

3-3 標準電界法を用いたアンテナ校正法

3-3 Antenna Calibration Method using Standard Electric-field Method

藤井 勝巳

FUJII Katsumi

電波を受信するアンテナを校正する方法の一つに、標準電界法と呼ばれる方法がある。この方法は、被校正アンテナに入射する電界の強さが、送信アンテナの特性から理論的に決定できるとして校正する方法である。本稿では、標準電界法で用いる送信アンテナの特性を表す「送信アンテナファクタ」と、受信アンテナの特性を表現するために広く用いられている「アンテナ係数」との関係性を明らかにし、アンテナが相反性を有すれば、アンテナ係数を決定することと送信アンテナファクタを決定することは等価であることを明らかにした。また、送信アンテナファクタが得られたアンテナを使った標準電界法について述べ、標準電界法の適用条件について検討を行った。

Standard electric-field method is one of antenna calibration methods. The method is performed under a condition that an electric-field strength at the location set an antenna under calibration (AUC) can be theoretically estimated from characteristics of transmit antenna generating the standard electric-field. In this paper, it makes clear that a relationship between “Transmit antenna factor” which is a parameter to characterize the transmit antenna and “Antenna factor” which is a parameter to characterize the receive antenna. It is shown that the calibration to determine the antenna factor is equal to that to determine the transmit antenna factor if the antenna has reciprocity. In addition, Standard electric-field method by a transmit antenna with transmit antenna factor is described and discussed conditions to perform the method.

1 まえがき

空間を伝搬する電波の強さを精密に測定するためには、電波を受信するために用いるアンテナの特性を明らかにする必要がある。この際、受信アンテナは、空間を伝わる電波を、伝送線路を伝わる高周波信号へ変換する装置として機能する。受信アンテナの特性を表すパラメータとしては「利得」が広く知られているが [1][2]、環境電磁工学 (EMC : Electromagnetic Compatibility) の分野では「アンテナ係数」(Antenna factor) と呼ばれるパラメータが広く用いられている [3][4]。

アンテナ係数を決定する校正法としては、標準サイト法、標準アンテナ法、標準電界法と呼ばれる 3 つの方法が知られている [5]。いずれかの方法を用いることで、国際単位系 (SI) [6] とトレースブル [7] なアンテナ係数を決定することができるが、本稿では、とくに、標準電界法について基礎検討を行っている。2 では、アンテナ係数の定義と利用方法、動作利得との関係性を示し、等価回路を使って受信アンテナを表現する。3 では、標準電界法の準備として、送信アンテナとして特

徴を表す送信アンテナファクタの定義と動作利得との関係性を示し、等価回路を使って送信アンテナを表現する。4 では、2 及び 3 で行った等価回路表現を比較することにより、アンテナ係数と送信アンテナファクタの間関係性を求める。これにより、相反性を有するアンテナであれば、受信アンテナのための校正法と同じ校正法を使って、送信アンテナを校正できることを明らかにする。5 では、標準電界法の方法について数式を使って説明する。合わせてその特徴について述べ、高精度な校正を実現するために必要な条件について考察する。

2 アンテナ係数

受信アンテナの特性を表すパラメータとして、EMC の分野で広く用いられているアンテナ係数の定義について述べ、3 で送信アンテナの特性を議論するための準備として、受信アンテナを等価回路で表現する。

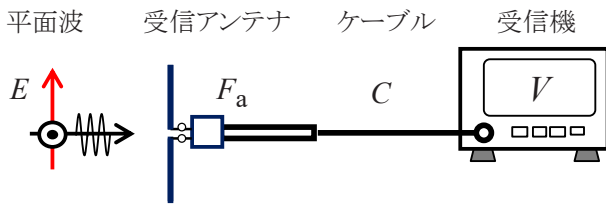


図1 アンテナ係数の定義

2.1 アンテナ係数の定義

アンテナ係数 (Antenna factor: F_a) は、図1に示すように、周囲に何も存在しない自由空間中に置かれたアンテナに入射する、ある周波数 f の平面波の電界の強さ E とアンテナに接続された受信機の負荷に生じる電圧 V との比、

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

で定義される [3][4]。アンテナ係数は、デシベル (dB) を使って表されることが多く、式 (1) の両辺の常用対数を取って 20 倍して、

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

と、dB で表示する。式 (2) を書き改めると、

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

となる。したがって、アンテナに到来した電界の強さは、受信機によって測定された電圧に、あらかじめ求めておいたアンテナ係数を加えることによって求めることができる。実際には、受信機とアンテナを接続するケーブルの通過損失 C [dB] を補正して、電界の強さを決定する。

$$E^{\text{dB}} [\text{dB}(\mu\text{V}/\text{m})] = V^{\text{dB}} [\text{dB}_\mu] + F_a^{\text{dB}} [\text{dB}(1/m)] + C^{\text{dB}} [\text{dB}] \quad (4)$$

