

# 広帯域電磁波計測のための計量標準と 非破壊検査への応用に関する調査研究

松川沙弥果\*

(2018年3月4日受理)

## Study on metrological standards for broadband electromagnetic wave measurement and application for non-destructive testing

Sayaka MATSUKAWA

### Abstract

This report has surveyed calibration methods for broadband antennas and their standards around the world. According to the Calibration and Measurement Capabilities of the national metrology institutes and their designated laboratories published on the JCRB KCDB website, a three-antenna method is conventionally used for the antenna gain calibration of the broadband antenna in many countries. This method can calibrate the antenna gain with low measurement uncertainty without using a reference antenna. However, the calibration literally requires three antennas of the same type. Further, more than three times of measurements are usually performed for the calibration. To reduce the measurement times, that started us studying an antenna self-calibration method with which we can estimate antenna gain using an only antenna under test. A reflection coefficient measurement is carried out on a metal ground plane as an electric mirror in this method. In addition, this report also has surveyed applications for non-destructive testing for a Fiberglass Reinforced Plastics Mortar (FRPM) pipeline. We introduce a new non-destructive inspection method for FRPM by utilizing microwave guided-modes propagating along a FRPM pipe-wall.

### 1. はじめに

アンテナとは、The IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas (IEEE Std 145-1983)<sup>1)</sup>によると、“電磁波を放射するため、もしくは受け取るための装置である”と定義されており、伝送線路中の電磁エネルギーを空間中に伝達するデバイス、または空間中の電磁エネルギーを伝送線路中に伝達するデバイスである。アンテナから放射される電磁波は、電界と磁界の周期的な変化により生じ、3 THz 以下の振動数を有する<sup>1),2)</sup>。電磁波は周波数ごとに定義が異なり、国際電気通信連合 (ITU:

International Telecommunication Union) では VLF (3 kHz-30 kHz), LF (30 kHz-300 kHz), MF (300 kHz-3000 kHz), HF (3 MHz-30 MHz), VHF (30 MHz-300 MHz), UHF (300 MHz-3000 MHz), SHF (3 GHz-30 GHz), EHF (30 GHz-300 GHz) と、各々定められている<sup>3)</sup>。これらの電磁波は、船舶・航空機通信や TV 放送、携帯電話や無線 LAN、車載機器や RF-ID など周波数ごとに多種多様な用途で利用されている<sup>4)</sup>。近年では、第5世代移動通信システム (5G) や IoT (Internet of Things) の発展により、携帯電話などの通信機器だけでなく、世の中に存在するあらゆるものに通信機能が搭載されるようになり、電波利用の増加が予想される。

電波を利用して通信を行う電子機器は、少なからず外

\*物理計測標準研究部門電磁界標準研究グループ

部に向けて電磁波を発生しており、同じ空間内で幅広い周波数帯の電磁波が飛びかっている。このような状況下でも各種電子機器が正常に動作するよう、商品を製品化する際には EMC (Electro-Magnetic Compatibility, 電磁環境両立性) 試験が実施されている。EMC 試験では、不要電磁波放射 (EMI: Electro-Magnetic Interference) 試験と電磁的耐性 (EMS: Electro-Magnetic Susceptibility) 試験が行われる<sup>5)</sup>。その中でも、放射 EMI 測定は 30 MHz-6 GHz の広帯域な周波数範囲で実施されており、通常、この試験には広帯域アンテナ (バイコニカルアンテナ<sup>6)</sup>、ログペリオディックアンテナ<sup>7)</sup>、バイログアンテナ<sup>8)</sup>、広帯域ホーンアンテナ<sup>9)</sup> が利用されている。

EMC に関する問題は、国際電気標準会議 (IEC) の国際無線障害特別委員会 (CISPR) が 1979 年から審議を行っており、米国では 1981 年から連邦通信委員会 (FCC) による規制措置がとられている<sup>10)-12)</sup>。欧州においても、製品を出荷する場合には CE マークの取得が義務付けられており、EMC 規制が行われている<sup>10)-12)</sup>。そのため、日本製品を米国に輸出する際には FCC に合格させなければならず、欧州に輸出する際には CE マークの取得が必要である。それに伴い、日本でも 1985 年に情報処理装置等電波障害自主規制協議会 (VCCI) が設立され、これを機に EMC 試験 (妨害波規格への適合確認試験) が行われるようになった<sup>10)-12)</sup>。

VCCI 協会が定める適合確認試験では、VCCI 協会に登録されている測定設備の利用が義務付けられており、測定には上記で記載した広帯域アンテナが利用されている。これらの広帯域アンテナは国際規格である CISPR<sup>13)</sup> で、国家標準にトレーサブルな校正が義務付けられているため、定期的にアンテナを校正する必要がある。現在 VCCI 協会に登録済みの測定設備は 1000 件ほど存在し<sup>11)</sup>、1 つの測定設備に対し 1 本以上の広帯域アンテナが利用されているとすると、広帯域アンテナ校正のニーズの高さが伺える。

2017 年 5 月に、EMC 試験機関の 1 つである KEC 関西電子工業振興センター (KEC) と日本品質保証機構 (JQA) を訪問し、EMC 試験のニーズについて調査を行ったところ、車載機器に関する EMI 試験の依頼件数が最も多いことがわかった。これは 2020 年の東京オリンピックに向けて自動運転技術の開発が盛んであることが起因しており、2019 年上半年期まで車載機器に関する EMI 試験の需要は続く見込みである。

これらの背景を踏まえ、本報告の第 2 章では、広帯域電磁波計測に必要な各種パラメータについて説明を行う。第 3 章では、広帯域アンテナ校正に用いられるフリ

スの伝達公式と各種校正手法について述べ、広帯域アンテナ校正に求められるニーズと課題について検討する。第 4 章では、海外の国家標準研究機関の整備状況を概観し、2017 年 6 月および 10 月に訪問した英国 (NPL) とドイツ (PTB) における広帯域アンテナの校正設備状況について述べる。第 5 章では、農業用水管等の地中埋設インフラのための非破壊検査技術として、広帯域電磁波計測の技術を応用した新しい非破壊検査法について概要を述べる。最後に第 6 章で、本報告の結論を述べる。

## 2. 広帯域電磁波計測における各パラメータ

現在、当研究グループで標準供給を実施しているアンテナは、ループアンテナ、ダイポールアンテナ、EMI 測定用広帯域アンテナ (バイコニカルアンテナ、ログペリオディックアンテナ、バイログアンテナ)、ホーンアンテナであり、アンテナごとに対応する周波数が異なる。ループアンテナは 9 kHz-30 MHz、ダイポールアンテナは 30 MHz-2 GHz、バイコニカルアンテナは 30 MHz-300 MHz、ログペリオディックアンテナは 300 MHz-1 GHz、標準ゲインホーンアンテナは 1 GHz-110 GHz (無線通信用アンテナも含む) の周波数範囲で標準供給を実施している。また 2016 年度から、バイコニカルアンテナとログペリオディックアンテナの特性を併せ持つバイログアンテナの校正 (30 MHz-1 GHz) を開始した。

