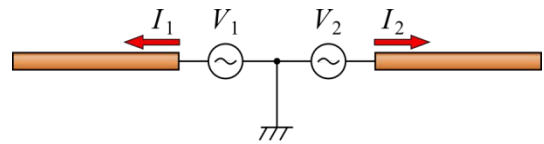


図1 ダイポールアンテナ

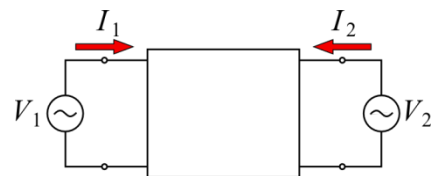


図2 2端子対回路

### 2.2. 測定用ジグ

図3には、Sパラメータ法の測定方法を示す。まず、VNAのポート1と2に同軸ケーブルを接続して、その先端でSOLT校正を行う。次に、同軸ケーブルの先端に測定用ジグを接続する。さらに、測定用ジグの先端に平衡アンテナの放射素子を取り付け、VNAでSパラメータを測定する。

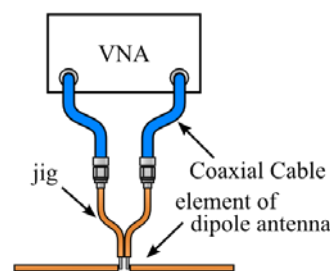


図3 測定方法



図4 測定用ジグの例

図4に測定用ジグの例としてSRCを用いたジグを示す。この測定用ジグは、2本のSRCの一端にSMAコネクタを取り付け、もう一方の端部は内部導体を露出させて外部導体をハンダ付けで固定するものである。また、後述する開放端補正では、この測定用ジグの先端にアンテナを取り付けずに測定したインピーダンスの値を用いる。

### 2.3. VNAによる測定値とSパラメータ法

図5は測定用ジグを接続したアンテナを2端子対回路で表した回路図を示している。VNAのポート1とポート2に接続する同軸ケーブルと測定用ジグをそれぞれケーブル#1、#2、および、ジグ#1、#2とする。SOLT校正ではケーブル#1、#2の先端において校正キットの標準器を用いて校正するため、校正面はケーブル#1、#2の先端になり、VNAによる測定値には測定用ジグの影響が含まれる。VNAによって測定した校正面間のSパラメータを式(5)に代入することにより、散乱行列から縦続行列へ変換する。

$$\mathbf{K}' = \begin{bmatrix} \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & R_0 \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \\ \frac{1}{R_0} \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}} & \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式(5)で与えられる縦続行列  $\mathbf{K}'$  から、式(6)を用いてジグ#1と#2の縦続行列である  $\mathbf{K}_{J1}$  と  $\mathbf{K}_{J2}$  を取り除くことによって、アンテナだけの縦続行列  $\mathbf{K}$  を求める。

$$\mathbf{K} = \mathbf{K}_{J1}^{-1} \mathbf{K}' \mathbf{K}_{J2}^{-1} \quad (6)$$

ジグの縦続行列  $\mathbf{K}_{J1}$ ,  $\mathbf{K}_{J2}$  を求める方法を次に述べる。

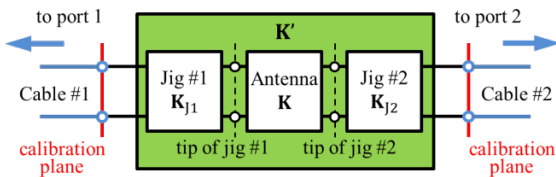


図5 測定用ジグを付けたアンテナの回路図

### 2.4. 開放端補正

本節ではジグの影響を取り除く方法の一つである開放端補正と呼ばれる方法について、ジグの縦続行列の求め方を説明する。

図6に測定用ジグを分布定数線路として取り扱う回路図を示す。ジグ#1と#2に対応する式の導出は全く同様にして行うことができるので、以下ではジグ#1について説明する。図6に示すように、線路の先端に負荷インピーダンス  $Z$  を接続したジグを校正面から見た入力インピーダンス  $Z_1$  は式(7)で与えられる。

$$Z_1 = Z_0 \frac{Z + Z_0 \tanh \gamma l_1}{Z_0 + Z \tanh \gamma l_1} \quad (7)$$