アンテナ係数のほかにアンテナの特性を表すパラメータとして、動作利得 G_w がある [1][2]。動作利得とアンテナ係数との関係は次式のとおりである [8][9]。

$$F_a = \frac{4\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{30}{G_w Z_0}} \quad [1/m] \quad (5)$$

動作利得 G_w と利得 G_i との関係は、

$$G_w = G_i (1 - |\Gamma_a|^2) \quad (6)$$

である。ただし、 Γ_a はアンテナの入力反射係数、

$$\Gamma_a = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (7)$$

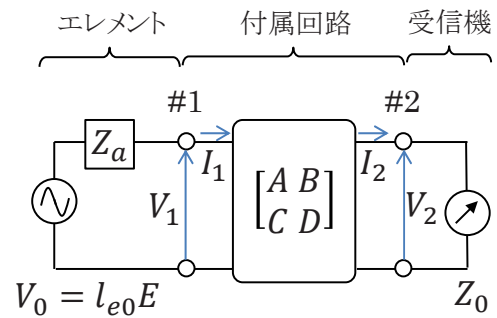


図2 受信アンテナの等価回路

である。ここで、 Z_a はアンテナエレメントの入力インピーダンスである。式 (5) を dB で表すと、周波数を MHz で表したときの値を f_{MHz} とすれば、

$$F_a^{\text{dB}} = -G_w^{\text{dB}} + 20 \log_{10} f_{\text{MHz}} - 29.78 \quad [\text{dB}(1/m)] \quad (8)$$

となる [10]。ただし、受信機の負荷は 50Ω であることが多いため $Z_0 = 50 \Omega$ とした。式 (8) を用いれば、動作利得とアンテナ係数の換算を行うことができる。動作利得が大きいアンテナほど、アンテナ係数の値は小さいことが分かる。

2.2 アンテナ係数の等価回路表現

一般に、受信アンテナは、図2に示すように、電波の受信に寄与するエレメント部分と、 balan や整合回路に代表される付属回路の部分に分けることができる。エレメント部は電波を受信することによって起電力を生じることから、鳳-テブナンの定理を使って、1つの電源と1つのインピーダンスで表す。インピーダンスは、アンテナエレメント部の入力インピーダンスそのものである。一方、付属回路部は、二端子対回路の行列を使って表せるものとする [11][12]。二端子対回路を表す行列には、S 行列をはじめ複数があるが、ここでは、基本行列 (F 行列) を使って表す。

電界 E を受信したとき、エレメント端子に生じる起電力は、

$$V_0 = l_{e0} E \quad (9)$$

である。ここで l_{e0} は実効長であり、電界はアンテナ正面方向から入射したものとする。

次に、付属回路の各端子に #1, #2 の番号を付し、その特性を F 行列で、

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

と表す。さらに、受信機の負荷との関係は、

$$Z_0 = \frac{V_2}{I_2} \quad (11)$$

であること、電波を受信したことによる起電力と、端子 #1 の電圧・電流との関係は、

$$V_0 = Z_a I_1 + V_1 \quad (12)$$

であることから、アンテナ係数は、

$$F_a = \left| \frac{1}{l_e} \frac{Z_{in} + Z_0}{Z_0} \right| \quad (13)$$

ただし、

$$Z_{in} = \frac{DZ_a + B}{CZ_a + A} \quad (14)$$

$$l_e = \frac{l_{e0}}{CZ_a + A} \quad (15)$$

であり、受信アンテナを等価回路で表現できる。

3 送信アンテナファクタ

本稿で論ずる「標準電界法」では、特性が既知の送信アンテナが必要となる。そこで、送信アンテナの特性を表すパラメータである「送信アンテナファクタ」の定義について述べ、等価回路を用いて送信アンテナを表現する。また、半波長ダイポールアンテナの場合について、送信アンテナファクタを使って電界の強さを決定する方法、送信アンテナファクタと利得との関係について述べる。

なお、送信アンテナファクタは、標準ループアンテナ（標準磁界発生器）の開発に用いられていた「ループアンテナファクタ」[13]-[16]を、誘電体液剤中のダイポールアンテナに適用するために提案されたものであり、標準電界法を使って誘電体液剤中の受信アンテナを校正するために用いられている [17]-[19]。