本章では、アンテナ校正に用いられるパラメータとして、反射係数、S パラメータと散乱行列、アンテナ係数、アンテナ利得について説明する。

### 2.1 反射係数<sup>14), 15)</sup>

分析器から被試験デバイス (DUT) に向かって伝搬する波を入射波、DUT から分析器に戻る波を反射波とした時、アンテナの反射係数  $\Gamma$  は伝送線路とアンテナの接続端における入射波電圧  $a_0$  と反射波電圧  $b_0$  の比で定義され、これらは複素数で表される。

$$\Gamma = \frac{b_0}{a_0} = \frac{Z_{IN} - Z_0}{Z_{IN} + Z_0} = \frac{z - 1}{z + 1} \quad (2.1)$$

$$|\Gamma| \leq 1 \quad (2.2)$$

$Z_0$  (=50  $\Omega$ ) は伝送線路の特性インピーダンス、 $Z_{IN}$  はアンテナの入力インピーダンスである。 $Z_0 \neq Z_{IN}$  のとき、反射波が生じる。 $z$  は規格化インピーダンスで  $z = Z_{IN}/Z_0$  と表される。規格化インピーダンス  $z$  と反射係数  $\Gamma$  の関係は以下のとおりである。

短絡点： $z=0, \Gamma=-1$

整合点： $z=1, \Gamma=0$

開放点： $z=\infty, \Gamma=1$

## 2.2 Sパラメータと散乱行列<sup>14), 15)</sup>

Sパラメータは入射波電圧  $a_1$  と反射波電圧  $b_1$ 、または入射波電圧  $a_1$  と伝送波電圧  $b_2$  の比で表される。2端子回路網のSパラメータ  $S_{11}$ 、 $S_{21}$ 、 $S_{12}$ 、 $S_{22}$  について、各々の意味を以下で説明する。はじめに、Port 2 を整合終端した際の反射係数  $S_{11}$  と伝送係数  $S_{21}$  を式 (2.3)、式 (2.4) で表す (図 2.1)。ここで、整合終端とは Port に特性インピーダンスと同じ値を持つ抵抗負荷を接続することを意味する。

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.3)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad (2.4)$$

$S_{11}$  は Port 2 を整合終端した際の Port 1 における反射係数で、 $S_{21}$  は Port 2 を整合終端した際の Port 1 から Port 2 への伝送係数である。次に、Port 1 を整合終端した際の伝送係数  $S_{12}$  と反射係数  $S_{22}$  を式 (2.5)、式 (2.6) で表す (図 2.2)。

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.5)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (2.6)$$

$S_{12}$  は Port 1 を整合終端した際の Port 2 から Port 1 への伝送係数で、 $S_{22}$  は Port 1 を整合終端した際の Port 2 における反射係数である。以上より、2端子回路網の散乱行列 [S] は以下のように表される。

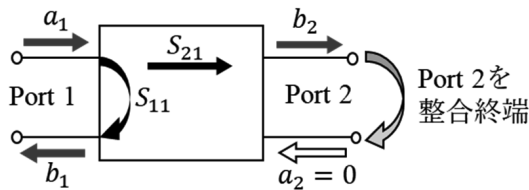


図 2.1 順方向 2 端子回路網

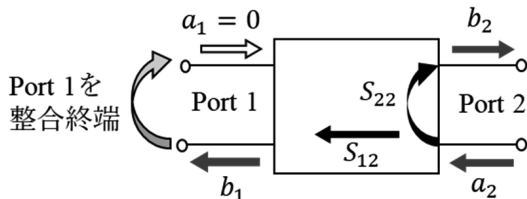


図 2.2 逆方向 2 端子回路網

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

## 2.3 アンテナ利得<sup>2), 14), 16)</sup>

アンテナ利得  $G(\theta, \phi)$  は、アンテナから特定の方向に放射される電磁波の電力密度と、基準として考えるアンテナから放射される電力密度の比で定義される。絶対利得  $G(\theta, \phi)$  は、あらゆる方向に均一に電磁波を放射する等方性アンテナを基準とし、式 (2.8) で表される。アンテナへの入力電力が等方的に放射すると仮定したときの放射強度 (等方性波源の放射強度)  $P_m/4\pi (=P_i)$  に対し、実際に放射される特定方向の放射強度 (最大放射エネルギー)  $U(\theta, \phi) (=P_r)$  の比で定義される。

$$G(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{P_m/4\pi} \quad (2.8)$$

これに対して、利得の基準に半波長ダイポールを用いた際の放射強度  $P_d$  を利用する場合があります。これを相対利得  $G_{d, dB}$  という。

絶対利得  $G_{i, dB}$  [dBi] (基準：等方性アンテナ)

$$G_{i, dB} = 10 \log_{10} G_i = 10 \log_{10} \left( \frac{P_r}{P_i} \right) \quad (2.9)$$

相対利得  $G_{d, dB}$  [dBd] (基準：半波長ダイポールアンテナ)

$$G_{d, dB} = 10 \log_{10} G_d = 10 \log_{10} \left( \frac{P_r}{P_d} \right) \quad (2.10)$$

この場合、 $G_{d, dB} = G_{i, dB} - 2.15$  の換算関係にある。 $P_r$  は実際に放射される特定方向の電力を表す。また、アンテナの全方向に放射されるエネルギーを基準にした場合の利得を指向性利得  $G_d$  といい、アンテナと給電線路との間の不整合を考慮した利得を動作利得  $G_w$  と呼ぶ。利得  $G$ 、指向性利得  $G_d$ 、動作利得  $G_w$  の関係は式 (2.11) で表される。 $\eta$  は放射効率を表す。アンテナに損失がなく (放射効率 100%)、インピーダンス整合がとれている場合 ( $\Gamma=0$ ) には、利得  $G$ 、指向性利得  $G_d$ 、動作利得  $G_w$  は全て同じ値となる。

$$G_w = G(1 - |\Gamma|^2) = \eta G_d(1 - |\Gamma|^2) \quad (2.11)$$

## 2.4 アンテナ係数<sup>2), 14), 16)</sup>

アンテナ係数  $AF$  はアンテナの出力端子に発生する電圧から空間の電界強度を推定するためのパラメータであり、以下のように定義される (図 2.3)。

$$AF = \frac{E}{V_0} \quad [1/m] \quad (2.12)$$

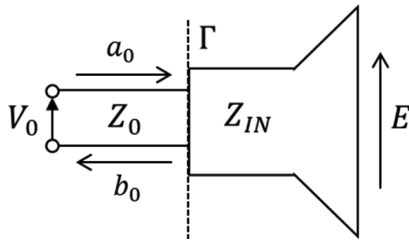


図 2.3 反射係数とアンテナ係数

$E$  はアンテナへの入力電界の大きさ、 $V_0$  はアンテナに接続された  $50 \Omega$  系負荷への誘起電圧である。アンテナ係数が既知の測定系により受信電圧を測定すれば、測定値にアンテナ係数を乗じることで、アンテナ位置における電界の大きさが求められる。このようにアンテナ係数は電界強度測定において電界強度・電圧変換を行う上で有効なパラメータであり、EMC の分野で広く利用されている。さらに、アンテナ係数  $AF$  は変換式 (2.13) を用いるとアンテナ利得  $G$  から算出することが可能である。

$$AF = \frac{1}{\lambda} \sqrt{\frac{120\pi}{Z_0} \cdot \frac{4\pi}{G(1-|\Gamma|^2)}} = \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \sqrt{\frac{120}{G_w Z_0}} \quad (2.13)$$

### 3. 広帯域アンテナの各種校正法

第3章では、広帯域アンテナの校正に必要なフリスの伝達公式を説明した後、各種校正法について述べる。校正手法については、相対校正法である置換法と、絶対校正法である2アンテナ法および3アンテナ法について解説する。最後に、研究開発中の1アンテナ法について、ニーズと課題、現在の取り組みと今後の展望を述べる。