ここで、 $\gamma$  と  $l_1$  はそれぞれ線路の伝搬定数と線路先端部から校正面までの線路長である。ジグの線路先端を開放して測定した入力インピーダンスを  $Z_0$  とすると、式(7)に  $Z = \infty$  を代入することにより

$$Z_0 = \frac{Z_0}{\tanh \gamma l_1} \quad (8)$$

と表すことができる。式(8)と双曲線関数の関係式  $\cosh^2 \gamma l_1 - \sinh^2 \gamma l_1 = 1$  を用いることにより  $\sinh \gamma l_1$  と  $\cosh \gamma l_1$  が求まる。これらの双曲線関数を分布定数線路の縦続行列へ代入することにより、開放端補正に用いるジグの縦続行列  $\mathbf{K}_J$  は式(9)となる。

$$\mathbf{K}_J = \begin{bmatrix} \cosh \gamma l_1 & Z_0 \sinh \gamma l_1 \\ \sinh \gamma l_1 / Z_0 & \cosh \gamma l_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{Z_0^2 - Z_0^2}} \begin{bmatrix} Z_0 & Z_0^2 \\ 1 & Z_0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

ゆえに、式(6)に代入するためのジグの縦続行列の逆行列は、式(7)で表される。

$$\mathbf{K}_J^{-1} = \frac{1}{\sqrt{Z_0^2 - Z_0^2}} \begin{bmatrix} Z_0 & -Z_0^2 \\ -1 & Z_0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

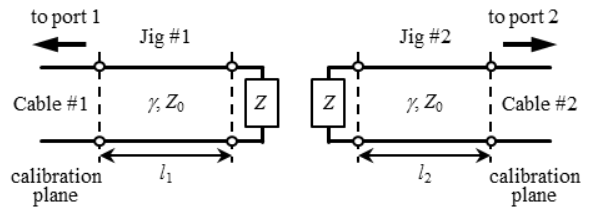


図6 開放端補正時の測定用ジグの回路図

### 2.5. 開放端部のインピーダンスを考慮した開放端補正

前節では、同軸ケーブルの開放端部の負荷インピーダンスを  $Z = \infty$  として縦続行列を導出する従来の開放端補正について説明した。しかしながら、本報告で取り扱う周波数領域では、伝送線路の開放端部の負荷インピーダンスは有限の値を持つことが知られている[14],[15]。本節では、開放端部の負荷インピーダンス  $Z$  を考慮してジグの縦続行列を導出する。

ジグの線路先端を開放して測定した入力インピーダンスを  $Z_0$  として、式(7)を  $\tanh \gamma l_1$  について解くと

$$\tanh \gamma l_1 = \frac{Z_0(Z - Z_0)}{Z_0 Z - Z_0^2} \quad (11)$$

となる。式(11)と双曲線関数の関係式を用いることに

より  $\sinh \gamma_1$  と  $\cosh \gamma_1$  が求まる．したがって，開放端補正に用いるジグの縦続行列  $K_J$  は式(13)となる．

$$K_J = \frac{1}{\sqrt{(Z^2 - Z_0^2)(Z_0^2 - Z_0'^2)}} \begin{bmatrix} Z_0 Z - Z_0'^2 & Z_0^2 (Z - Z_0) \\ Z - Z_0 & Z_0 Z - Z_0'^2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

ゆえに，式(6)に代入するためのジグの縦続行列の逆行列は，式(14)で表される．

$$K_J^{-1} = \frac{1}{\sqrt{(Z^2 - Z_0^2)(Z_0^2 - Z_0'^2)}} \begin{bmatrix} Z_0 Z - Z_0 & Z_0^2 (Z_0 - Z) \\ Z_0 - Z & Z_0 Z - Z_0'^2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