3.1 送信アンテナファクタ

送信アンテナファクタ (Transmit antenna factor : F_{Tx}^e) は、送信アンテナから電波を発射するために、アンテナの入力端子から入射する電力 P_{in}^+ に対する、アンテナエレメントの給電ギャップ部に流れる電流 I_0 とアンテナの実効長 l_{e0} の積（電気ダイポールモーメント）との関係を表すパラメータであり、文献 [17] にて、

$$F_{Tx}^e = \frac{\sqrt{2} I_0 l_{e0}}{\sqrt{P_{in}^+}} \quad [\text{m} \cdot \Omega^{-1/2}] \quad (16)$$

で定義されている。

いま、図 3(a) のように、微小な長さ l_{e0} の範囲を一樣電流 I_0 が流れている微小ダイポール（電気ダイポー

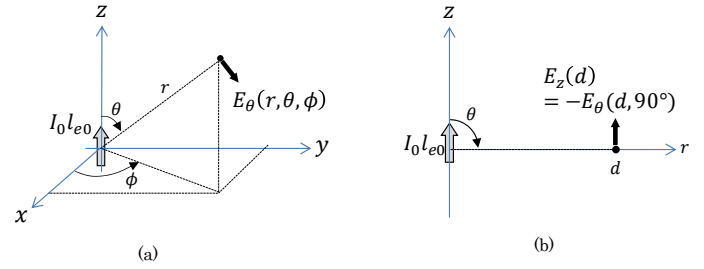


図 3 微小ダイポールからの放射電界

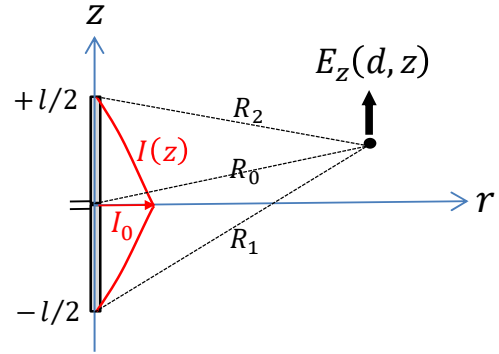


図 4 実際のダイポールエレメントからの放射電界

ルモーメント) から、半径 r の位置に作る電界の θ 方向成分は、よく知られているように、

$$E_\theta(r, \theta) = +j \frac{60\pi}{\lambda} I_0 l_{e0} \left(1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right) \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \theta \quad (17)$$

であり、式 (16) を代入して大きさを取ると、

$$|E_\theta(r, \theta)| = \frac{60\pi F_{Tx}^e \sqrt{P_{in}^+}}{\lambda r} \left| 1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right| \sin \theta \quad (18)$$

となる。さらに、図 3(b) に示すように、波長に対して十分離れた観測点 ($r = d, \theta = 90^\circ$) における電界の大きさ E_z は、

$$|E_z(d)| = |-E_\theta(d, 90^\circ)| = \frac{60\pi F_{Tx}^e}{\lambda d} \sqrt{P_{in}^+} \quad (19)$$

と表すことができる。

また、図 4 に示すように、極めて細いエレメントを有するダイポールアンテナには、区分正弦波状に電流が分布することが知られている。その分布は、ダイポールエレメントの全長を l 、給電ギャップ部の電流を I_0 とすると、

$$I(z) = I_0 \frac{\sin\{k(l/2 - |z|)\}}{\sin(kl/2)} \quad -l/2 < z < +l/2 \quad (20)$$

3 先端 EMC 技術 (較正技術)

となる。このダイポールエレメントから、距離 r 離れた点に作られる電界の z 方向成分は、

$$E_z(r, z) = \frac{-j30I_0}{\sin(kl/2)} \cdot \left\{ \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos(kl/2) \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right\} \quad (21)$$

ただし、

$$R_0 = \sqrt{r^2 + z^2} \quad (22)$$

$$R_1 = \sqrt{r^2 + (z-l/2)^2} \quad (23)$$

$$R_2 = \sqrt{r^2 + (z+l/2)^2} \quad (24)$$

である。

このとき、ダイポールエレメントの実効長は、電流分布を積分して、

$$l_{e0} = \frac{1}{I_0} \int_{-l/2}^{+l/2} I_0 \frac{\sin(k(l/2 - |z|))}{\sin(kl/2)} dz = \frac{2}{k} \frac{1 - \cos(kl/2)}{\sin(kl/2)} \quad (25)$$