#### 3.1 フリスの伝達公式<sup>2), 14), 17)</sup>

送受信アンテナ間の距離  $r$  が遠方界近似の条件  $r \geq 2D^2/\lambda_0$  ( $D$ : アンテナの最大寸法) を満たしていると仮定する。ここで、利得  $G_t$  の送信アンテナに送信電力  $P_t$  を与え、利得  $G_r$  の受信アンテナにおいて受信電力  $P_r$  であったとき、送信電力に対する受信電力の比  $P_r/P_t$  は以下の式で表される。

$$\frac{P_r}{P_t} = (1-|\Gamma_t|^2)(1-|\Gamma_r|^2) \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r}\right)^2 G_t G_r |\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r|^2 \quad (3.1)$$

これをフリスの伝達公式という。 $L_r = \left(\frac{4\pi r}{\lambda_0}\right)^2$  は自由空間損 (自由空間を球面波の遠方電磁界が距離  $r$  だけ伝達するときに受ける損失) と見なされる。 $\Gamma_t, \Gamma_r$  は送受信のアンテナの反射係数、 $\hat{\rho}_t, \hat{\rho}_r$  は送受信アンテナの偏波

の様子を表す単位ベクトルである。偏波整合がとれている場合は  $|\hat{\rho}_t \cdot \hat{\rho}_r| = 1$  となる。

送信アンテナを Port 1, 受信アンテナを Port 2 とし、S パラメータを用いてフリスの伝達公式を式 (3.2) に表す。 $k_0 = 2\pi/\lambda_0$  であり、 $G_1, G_2$  は送受信アンテナの利得である。

$$|S_{21}|^2 = (1-|\Gamma_1|^2)(1-|\Gamma_2|^2) \frac{G_1 G_2}{4k_0^2 r^2} \quad (3.2)$$

#### 3.2 置換法<sup>2), 14)</sup>

置換法とは、アンテナ特性が既知の標準アンテナと、アンテナ特性が未知である被校正アンテナ (AUT) の各受信電力の比から AUT のアンテナ特性を求める測定法である。標準アンテナのアンテナ特性は、校正機関によって事前に校正されており、校正証明書や校正成績書として入手する。

##### 3.2.1 直線偏波アンテナの利得測定<sup>2), 14)</sup>

はじめに、直線偏波のアンテナを送信アンテナに、利得標準アンテナを受信アンテナに用いて測定を行う (図 3.1 (a))。この際、偏波整合 ( $|\hat{\rho}_s \cdot \hat{\rho}_{ref}| = 1$ ) が完全にとれているものとする。フリスの伝達公式は式 (3.3) のように表される。 $G_s$  は送信アンテナの利得、 $G_{ref}$  は利得標準アンテナの利得である。ここで、反射損  $M_s = 1/(1-|\Gamma_s|^2)$ 、 $M_{ref} = 1/(1-|\Gamma_{ref}|^2)$  とする。

$$(|S_{21}|_{ref})^2 = \frac{1}{M_s M_{ref}} \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r}\right)^2 G_s G_{ref} \quad (3.3)$$

次に、先ほどと同じ直線偏波アンテナを送信アンテナに、被校正アンテナ (AUT) を受信アンテナに用いて測定を行う (図 3.1 (b))。この際、AUT の偏波が利得標準アンテナと同じ偏波方向になるように AUT を設置し、偏波整合 ( $|\hat{\rho}_s \cdot \hat{\rho}_{AUT}| = 1$ ) をとる。AUT の反射係数を  $\Gamma_{AUT}$ 、利得を  $G_{AUT}$  とすると、フリスの伝達公式は以下のように表される。ここで、 $M_{AUT} = 1/(1-|\Gamma_{AUT}|^2)$  とする。

$$(|S_{21}|_{AUT})^2 = \frac{1}{M_s M_{AUT}} \left(\frac{\lambda_0}{4\pi r}\right)^2 G_s G_{AUT} \quad (3.4)$$

式 (3.3)、式 (3.4) より、 $G_{AUT}$  は以下のように表される。

$$G_{AUT} = G_{ref} \frac{(|S_{21}|_{AUT})^2}{(|S_{21}|_{ref})^2} \frac{M_{AUT}}{M_{ref}} \quad (3.5)$$

dB 表示すると、式 (3.5) は式 (3.6) となる。

$$(G_{AUT})_{dB} = (G_{ref})_{dB} + (|S_{21}|_{AUT})_{dB} - (|S_{21}|_{ref})_{dB} + (M_{AUT})_{dB} - (M_{ref})_{dB} \quad (3.6)$$

ここで、 $(G_{ref})_{dB}$  は既知である。従って、 $(|S_{21}|_{AUT})_{dB}$ 、 $(|S_{21}|_{ref})_{dB}$ 、 $|\Gamma_{AUT}|^2$ 、 $|\Gamma_{ref}|^2$  を測定することで、AUT の利得  $(G_{AUT})_{dB}$  が求まる。

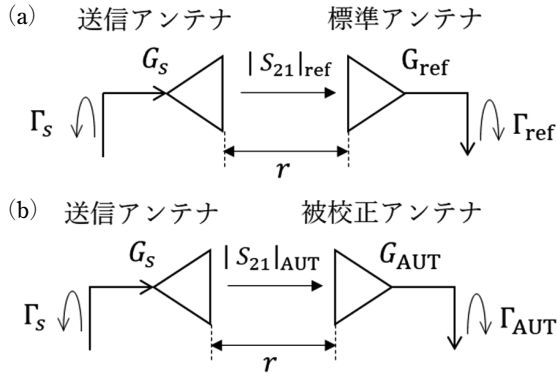


図 3.1 置換法による直線偏波アンテナの利得測定

- (a) 受信側に利得標準アンテナを用いた場合
- (b) 受信側に被校正アンテナを用いた場合

また、円偏波および楕円偏波の利得測定を行う際は、直線偏波のアンテナから水平偏波と垂直偏波をそれぞれ放射させて測定を実施する。測定方法は直線偏波の時と同様であり、水平偏波の利得  $G_{AUT,H}$  と垂直偏波の利得  $G_{AUT,V}$  を求めて足し合わせることで  $G_{AUT}$  が決定される。

置換法の不確かさ要因には、送信アンテナのインピーダンス不整合、偏波不整合、ケーブルによる損失などが挙げられる。実際に、標準アンテナと AUT の開口面が一致するように置き換えて実験を行うが、両者の形状が異なる場合は開口面を一致させることが難しいという問題もある。

### 3.3 2 アンテナ法および 3 アンテナ法<sup>2),14)</sup>

下記で説明する 2 アンテナ法および 3 アンテナ法はアンテナ特性が未知のアンテナのみを用いて測定を行う絶対校正法である。

#### 3.3.1 2 アンテナ法による利得測定<sup>2),14)</sup>

2 アンテナ法は、利得が未知の 2 本のアンテナを対向させて測定を行う手法である (図 3.2)。この際、アンテナ間距離を  $R_{21}$  とし、偏波整合が完全に取れているとすると、フリスの伝達公式は以下のように表される。

$$|S_{21}|^2 = (1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_2|^2) \left( \frac{\lambda_0}{4\pi R_{21}} \right)^2 G_1 G_2 \quad (3.7)$$

$G_1$ 、 $G_2$  は各アンテナの利得で、 $\lambda_0$  は自由空間における波長である。式 (3.7) を dB 表示すると、

$$(G_1)_{dB} + (G_2)_{dB} \quad (3.8)$$

$$= 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_{21}}{\lambda_0} \right) + (|S_{21}|)_{dB} + (M_1)_{dB} + (M_2)_{dB}$$

となり、 $(M_i)_{dB} = -10 \log_{10}(1 - |\Gamma_i|^2)$  ( $i=1, 2$ ) は各アンテナにおける反射損失である。 $\lambda_0$ 、 $R_{21}$  は既知であり、