### 2.6. 開放端部の負荷インピーダンス

ここでは，FDTD 法を用いて先端を開放した測定用ジグの負荷インピーダンス  $Z$  を計算する．図 7 に解析モデルを示す．SRC には RG405 を選ぶ．RG405 の規格は，外径 2.197mm，誘電体外径 1.676mm，内部導体外径 0.511mm，誘電体材料は PTFE である．数値計算ではセルサイズを  $0.1 \times 0.1 \times 0.1 \text{mm}^3$ ，比誘電率  $\epsilon_r$  を 2.1， $\tan \delta$  を 0.0002 とし，図 7 に示す寸法でモデル化した．この構造の同軸ケーブルの特性インピーダンスの計算値は 5GHz において  $Z_0 = 49.3 - j0.136 \Omega$  であった．外部導体と誘電体は開放端部で同一面とし，内部導体は放射素子を取り付けるために外部導体先端からさらに 2.0mm 延長する．反対側のケーブル端部は 8 層の PML 内に挿入する．開放端部における外部導体と内部導体間の電界から電圧を求め，内部導体の周囲の磁界から電流を求めることにより，電圧と電流から開放端部の負荷インピーダンスを計算する．

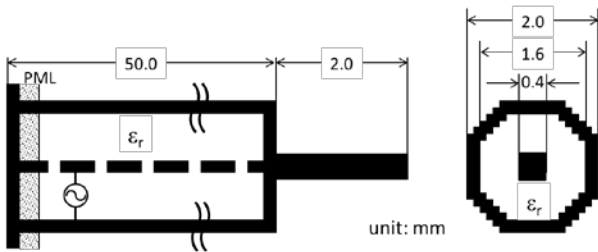
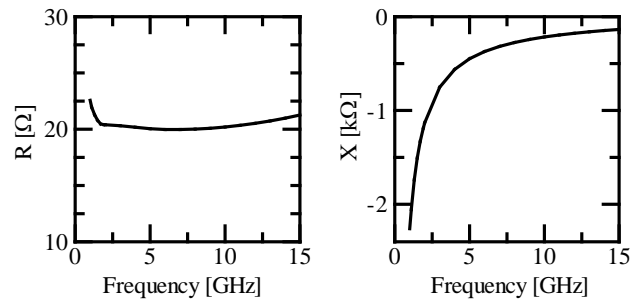


図 7 セミリジッドケーブルの解析モデル

図 8 には開放端部の負荷インピーダンスの計算結果を示す．図 8(b)よりリアクタンスが周波数に反比例していることから負荷インピーダンスは容量性であることが分かる．5GHz において，負荷抵抗は  $20.1 \Omega$  であり，負荷リアクタンスから容量を求めると  $7.11 \times 10^{-2} \text{pF}$  である．