と求められることから、式 (21) に電気ダイポールモーメント ($I_0 l_{e0}$) を作ってやると、

$$E_z(d) = \frac{-j30k(I_0 l_{e0})}{2\{1 - \cos(kl/2)\}} \cdot \left\{ \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos(kl/2) \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right\} \quad (26)$$

となり、式 (16) を代入して大きさを取ると、

$$|E_z(r, z)| = \frac{60\pi}{\lambda} \frac{1}{2\{1 - \cos(kl/2)\}} \left(\frac{F_{Tx}^e}{\sqrt{2}} \sqrt{P_{in}^+} \right) \cdot \left| \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2 \cos(kl/2) \frac{e^{-jkR_0}}{R_0} \right| \quad (27)$$

を得る。

ここで、波長に対して十分離れた観測点 ($r = d$, $z = 0$) においては、 $d \gg l/2$ となるため、 $R_0 = d$ かつ、 $R_1 = R_2 \approx d$ と近似できるので、

$$|E_z(d)| = \frac{60\pi F_{Tx}^e}{\lambda \sqrt{2}} \sqrt{P_{in}^+} \frac{1}{2\{1 - \cos(kl/2)\}} \cdot \left| 2 \frac{e^{-jkd}}{d} - 2 \cos(kl/2) \frac{e^{-jkd}}{d} \right| \quad (28)$$

となる。約分して整理すると、

$$|E_z(d)| = \frac{60\pi F_{Tx}^e}{\lambda d \sqrt{2}} \sqrt{P_{in}^+} \quad (29)$$

となり、式 (19) と同じ結果が得られる。

図5は、周波数300 MHzの半波長ダイポールアンテナの場合について、式 (18)、(27)、(29) を、距離を変化させて計算し比較した結果である。入射電力は $P_{in}^+ = 1 \text{ mW}$ 、送信アンテナファクタは $F_{Tx}^e = 1 \text{ mm}/\sqrt{\Omega}$ であると仮定して計算を行った。図5(a)は計算して得られた電界の強さの距離特性である。距離が大きくなると、電界の強さは距離 r^{-1} に比例する結果が得られている。図5(b)は、式 (29) からの差をパーセントで表示した結果である。距離が大きくなるにしたがって、観測点から見たアンテナの大きさや電流分布は無視できるようになるため、結果が0%に収束する。式 (18) の計算結果をみると、 r^{-1} の項が支配的になって、式 (29) と1%以下で一致するためには、約1.2 m (1.2 λ) の距離が必要である。また、0.1%以下で一致するのは、約4 m (4 λ) 必要であることが分かった。一方、実際のダイポールアンテナに近い電流分布を持つ式 (27) の場合には、式 (29) と1%以内で一致するには、約1.8 m (1.8 λ)、0.1%以内で一致するためには、約6 m (6 λ) の距離が必要になることが分かった。

このように、標準電界法においては、送信アンテナから被校正アンテナまでの距離が短いと、送信アンテ

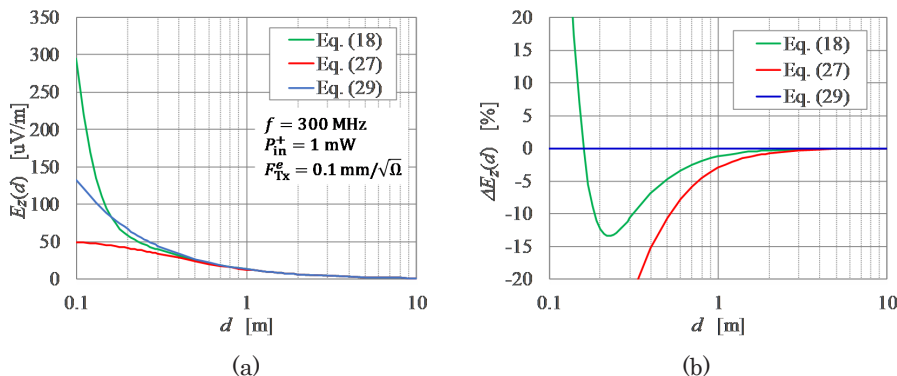


図5 放射電界強度の計算結果と差異

ナの大きさや電流分布が、被校正アンテナが置かれた場所からは、微小ダイポールと見なすことができなくなるため、必要な精度に応じたアンテナ間距離を確保して校正のための測定を実施する必要がある。