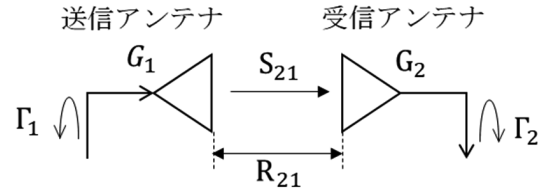


図 3.2 2 端子回路網表示と 2 アンテナ法

$(|S_{21}|)_{dB}$ 、 $(M_1)_{dB}$ 、 $(M_2)_{dB}$  は測定で求められる。ここで、2 つのアンテナが同一の場合、それらの利得が等しくなるため、 $(G_1)_{dB}$  が決定される。

$$(G_1)_{dB} = (G_2)_{dB} \quad (3.9)$$

$$= \frac{1}{2} \left( 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_{21}}{\lambda_0} \right) + (|S_{21}|)_{dB} + (M_1)_{dB} + (M_2)_{dB} \right)$$

2 アンテナ法は、校正されたアンテナが不要であり、3 アンテナ法に比べて短時間で測定が可能である。しかし、同一のアンテナを 2 つ用意することは厳密には不可能であるため、2 アンテナ法は正確なアンテナ校正には適さない。

#### 3.3.2 3 アンテナ法による利得測定<sup>2),14)</sup>

3 アンテナ法は、アンテナ特性が未知の 3 本のアンテナの組み合わせ (1 と 2, 1 と 3, 2 と 3) で送受信アンテナ間の  $S_{21}$  を測定し、3 本のアンテナの特性を同時に決定する手法である (図 3.3)。2 アンテナ法と同様に、フリスの伝達公式から求めた dB 表示の関係式を以下に示す。

$$(G_1)_{dB} + (G_2)_{dB} \quad (3.10)$$

$$= 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_{21}}{\lambda_0} \right) + (|S_{21,1}|)_{dB} + (M_1)_{dB} + (M_2)_{dB} = A_{12}$$

$$(G_1)_{dB} + (G_3)_{dB} \quad (3.11)$$

$$= 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_{31}}{\lambda_0} \right) + (|S_{21,2}|)_{dB} + (M_1)_{dB} + (M_3)_{dB} = A_{13}$$

$$(G_2)_{dB} + (G_3)_{dB} \quad (3.12)$$

$$= 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi R_{32}}{\lambda_0} \right) + (|S_{21,3}|)_{dB} + (M_2)_{dB} + (M_3)_{dB} = A_{23}$$

$(M_i)_{dB} = -10 \log_{10}(1 - |\Gamma_i|^2)$  ( $i=1, 2, 3$ ) である。 $A_{ij}$  はアンテナ  $i$  と  $j$  を対向させたときの利得の和  $(G_i)_{dB} + (G_j)_{dB}$  ( $i, j=1, 2, 3, i \neq j$ ) に相当する。連立方程式 (3.10) - (3.12) を解くことで、3 つのアンテナの利得が式 (3.13) - (3.15) のように決定される。

3 アンテナ法は置換法のように事前に校正された標準

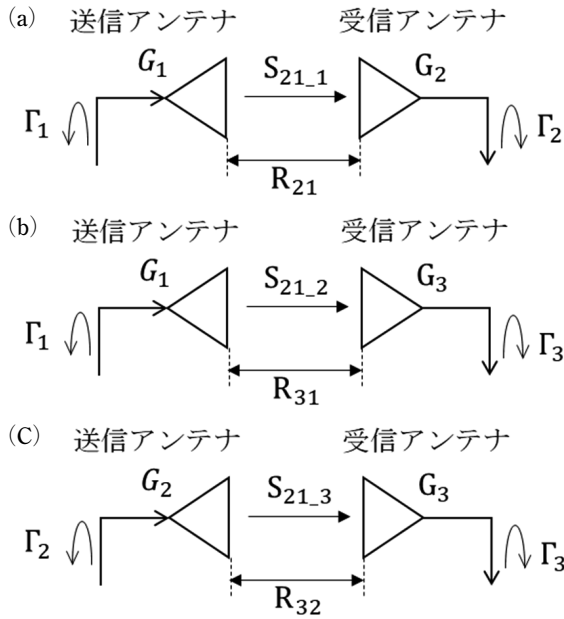


図 3.3 2 端子回路網表示と 3 アンテナ法  
 (a) アンテナ 1 と 2 の組み合わせ  
 (b) アンテナ 1 と 3 の組み合わせ  
 (c) アンテナ 2 と 3 の組み合わせ

アンテナを用意する必要がなく、小さい不確かさで校正が行えるため優れた測定手法である。しかし、3 本のアンテナの組み合わせで測定を行うため、置換法や 2 アンテナ法に比べて測定に時間を要する。2 アンテナ法や 3 アンテナ法のような利得の絶対校正法にも、インピーダンス不整合や偏波不整合、ケーブルによる損失などの誤差要因が存在する。また、フリスの伝達公式は球面波伝搬を仮定しているため、測定時におけるアンテナ間距離が有限であると、波面や振幅誤差により利得が過少評価される可能性がある。

$$(G_1)_{dB} = \frac{A_{12} + A_{13} - A_{23}}{2} \quad (3.13)$$

$$(G_2)_{dB} = \frac{A_{12} - A_{13} + A_{23}}{2} \quad (3.14)$$

$$(G_3)_{dB} = \frac{-A_{12} + A_{13} + A_{23}}{2} \quad (3.15)$$

### 3.4 1 アンテナ法

#### 3.4.1 1 アンテナ法の課題とニーズ

産業技術総合研究所などの国家計量標準研究機関では、アンテナ校正を行う際は、3 アンテナ法を用いてアンテナ利得やアンテナ係数の校正を実施する。しかし、この手法で校正を実施するにはオープンテストサイト等の大型設備が必要であり、不確かさ積算を行うには複数

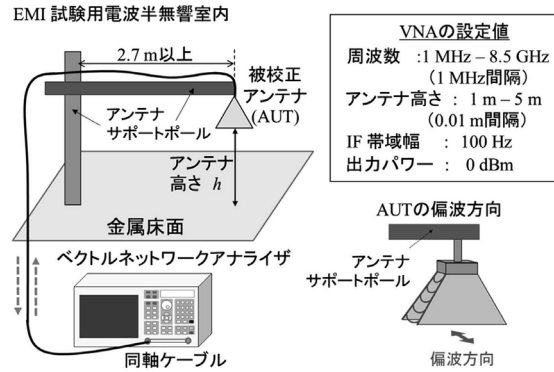


図 3.4 1 アンテナ法の測定系

回測定しなければならず、非常に多くの費用と時間を要する。そのため、公設の試験研究機関（公設試）等の EMC 試験機関では、アンテナの校正を外部校正機関へ依頼するのが通常である。地方の試験機関にとっては校正費用が大きな負担となるため、アンテナの校正を 1 年に 1 度依頼するというのが限界で、その間にアンテナが壊れていないかどうかを点検する方法がないといった問題がある。

アンテナは、形状が変わらない限り特性が変わらないという基本概念があるため、壊れていない場合は大まかな測定が可能である。しかし、実際には、目では見えない変形がある可能性があり、ISO 17025 の観点からは校正値からのずれがないか公設試自身で日常的に点検できることが望ましい。