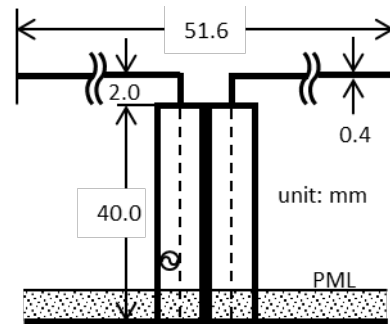


(a) 抵抗 (b) リアクタンス

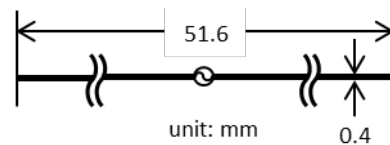
図 8 開放端部の負荷インピーダンス

### 3. ダイポールアンテナの入力インピーダンス

本章では，代表的な平衡アンテナであるダイポールアンテナの入力インピーダンスを，2 種類の数値計算モデルについて FDTD 法を用いて求め，比較する．図 9 には FDTD 法の解析モデルを示す．まず，図 9(a)は測定用ジグにダイポールアンテナの放射素子を取り付けた解析モデルである．測定用ジグは，2 本並べた SRC の端部を PML 内に挿入して配置し，1 本の同軸ケーブル内に給電を設ける．内部導体と外部導体間の電圧から  $S_{11}$  と  $S_{21}$  を計算し，これらを用いて S パラメータ法により入力インピーダンスを求める．一方，図 9(b)は通常ダイポールアンテナの入力インピーダンスの解析モデルである．給電にはデルタギャップ給電を用い，給電セルの電圧と電流から入力インピーダンスを求める．両モデルについて，ダイポールアンテナの全長は 51.6mm，放射素子の断面は  $0.4 \times 0.4 \text{mm}^2$  とする．



(a) S パラメータ法



(b) デルタギャップ給電

図 9 ダイポールアンテナの解析モデル

図 10 には、ダイポールアンテナの入力インピーダンスの計算結果を示す。図 10(a)と(b)はそれぞれ入力抵抗と入力リアクタンスである。通常の開放端補正、または開放端部のインピーダンスを考慮した開放端補正を行った S パラメータ法の計算結果と、デルタギャップ給電を行った計算値と比較している。

通常の開放端補正では式(10)から求めた測定用ジグの縦続行列の逆行列を用いる。一方、開放端部のインピーダンスを考慮した開放端補正では、図 8 より 5GHz のときの負荷抵抗  $R$  と負荷容量  $C$  の値を用いて定めた開放端部のインピーダンス  $Z=R-j/(\omega C)$  を式(14)に代入して測定用ジグの縦続行列の逆行列を求め、測定値からジグの影響を取り除いた。

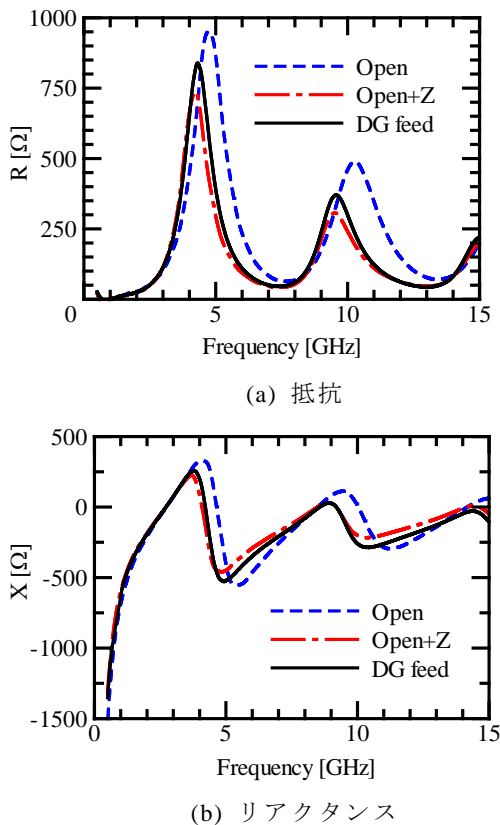


図 10 ダイポールアンテナの入力インピーダンス

図 10 から分かるように、通常の開放端補正を行った S パラメータ法はデルタギャップ給電を行った結果と比較すると、3GHz 以下では良く一致しているものの、それ以上の周波数ではずれが見られることが分かる。一方、開放端部のインピーダンスを考慮した開放端補正を行うことにより、S パラメータ法の値はデルタギャップ給電を行った結果に近づくことが分かる。これらの結果から、開放端補正では開放端部のインピーダンスを考慮することにより、さらに正確な入力インピーダンスを求めることが可能になることが分かる。