一方で、微小ダイポールとして見なせるように、送信アンテナとして短縮ダイポールアンテナを利用すると、放射効率が落ちて被校正アンテナに届く電界が弱くなるため測定が難しくなる。また、微小ダイポールと見なせるように距離を大きくすると、距離に反比例して受信電圧が小さくなることや、周囲物体からの反射・散乱の影響を受けやすくなることに注意が必要となる。

以上、送信アンテナファクタを用いることによって、送信アンテナの入射電力を測定すれば、電界の強さを知ることができることを示した。送信アンテナへ入射する電力は、パワースプリッタを用いることで高精度に測定することができる [20]。受信アンテナが置かれた場所を作る電界の強さは、式 (29) などを用いて計算によって求めるか、あるいは、電磁界シミュレータを使って決定することができる。

ところで、電界の強さと入射電力の関係を表す関係式として、送信アンテナの動作利得 G_w を使った次式がよく知られている [1]。

$$|E_z(d)| = \frac{\sqrt{30G_w P_{in}^+}}{d} \quad (30)$$

このとき、式 (29) と式 (30) を比較すると、

$$G_w = 15k^2(F_{Tx}^e)^2 \quad (31)$$

が得られ、送信アンテナファクタと動作利得の関係を求めることができる。dB を使って表せば、

$$F_{Tx}^{e, dB} = G_w^{dB} - 20 \log_{10} f_{MHz} + 21.82 \quad (32)$$

となる。 f_{MHz} は MHz の単位で表した周波数である。

3.2 送信アンテナファクタの等価回路表現

いま、図 2 で示すダイポールアンテナを、受信アンテナとしてでなく、送信アンテナとして用いた場合を

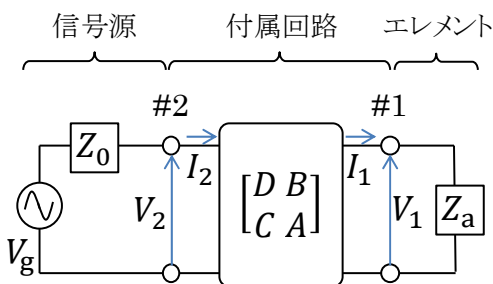


図 6 送信アンテナの等価回路

考えると、送信アンテナの等価回路は図 6 のように表すことができる。

いま、信号源からアンテナに入射する電力 P_{in}^+ と、鳳-テブナンの定理を使って表示した 1 つの電源の起電力 V_g との間には、

$$P_{in}^+ = \frac{|V_g|^2}{4Z_0} \quad (33)$$

の関係がある。付属回路部が、相反定理が成り立つ回路 ($AD - BC = 1$) であるならば [11]、式 (10) の F 行列の逆行列を取って、電流の向きを受信アンテナの場合と逆向きに定義してやれば、

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D & B \\ C & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} \quad (34)$$

を得る。また、

$$V_1 = Z_a I_1 \quad (35)$$

及び式 (33) の関係を用いると、送信アンテナファクタは、

$$F_{Tx}^e = 2\sqrt{2} \left| \frac{l_{e0}}{CZ_a + A} \frac{\sqrt{Z_0}}{Z_{in} + Z_0} \right| \quad (36)$$

と等価回路を使って表現できる。

4 アンテナ係数と送信アンテナファクタの関係

受信アンテナの特性を表す「アンテナ係数」と送信アンテナの特性を表す「送信アンテナファクタ」との間には、式 (13) 及び式 (36) から、次の簡単な関係が成り立つことが分かる。

$$F_a F_{Tx}^e = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (37)$$

この関係は、検波用ダイオードのような非線形回路や、プリアンプのようなアクティブ回路を内蔵しない、相反定理が成り立つ付属回路を持ったアンテナであれば常に成立する。このとき、アンテナ係数を求めることと送信アンテナファクタを求めることは等価であり、アンテナ係数を求めるための校正方法 [3]-[5] を使って、送信アンテナファクタは決定できる。

あるいは、アンテナの特性を、送信アンテナファクタとして求めることはせずに、アンテナ係数を標準電界法に適用することもできる。例えば、式 (19) や式 (29) を、アンテナ係数を使って表すと、