そこで、我々の研究グループは比較的短時間で簡易的に電波暗室内でも行えるアンテナの校正手法を開発するために 1 アンテナ法（アンテナ自己校正法）の研究に取り組み始めている<sup>18)</sup>。1 アンテナ法はアンテナ特性が未知の被校正アンテナ 1 本のみを用いて測定を行う自己校正法であり、EMI 測定用電波暗室（半電波無響室）の金属床面を電気壁として利用する<sup>18)</sup>。金属床面に向けて電波を放射し、金属面から反射した電波を同じアンテナで受信することで、アンテナ利得とアンテナ係数を推定する。これにより、アンテナの自己点検を可能とする。被校正アンテナのトレーサビリティは測定に用いる測定器（ベクトルネットワークアナライザ (VNA)、電子校正 (ECal) モジュールなど）によって確保されている。この手法は鏡像原理を利用しているため、アンテナ開口面から金属床面までの距離が  $h=5\text{ m}$  のときの測定結果は、自由空間距離  $10\text{ m}$  で測定した場合と同様の測定結果を得る。これまでに、ログペリオディックアンテナ (LPDA, 300 MHz-1 GHz)<sup>7)</sup> とダブルリッジガイドホーンアンテナ (DRGH, 1 GHz-6 GHz)<sup>9)</sup> に 1 アンテナ法を

適用して実験を行った。

### 3.4.2 振幅中心を考慮したフリスの伝達公式を用いたアンテナ利得の算出

1 アンテナ法によるアンテナ利得の算出には、振幅中心を考慮したフリスの伝達公式<sup>19)-21)</sup>を用いる。振幅中心は H 面と E 面における位相中心の平均値で表される。位相中心は、球面上に広がる電磁放射の中心点であり、遠方界における等位相面の曲率中心として定義されている<sup>22)</sup>。振幅中心を考慮したフリスの伝達公式を下記に示す。

$$|S_{21}(\omega, z)|^2 = (1 - |\Gamma_1|^2)(1 - |\Gamma_2|^2) \left\{ \frac{\lambda_0}{4\pi(z + d_1 + d_2)} \right\}^2 G_1 G_2 \quad (3.16)$$

$\omega = 2\pi f$  である。 $G_1$ 、 $G_2$  および  $M_1 = 1 - |\Gamma_1|^2$ 、 $M_2 = 1 - |\Gamma_2|^2$  はアンテナ利得とアンテナ mismatches であり、 $d_1$ 、 $d_2$  はアンテナ開口面から振幅中心までの距離を、 $z$  は 2 アンテナ間の距離である。1 アンテナ法は送受信アンテナに同一のアンテナを用いた場合と等価であるため、 $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma$ 、 $G_1 = G_2 = G$ 、 $d_1 = d_2 = d$  となる。式 (3.16) にこの条件を代入すると下式で表される。

$$|S_{11}'(\omega, z)| = (1 - |\Gamma|^2) \frac{\lambda_0}{4\pi(z + 2d)} G \quad (3.17)$$

$S_{11}'(\omega, z)$  は AUT の反射係数における金属床からの反射波に対応する。

異なる 2 点のアンテナ高さ  $z_1$ 、 $z_2$  における金属床の反射波  $S_{11}'(\omega, z_1)$ 、 $S_{11}'(\omega, z_2)$  から、最終的にアンテナ利得と振幅中心を下式のように求めることができる。

$$G = \frac{4\pi(z_1 - z_2)}{\lambda} (1 - |\Gamma|^2)^{-1} \times \left( \frac{1}{|S_{11}'(\omega, z_1)|} - \frac{1}{|S_{11}'(\omega, z_2)|} \right)^{-1} \quad (3.18)$$

$$d = \frac{1}{2} \frac{z_2 |S_{11}'(\omega, z_2)| - z_1 |S_{11}'(\omega, z_1)|}{|S_{11}'(\omega, z_1)| - |S_{11}'(\omega, z_2)|} \quad (3.19)$$

従って、式 (3.18) より、アンテナ間距離が異なる 2 つの測定結果から利得が算出可能であることが分かった。

### 3.4.3 ダブルリッジガイドホーンアンテナのための 1 アンテナ法を用いたアンテナ利得測定

現在取り組んでいる 1 アンテナ法の研究について、下記の実験 2 つを紹介する。

- 1 アンテナ法で算出したアンテナ利得と 3 アンテナ法で求めたアンテナ利得の比較
- 金属床面における反射エリアの広さの影響評価

測定系を図 3.4 に示す。被校正アンテナにダブルリッジガイドホーンアンテナ (DRGH, ETS-Lindgren Inc.

製の 3115)<sup>9)</sup>を用い、電波半無響室の金属床面上に被校正アンテナを垂直下向きに設置した。被校正アンテナをベクトルネットワークアナライザ (VNA) のポート 1 に同軸ケーブルで接続し、測定前にアンテナ接続端で OSL (Open, Short, Load) 校正を実施した。アンテナの開口面から金属床面までの距離を 1 m - 5 m まで 0.01 m 間隔で変化させ、反射係数  $S_{11}(\omega)$  の測定を行った。また、被校正アンテナの中心からアンテナマストまでの距離を約 2.7 m とし (図 3.5)、偏波方向を図 3.4 のように設置した。1 アンテナ法で求めたアンテナ利得と 3 アンテナ法で求めたアンテナ利得を比較したグラフを図 3.6 に示す。赤線が 1 アンテナ法で求めたアンテナ利得の結果で黒線が 3 アンテナ法での結果、青点線が両者の差を表す。1 アンテナ法と 3 アンテナ法で求めたアンテナ利得の差は 0.6 dB 以下となった。

次に、1 アンテナ法の測定に必要な金属床面の反射領域を調べるため、金属床面の一部に電波吸収体を設置して測定を行った (図 3.7)。図 3.8 は時間領域処理技術を用いて推定した金属床面からの反射波の周波数特性を表しており、電波吸収体を設置した際の結果 (図 3.8 (b)) は金属床面のみの場合 (図 3.8 (a)) と比べてリップルが多数見られ、電波吸収体が測定結果に影響を与えていることがわかった。従って、金属床面の反射エリアの広さはアンテナ校正の不確かさに関係しており、反射領域が狭いと測定結果に影響を与えることがわかった。DRGH を用いた場合、アンテナの中心からアンテナサポートポールまでの距離を 2.7 m 以上に設定し、アンテナの偏波方向をアンテナサポートポールに対して平行に設置した場合、アンテナの高さ 5 m までの測定においては十分な広さの反射領域であることがわかっている。