わずかに残っている誤差の原因は、S パラメータ法の数値計算誤差や、SRC 製の測定用ジグが電磁界分布へ与える影響によるものと考えられる。

#### 4. むすび

本報告は、S パラメータ法の測定精度を向上することを目的として、測定用ジグの開放端部のインピーダンスを考慮した開放端補正を提案し、その効果を明らかにしたものである。まず、S パラメータ法と縦続行列を用いた補正方法の式を示し、従来の開放端補正と開放端部のインピーダンスを考慮した開放端補正の式を導出した。次に、SRC の開放端部のインピーダンスを求め、およそ  $7.11 \times 10^{-2} \text{pF}$  であることを明らかにした。さらに、代表的な平衡アンテナであるダイポールアンテナを取り上げ、FDTD 法を用いた数値シミュレーションにより、従来の開放端補正、開放端部のインピーダンスを用いた開放端補正を行った S パラメータ法の結果と、デルタギャップ給電を行ったダイポールアンテナの数値解析結果を比較し、検討した。その結果、従来の開放端補正に比べて、開放端部のインピーダンスを考慮した開放端補正を行うことにより、S パラメータ法の値はデルタギャップ給電を行った結果に大幅に近づくことが分かった。

#### 文 献

- [1] 佐藤和夫, 西川訓利, 鈴木徳祥, 小川 明, “人体近傍に置かれた携帯無線機用アンテナの特性解析,” 信学論(B-II), vol.J79-B-II, no.11, pp.892-900, Nov. 1996.
- [2] 笹森崇行, 加藤貴之, 澤谷邦男, “人体の影響が小さい VHF 帯無線端末用ヘリカルアンテナ,” 信学論(B), vol.J84-B, no.5, pp.951-953, May 2001.
- [3] 梶谷篤史, 金ヨンホ, 森下久, 小柳芳雄, “給電部を考慮した携帯端末用 U 字型折返しダイポールアンテナの特性,” 信学論(B), vol.J92-B, no.3, pp.567-575, March 2009.
- [4] R. Meys, and F. Janssens, “Measuring the impedance of balanced antennas by an S-parameter method,” IEEE Antennas Propagat. Mag., vol.40, no.6, pp.62-65, Dec. 1998.
- [5] E. B. Kaldjob, B. Geck, and H. Eul, “Comments on “Measuring the impedance of balanced antennas by an S-parameter method”,” IEEE Antennas Propagat. Mag., vol.50, no.6, pp.113-114, Dec. 2008.
- [6] K. D. Palmer, and M. W. van Rooyen, “Simple broadband measurements of balanced loads using a network analyzer,” IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.55, no.1, pp.266-272 Feb. 2006.
- [7] 藤本勝大, 浅沼健一, 若林孝行, 前田忠彦, “スケールモデルを用いたインピーダンスと放射効率の測定実験,” 信学技報, A・P2008-83, pp.49-54, April 2010.
- [8] 石井望, アンテナ基本測定法, pp.132-135, コロナ社, 東京, 2011.
- [9] 笹森崇行, 戸花照雄, 磯田陽次, “S パラメータ法を用いた入力インピーダンスの広帯域測定,” 信

学論(B), vol.J96-B, no.9, pp.1067-1075, Sept. 2013.

- [10] T. Fukasawa, T. Yanagi, H. Miyashita, and Y. Konishi, "Extended S-parameter method including radiation pattern measurements of an antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.60, no.12, pp.5645-5653, Dec. 2012.
- [11] J. Zhang, S. Pivnenko, and O. Breinbjerg, "A modified Wheeler cap method for radiation efficiency measurement of balanced electrically small antennas," *Proc. the 4th European Conf. on Antennas and Propagation*, April 2010.
- [12] 石井望, "平行線路で給電された様々な線状アンテナに対する平衡・不平衡モード分析," *信学技報*, AMT2013-8, pp.1-6, Oct. 2013.
- [13] D. M. Pozar, *Microwave Engineering* 4th ed., pp.174-194, John Wiley & Sons, USA, 2011.
- [14] W. K. Gwarek, "Computer-Aided Analysis of Arbitrarily Shaped Coaxial Discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.36, no.2, pp.337-342, Feb. 1988.
- [15] 平和昌, 越地耕二, 周英明, "共平面形線路の開放端部の解析と測定," *信学論 C*, vol.J72-C1, no.6, pp.368-371, June 1989.