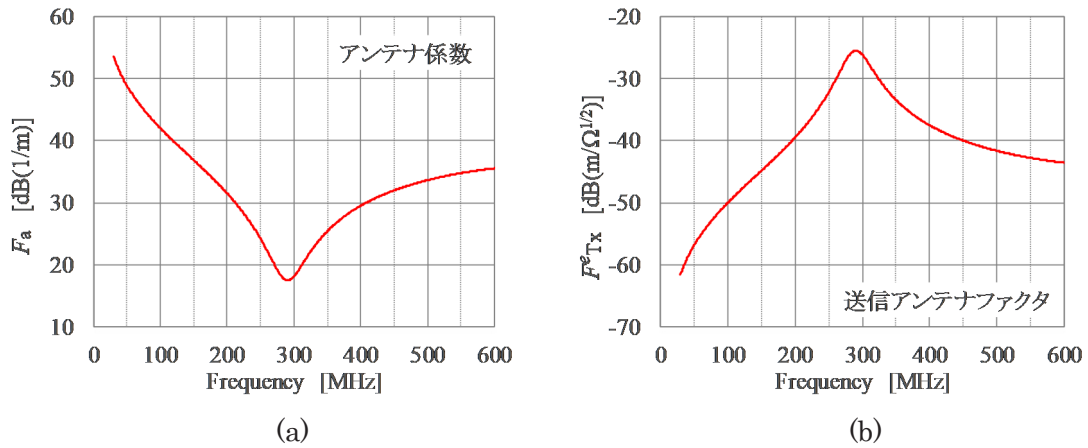


図7 アンテナ係数と送信アンテナファクタの例

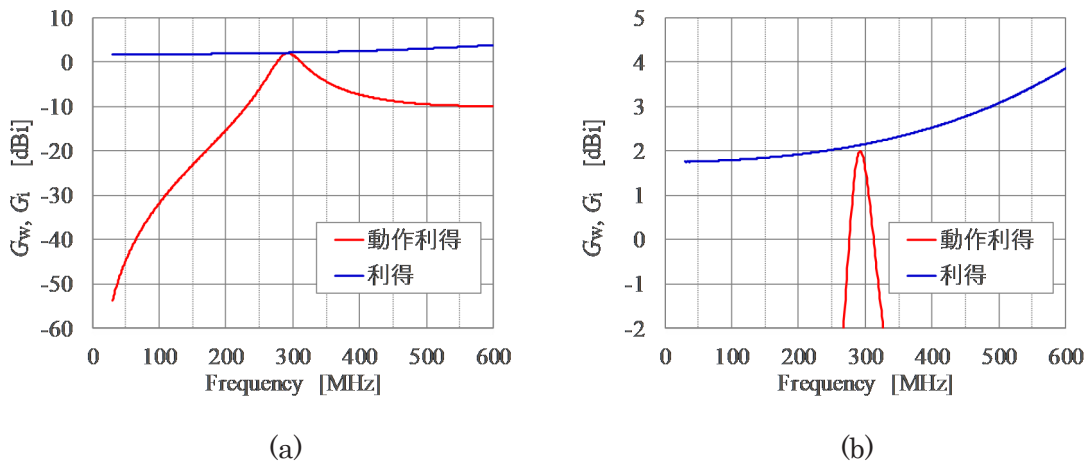


図8 動作利得と利得の計算例

$$|E_z(d)| = \frac{120\pi}{\sqrt{Z_0}\lambda d} \frac{1}{F_a} \sqrt{P_{in}^+} \quad (38)$$

となる。

図7は、30 MHzで半波長となる長さ $l = 0.5 \text{ m}$ のダイポールアンテナのアンテナ係数と、送信アンテナファクタの周波数特性である。エレメントの直径を 0.1 mm として、電磁界シミュレータ FEKO を用いて計算を行った [21]。付属回路による影響はない、すなわち、F 行列の各要素が、 $A = D = 1, B = C = 0$ であり、 $Z_0 = 50 \Omega$ の信号源及び受信機を接続した場合、すなわち、 50Ω 系を想定して計算を行った。図7(a)に示すアンテナ係数は、共振周波数 292 MHz で最も小さな値となる周波数特性を持ったグラフになるが、図7(b)に示す送信アンテナファクタは、共振周波数付近で、最も大きな値を持つグラフとなった。つまり、入射する電力が同じ場合、共振周波数付近では大きな電界を放射することができる。

図8は、動作利得と利得を計算したグラフである。動作利得と送信アンテナファクタの間には、式(37)の

関係が成り立つので、図7(b)の送信アンテナファクタと同じく、共振周波数で値が最大となる傾向を持った結果が得られる。一方、動作利得と利得の関係は、式(6)で示したとおりである。今回の計算結果では、共振周波数 292 MHz における利得は 2.14 dBi であり、理論的に得られる値 (2.15 dBi) と、ほぼ一致した。利得の値は、周波数が大きくなるにつれて単調増加するが、動作利得は反射損 $(1 - |\Gamma_a|^2)$ が含まれるため、その値は、共振周波数において最大値となった後、減少する。