最後に、1 アンテナ法における今後の課題について述べる。まず、1 アンテナ法がどの程度の不確かさで校正

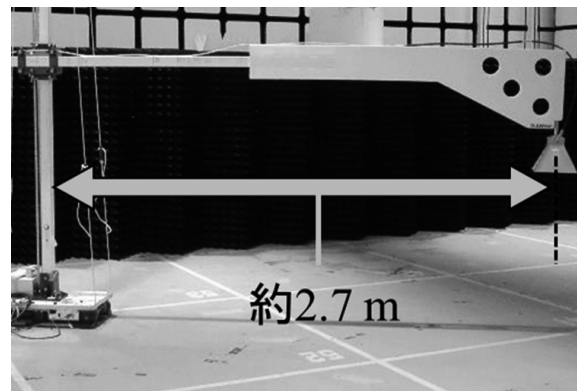


図 3.5 1 アンテナ法の測定における反射エリアの検討

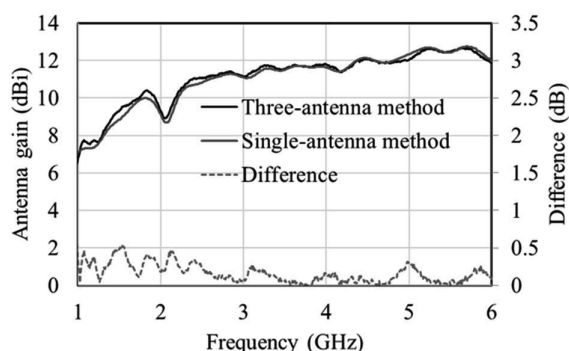


図 3.6 アンテナ利得比較結果

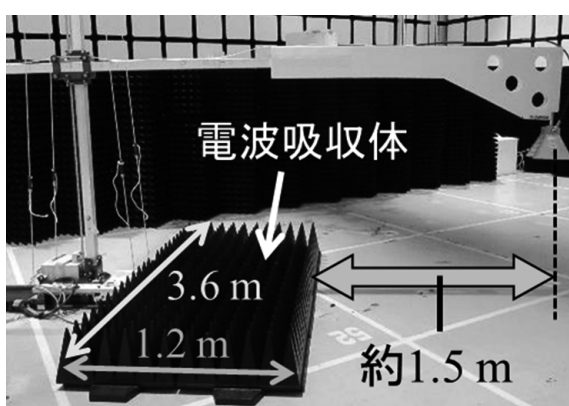


図 3.7 金属床面に電波吸収体を設置した際の測定系

可能かを明らかにするため不確かさ積算を行い、NPLが供給している固定アンテナ距離置換法の不確かさ 0.8 dB (第 4 章 表 4.2 参照) と同程度まで小さくすることを目標に開発を進める。さらに、バイコニカルアンテナやパイログアンテナにも 1 アンテナを適用させて実験を行い、国際標準化活動にも協力したいと考えている。

#### 4. 海外の標準研究所における校正整備状況

2017 年度現在の世界各国における広帯域アンテナ (Biconical antenna, Log periodic antenna, Bilog antenna) の校正能力を Calibration and Measurement Capability (CMC) リストから抜粋し、表 4.1 に示す。バイコニカルアンテナ (Biconical antenna) の校正は、日本 (NMIJ)、韓国 (KRISS)、英国 (NPL)、中国 (NIM)、メキシコ (CENAM)、トルコ (UME) の 6 か国で実施されており、その測定周波数は 30 MHz–300 MHz である。校正手法には置換法と 3 アンテナ法が主に用いられている。また、表 4.1 に記載した全ての国でログペリオディックアンテナ (Log periodic antenna) の校正が実

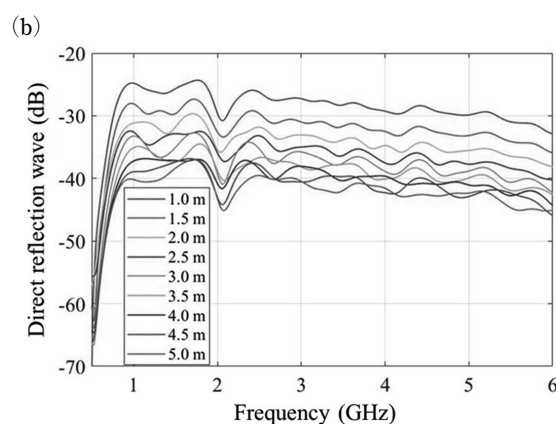
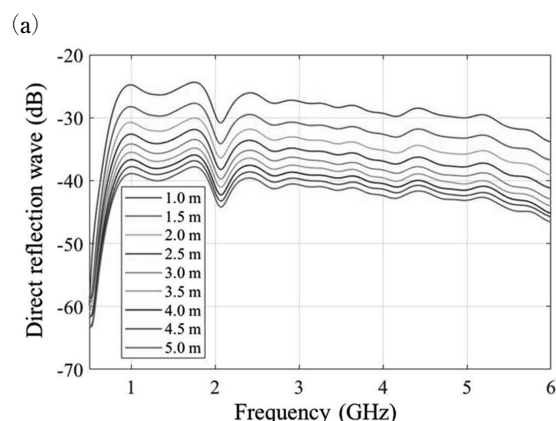


図 3.8 金属床面からの反射波の周波数特性

- (a) 金属床面のみの場合
- (b) 電波吸収体を設置した場合

施されており、校正手法はバイコニカルアンテナと同様に置換法と 3 アンテナ法が主流である。さらに、英国、メキシコ、トルコではパイログアンテナの校正も実施されており、日本でも、2016 年度からパイログアンテナの校正 (30 MHz–1 GHz) を開始した。

次に、2017 年度現在の世界各国における広帯域ホーンアンテナ (Broadband horn antenna) の校正能力を CMC リストから抜粋し、表 4.2 に示す。広帯域ホーンアンテナ (Broadband horn antenna) のアンテナ利得の校正は英国 (NPL) と中国 (NIM) で実施されており、その測定周波数は 1 GHz–18 GHz となっている。日本 (NMIJ) では、広帯域ホーンアンテナのアンテナ係数 (1 GHz–6 GHz) について固定距離 3 m でのみ校正を実施しているが、アンテナ利得は未整備である。

#### 4.1 NPL および PTB の広帯域アンテナの校正設備状況

2017 年 6 月に英国の研究機関である National Physical



Laboratory (NPL) の David Gentle 氏を訪問し、アンテナの校正設備を見学した。NPLでは、モノポールやダイポール、ループアンテナの他、広帯域アンテナであるバイコンカルアンテナやログペリオディックアンテナ、バイログアンテナ、ホーンアンテナなどの校正が実施されている。中でも、TV やラジオの受信、無線通信応用、EMC 試験、EMC 試験場検証に用いられるアンテナの校正依頼が比較的多いと伺った。特に、広帯域ホーンアンテナ (DRGH) に関しては年間 100 件程の校正依頼があるため、このアンテナ専用の電波暗室 (図

4.1) が整備されている。このことから、DRGH の校正ニーズの高さが伺える。

アンテナの校正は主にオープンサイトと電波暗室で行われており、NPL のオープンサイトは 60 m×30 m の大きさの、継ぎ目のない鋼のプレートで構成されている (図 4.2)。NMIJ のオープンサイト (50 m×30 m) に比べ、縦に 10 m 長い。一方、電波暗室はフェライトの板に電波吸収体を設置した構造となっており、フェライトは低周波の電波を吸収するために用いられる。最近では、アンテナマストやアンテナ自体を 3D プリンタで作製する

表 4.1 広帯域アンテナ (バイコンカルアンテナ, ログペリオディックアンテナ, バイログアンテナ) 標準の諸外国の整備状況 (2017 年 現在)

国	機関名	校正量	アンテナ種別	手法	周波数 (MHz)	不確かさ (dB)
日本	NMIJ	Antenna factor	Biconical antenna	3 アンテナ法	30 - 300	0.5, 0.7
			Log periodic antenna		300 - 1000	0.5
			Bilog antenna		30 - 1000	0.5
韓国	KRISS	Antenna factor	Biconical antenna	置換法	30 - 300	1.5
			Log periodic antenna	置換法	200 - 1000	1.5
英国	NPL	Antenna factor	Biconical antenna	置換法	20 - 300	0.5
			Bilog antenna	置換法 (200 MHz まで), 3 アンテナ法	20 - 2000	0.7
		Antenna gain	Log antenna	3 アンテナ法	80 - 200	1.0
			Log periodic antenna	3 アンテナ外挿法	200 - 6000	0.5
中国	NIM	Antenna factor and Antenna gain	Biconical antenna	3 アンテナ法	30 - 300	0.69
			Log-periodic dipole-array	置換法		0.64
			Log-periodic dipole-array	3 アンテナ法	200 - 1000	0.68
メキシコ	CENAM	Antenna factor	Biconical antenna	標準サイト法	30 - 300	0.58-1.12
			Log periodic antenna	標準サイト法	200 - 1000	0.46-1.12
			Hybrid antenna	標準サイト法	30-300	0.67-2.06
ロシア	VNIIFTRI	Antenna factor	Log periodic antenna	電界センサによる比較*2	80-1000	2.5
トルコ	UME	Antenna factor	Biconical antenna	3 アンテナ法	30 - 300	1.8
			Log periodic antenna		200 - 1000	1.8
			Bilog / hybrid antenna		30 - 1000	1.8
スウェーデン	RISE	Antenna gain	Log periodic antenna	置換法	30 - 70*3	1.0
					70 - 1000*4	1.0
					300 - 1000*5	0.6
					1140 - 5000*6	0.7
					5000 - 8000*7	0.7
8000 - 13000*8	0.8					