5 標準電界法

受信アンテナや電界プローブを校正する方法としては、3つの方法がある。それぞれの特徴を表1に示す [5]。

標準電界法は、送信アンテナから放射される電界の分布が理想的で、被校正アンテナが置かれた場所における電界の強さが、理論的に得られるという条件の下で行われる校正法である。図9に示すように、理想的な状況では送信アンテナに入射した電力から、被校正

表 1 アンテナ校正法

校正法	条件	特徴
標準サイト法 (3 アンテナ法)	<ul style="list-style-type: none"> • サイトの特性が理論と一致 	<ul style="list-style-type: none"> • アンテナ係数が未知のアンテナ 3 個を使って、サイト挿入損を測定 • 別の物理量 (高周波減衰量、インピーダンス、長さ、周波数) からアンテナ係数を決定 • 測定回数 3 回
標準アンテナ法 (基準アンテナ法、参照アンテナ法、参照法、置換法)	<ul style="list-style-type: none"> • 受信アンテナの特性が理論と一致 	<ul style="list-style-type: none"> • 標準アンテナを使って電界強度を測定し、被校正アンテナに置き換えて同じ電界を測定 • 測定回数 2 回
標準電界法	<ul style="list-style-type: none"> • 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 	<ul style="list-style-type: none"> • 理論計算で得られる電界強度中に、被校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

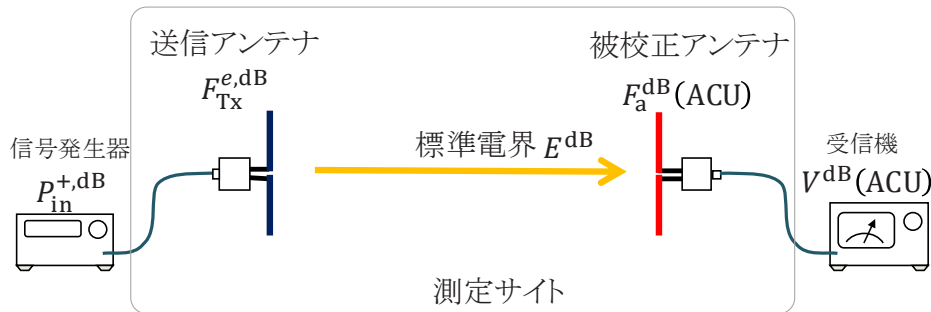


図 9 標準電界法

アンテナである受信アンテナが置かれた場所を作る電界の強さ E は正確に計算でき、このとき被校正アンテナに接続された受信機に出力される電圧 $V(AUC)$ を測定することによって、被校正アンテナのアンテナ係数 $F_a(AUC)$ は、

$$F_a(AUC) = \frac{E}{V(AUC)} \quad (39)$$

から求めることができる。

送受信アンテナ間距離が十分に離れているとき、電界の値として、式 (29) を代入すれば、

$$F_a(AUC) = \frac{60\pi F_{Tx}^e \sqrt{P_{in}^+}}{\lambda d \sqrt{2} V(AUC)} \quad (40)$$

となり、送信アンテナへの入射電力と、受信電圧を測定することによって、被校正アンテナのアンテナ係数は決定できる。dB を使って表せば、

$$F_a^{dB}(AUC) = -7.05 + 20 \log_{10} f_{MHz} - 20 \log_{10} d + F_{Tx}^{e,dB} + P_{in}^{+,dB} - V^{dB}(AUC) \quad (41)$$

ただし、 f_{MHz} は MHz の単位で表した周波数である。

さらに、受信機の負荷がインピーダンス整合して反射がない場合には、

$$V(AUC) = \sqrt{Z_0} \sqrt{P_{out}^-} \quad (42)$$

なので、送受信アンテナ間の S_{21} 、

$$|S_{21}| = \frac{\sqrt{P_{out}^-}}{\sqrt{P_{in}^+}} \quad (43)$$

を測定することで校正を行うことができる。式 (40) は、

$$F_a(AUC) = \frac{60\pi F_{Tx}^e 1}{\lambda d \sqrt{Z_0} \sqrt{2} |S_{21}|} \quad (44)$$

と書き直せるため、dB を使って表せば、

$$F_a^{dB}(AUC) = -7.05 + 20 \log_{10} f_{MHz} - 20 \log_{10} d + F_{Tx}^{e,dB} - S_{21}^{dB} \quad (45)$$