\*1 Horn antenna を含んだ値 \*2 詳細は不明 \*3-4 Linear dipole antenna を含んだ値

\*5-8 Linear dipole antenna と Horn antenna を含んだ値

表 4.2 広帯域ホーンアンテナ標準の諸外国の整備状況 (2017 年 現在)

国	機関名	校正量	アンテナ種別	手法	周波数 (MHz)	不確かさ (dB)
日本	NMIJ	Antenna factor	Broadband horn antenna	固定アンテナ距離置換法 (3 m 固定)	1000 - 6000	0.4 <sup>1</sup>
英国	NPL	Antenna gain		3 アンテナ外挿法	1000 - 1800	0.05
				固定アンテナ距離置換法		0.8
中国	NIM	Antenna gain		外挿法	1100 - 1700	0.12
			1700 - 2600		0.1	
			2600 - 18000		0.05	

\*1 主要な周波数帯付近における不確かさの値

こともあると伺った。NPLでは、EMI試験用アンテナの校正が30 MHz-18GHzの周波数範囲で行われており、その測定不確かさは表4.1のとおりである。

一方、2017年10月にドイツの研究機関であるPhysikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB)のKleine-Ostman氏を訪問した。PTBのオープンサイト(図4.3)はヨーロッパ最大の50 m × 60 mであり、オープンサイトの周囲100 m以内に障害物がない条件で設置され



図4.1 広帯域ホーンアンテナ校正専用の電波暗室



図4.2 NPLのオープンサイト

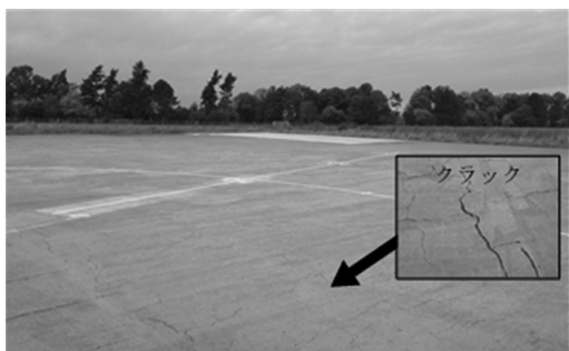


図4.3 PTBのオープンサイト

ていた。しかし、その金属床面には多数のクラックが見られ、その影響により、現在は広帯域アンテナの校正が停止中であった。2019年以降に校正サービスを再開する見通しと伺った。

## 5. 地中埋設 FRPM 管のための非破壊検査法

農業用水管や下水道管、電力地中線ケーブル保護管などに用いられている Fiberglass Reinforced Plastics Mortar (FRPM) 管は機械的に堅牢で化学的に安定であるため、定期的に検査・診断を行い、劣化部を補修することで、安全を担保しつつ使用期間を延ばすことが期待できる<sup>23)</sup>。しかし、その多くは地中に埋設されており、検査・診断には掘り起こし工事が必要で、これらを実施するには高額の費用と長い期間を要する。そのため、地中埋設 FRPM 管を非破壊で効率よく検査・診断する技術が求められている。

### 5.1 FRPM 管壁を伝搬するマイクロ波を用いた非破壊検査法

FRPM は 1 GHz-10 GHz のマイクロ波に対して比較的 low loss な誘電体 ( $\epsilon_r = 4-10$ ,  $\tan \delta \sim 0.01$ ) であり、この点に着目したマイクロ波非破壊検査法が共同研究機関である三重大大学の村田教授らにより提案されている<sup>24)-26)</sup>。これは、FRPM 管の管壁に沿って伝搬させたマイクロ波の伝搬特性の変化や散乱波の分布を計測することで、欠陥・異物の有無を診断するというものである。FRPM 管の端面で励振されたマイクロ波は FRPM 管の管壁とその近傍 ( $\sim 10$  mm 程度) に閉じ込められて伝搬するため、この手法では、管路の内側から外側における異物等の情報を取得することが可能である<sup>24)-26)</sup>。これまでの研究により、ダイポールアンテナを FRPM 管の管壁両端に設置することで、2 GHz-6 GHz のマイクロ波が FRPM 管壁に沿って導波モードとして伝搬することが確認されており、欠陥・異物のある配管とそれらが健全な配管でマイクロ波の伝搬特性に差が生じることがわかっている<sup>24)-26)</sup>。

我々のグループは、この検査法に 1 アンテナ法の測定で用いた時間領域処理技術を応用することで、FRPM 管における欠陥・異物の位置をより簡易的に正確に特定できると考える。

### 5.2 FRPM 管におけるマイクロ波信号の時間領域解析

現在取り組んでいるマイクロ波非破壊検査法の研究について、実験内容の一部を下記で紹介する。

マイクロ波の入力および検出にスリーブダイポールアンテナを用い、これらのアンテナを FRPM 管（全長 1000 mm、内径 250 mm、管厚 18 mm）の各端面に設置した（図 5.1）。次に、励振用アンテナを用いてベクトルネットワークアナライザ（VNA）からのマイクロ波信号（周波数：1 GHz–6 GHz）を FRPM 管に入力した。管壁を伝搬して他端に到達するマイクロ波信号を検出用アンテナで検出し、VNA を用いて S パラメータ  $S_{21}(\omega)$  の測定を行った。

ベクトルネットワークアナライザで測定した S パラメータ  $S_{21}(\omega)$  の周波数特性を図 5.2 に示す。この結果に

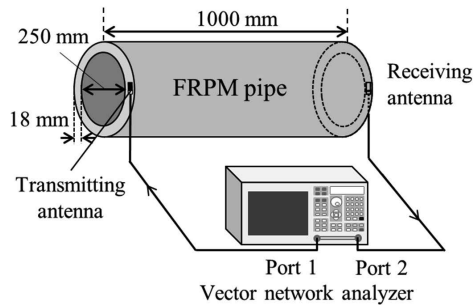


図 5.1 実験系

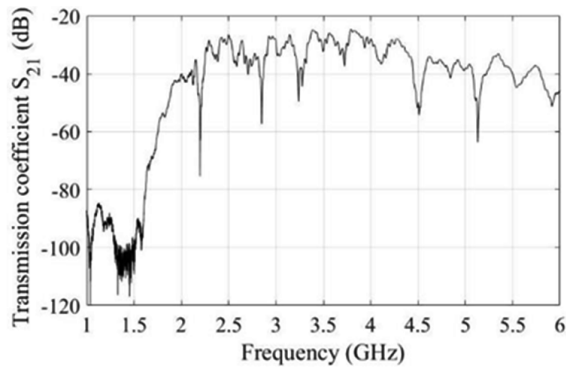


図 5.2 S パラメータ  $S_{21}$  の周波数特性。

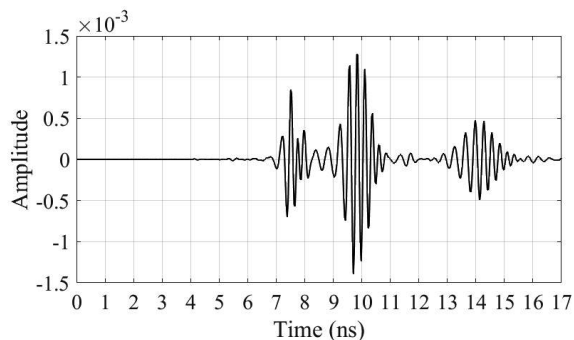


図 5.3 マイクロ波信号の時間領域応答

対して逆フーリエ変換を行い、時間領域に変換した結果を図 5.3 に示す。この図から、遅延時間の異なる複数の波形が見て取れる。これより、FRPM 管の端面で励振されたマイクロ波は、複数の異なる経路を通過して検出用アンテナに到達することがわかった。これらの波の伝搬経路を明らかにし、欠陥や異物によってどの伝搬経路を通過したマイクロ波が変化しているのかを調べることで、欠陥・異物の位置を推定することが可能であると考えられる。今後は、これについてより詳細に調べる予定である。

## 6. 結論

本報告では、広帯域電磁波計測のための計量標準と非破壊検査への応用に関する調査研究と題して、広帯域アンテナ校正における研究背景とアンテナ校正量の定義、従来の校正手法と世界各国における広帯域アンテナ校正の整備状況について紹介した。これらをもとに、広帯域アンテナ校正に求められるニーズと課題について述べ、現在進行中の 2 つの研究テーマ（1 アンテナ法を用いたアンテナ利得測定の開発、マイクロ波を用いた非破壊検査法の開発）について記載した。広帯域アンテナの校正手法は置換法や 3 アンテナ法が世界的にも主流だが、EMC 試験機関では、短時間で簡易的にアンテナの点検を行える新たな手法が必要とされていることがわかった。そこで、1 アンテナ法の研究に着手し、ダブルリッジガイドホーンアンテナなどの広帯域アンテナに 1 アンテナ法を適用し、有効性を検証した。また、海外の計量標準研究所について調査したところ、NPL では年間 100 件程の校正が実施されており、広帯域ホーンアンテナの校正ニーズの高さが伺えた。

以上より、広帯域アンテナの新しいアンテナ利得校正法として 1 アンテナ法の研究に取り組み、不確かさ要因を検討することで、3 アンテナ法に代わる校正手法としての確立を目指す。

## 謝辞

本調査研究を行うにあたり、ご指導・ご助言をいただきました電磁界標準研究グループの黒川悟グループ長、飴谷充隆主任研究員、She Yuanfeng 研究員、並びに同研究グループの皆様に深く感謝いたします。また、本技術資料を作成するにあたり、飴谷充隆氏の技術資料（平成 21 年 6 月 16 日受理）<sup>29)</sup>と She Yuanfeng 氏の技術資料（平成 27 年 4 月 24 日受理）<sup>30)</sup>を参考にしました。

## 参考文献

- 1) IEEE Transactions on Antenna and Propagation, vols. AP-17, No. 3, May 1969; AP-22, No. 1, January 1974; and AP-31, No. 6, Part II, November 1983.
- 2) Constantine A. Balanis, "ANTENNA THEORY ANALYSIS AND DESIGN", A JOHN WILEY & SONS, INC., 2005.
- 3) ITU Radio Regulations Edition of 2016, p27, 2016.
- 4) 総務省：周波数帯ごとの主な用途と電波の特徴 <http://www.tele.soumu.go.jp/j/adm/freq/search/myuse/summary/index.htm>
- 5) 永原靖幸, "EMC とは?", 初めての EMC セミナー [入門編], JEEMA, 30 May 2017.
- 6) Biconical Antenna BBA9106+VHA9103B, Schwarzbek Mess Elektronik OHG, Available: <http://www.schwarzbek.de/en/antennas/biconical-antennas.html>, 2013.
- 7) Logarithmic Periodic Broadband Antennas UHAL-P9108A, Schwarzbek Mess Elektronik OHG, Available: <http://www.schwarzbek.de/en/antennas/logarithmic-periodic-broadband-antennas.html>, 2013.
- 8) CBL6112 Bilog antenna 30 MHz-2 GHz, Teseq Inc., Available: <http://www.teseq.com/products/CBL-6112.php>, 2009.
- 9) 3115 Double ridged guide horn antenna. ETS-Lindgren Inc., Available: <http://www.ets-lindgren.com/data-sheet/antennas/double-ridged-guide/4002/400203>, 2018.
- 10) 山中稔, "規格の概要", 初めての EMC セミナー [初級編], JEEMA, 31 May 2017.
- 11) 一般財団法人 VCCI 協会: <http://www.vcci.jp/>
- 12) 日本能率協会, "世界の EMC 規格・規制 (2017 年度版)", 日本能率協会, 2017.
- 13) CISPR 16-1-1, "Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods – Part 1-1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus – Measuring apparatus", ed. 4.0, 2015.
- 14) 石井望, "アンテナ基本測定法", コロナ社, 2011.
- 15) Michael Hiebel, "Fundamentals of Vector Network Analysis", ROHDE & SCHWARZ, 2005.
- 16) 藤井勝巳, 酒井孝次郎, 杉山功, 瀬端好一, 西山巖, "外挿法を用いたマイクロ波帯用 EMI アンテナの校正", 情報通信研究機構研究報告, Vol. 62, No. 1, pp. 91-100, 2016.
- 17) H. T. Friis, "A note on a simple transmission formula," in Proc. IRE, vol.34, pp.254-256, May 1946.
- 18) S. Kurokawa, M. Hirose, K. Komiyama, "Experimental study of self-calibration method for Log-periodic antenna," Proceedings of ISAP2004, pp.285-288, Aug. 2004.
- 19) T. W. Hertel, "Phase Center Measurements Based on the Three-Antenna," Proc. 2003 IEEE AP-S Symp., vol.3, pp.816-819, Columbus, USA, June 2003.
- 20) S. Kurokawa, M. Ameya, and M. Hirose, "Far field gain estimation method for Japanese broadband antenna standard using time-frequency analysis," Proc. PIERS 2013 Stockholm, pp. 838-842, Stockholm, Sweden, Aug. 2013.
- 21) M. Hirose, S. Kurokawa, M. Ameya, "Theoretical Investigation on Relationship Between Near-Field Gain and Far-Field Gain Using Phase Center," Technical report of IEICE, AMT2012-02, June, 2012. (In Japanese)
- 22) IEEE Standard for definitions of terms for antennas, IEEE std. 145-2013, IEEE, New York, p25.
- 23) 海老名芳郎, "FRPM 管 (強化プラスチック複合管)," 農業土木学会誌, 45 巻, 7 号, p. 498, 1977.
- 24) H. Murata, T. Okuda and M. Hazama, "Microwave Guided-Mode Propagation and Reflection along Fiber-Reinforced Plastic Mortar Pipe Walls and their Applications to Nondestructive Measurement," PIERS 2018, 2A5, p.375, August 2018, Toyama, Japan.
- 25) F. Ueno, H. Murata, T. Okuda, M. Hazama, and Y. Okamura, "New Nondestructive Measurement for Microwave and Photonic Techniques," MWP/APMP 2014, TuED-2, 2014.
- 26) F. Ueno, Y. Azuma, H. Murata, T. Okuda, M. Hazama, and Y. Okamura, "Nondestructive Inspection and Crack Detection of FRPM Pipe Using Electro-Optic Sensor and Microwave Guided-Mode Propagation," PEM 2015-12, 2015.
- 27) 飴谷充隆, "ミリ波帯アンテナ標準に関する調査研究", 産総研計量標準報告, Vol. 8, No. 1, 16 June 2009.
- 28) She Yuanfeng, "マイクロ波体アンテナの各種特性測定技術と標準供給に関する調査研究", 産総研計量標準報告, Vol. 9, No. 3, 24 April 2015.