となる。

標準電界法は、事前に、送信アンテナファクタを決定しておく必要があるものの、測定回数は 1 回で済むという特長を持った校正法である。送信アンテナに入射する電力と受信機に生じる電圧を同時に測定する、あるいは、ベクトルネットワークアナライザを使って S_{21} の大きさを測定すれば、校正は完了する。測定回数が少ないことは、測定の不確かさが、得られたアンテナ係数に与える影響を小さくできることや、校正に

必要なコストを削減できるといった、他の校正法になり利点がある。

しかしながら、実際には、理論どおりに電波を放射することができる「理想的な送信アンテナ」だけでは、標準電界法は成り立たず、送信アンテナから放射した電波が理論どおりに受信アンテナへ伝搬させることができる「理想的な測定サイト」も用意できればならない。

この問題を解決するためには、「理想的な測定サイト」の条件を緩和させ、必ずしも理想的な測定サイトが用意できなくてもよい条件、測定サイトの影響が無視できる条件について検討し、適用条件を明らかにするのがよい。

例えば、理想的な測定サイトを必要としない例としては、文献 [13]-[16] にあるような、波長に対して極めて近傍で校正する場合や、短縮ダイポールアンテナやモノポールアンテナを校正する場合は考えられる。また、文献 [17]-[19] のように、比誘電率が大きい、かつ、損失も大きい媒質中における校正が考えられる。この場合、周囲からの反射・散乱の影響や、送受信アンテナ間の近接効果の影響が、誘電体中を伝搬する際に生じる損失により無視できるなど、標準電界法を実行するために理想的な測定サイトを用意できる。なお、これらの場合には、アンテナの大きさが微小ダイポールと見なすことができない距離で校正を行うことになるため、文献 [13]-[16] のように、送受信アンテナの形状をパラメータとした相互インピーダンスを計算することで、理論的な伝搬特性を求めて使用する必要がある [17][22]。ただし、アンテナエレメントの寸法を知ることができないアンテナや電界プローブを校正する場合には、相互インピーダンスを計算することができないため、この方法を適用することは難しい。

6 おわりに

本稿では、電波の測定に用いる受信アンテナを校正する方法の一つである「標準電界法」について基礎検討を行った。標準電界法を発生するために用いる送信アンテナの特性を表す「送信アンテナファクタ」について、受信アンテナとしての特性を表す「アンテナ係数」との関係性を明らかにし、受信アンテナを校正するために用いる校正法が、そのまま送信アンテナファクタを決定する方法として使えることを示した。

得られた送信アンテナファクタを使って標準電界法により、アンテナを校正するためには、送信アンテナの特性が判明しているだけでなく、測定を行うサイトの特性も理想的で理論計算どおりに伝搬することが必要条件である。そこで、測定サイトの状態が理想的でなくてもよい場合の検討を行い、送信アンテナを小さく

くすることや損失を持った誘電体媒質中で使用するアンテナであること、被校正アンテナのエレメント構造が明確なことなど、一定の条件を満たせば、標準電界法が利用できることを述べた。標準電界法は、測定が1回で済むことから、校正手法の一つとして有益であり、とくに、数多くのアンテナを校正しなければならない校正機関やアンテナ製造メーカーでは、利用効果が期待できる。

今後は、本稿で得られた結果を、自由空間中における実験により証明することである。他の方法による校正結果との比較を行い、最終的には、測定サイトが理想的でない場合でも、高精度な校正ができる条件、必要最小の測定サイトの大きさ、測定サイトの不完全性によって生じる不確かさを定量的に明らかにする。

【参考文献】

- 1 電子情報通信学会編, “アンテナ工学ハンドブック,” 第2版, オーム社, July 2008.
- 2 安達三郎, “電磁波工学,” コロナ社, April 1983.
- 3 岩崎 俊, “電磁波計測,” コロナ社, Oct. 2007.
- 4 IEC/CISPR 16-1-6, Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods - Part 1-6: Radio disturbance and immunity measuring apparatus - EMC antenna calibration, Edition 1.2, March 2022.
- 5 西山 巖, 酒井 孝次郎, 杉山 功, 瀬端 耕一, 藤井 勝巳, “ダイポールアンテナの較正,” 情報通信研究機構研究報告, vol.62, no.1, pp.73-84, Dec. 2016.
<https://www.nict.go.jp/publication/shuppan/kihou-journal/houkoku62-1.html>
- 6 産業技術総合研究所, “SI 文書第9版 (2019) 日本語版及び関連資料,” https://unit.aist.go.jp/nmij/public/report/SI_9_th/
- 7 製品評価技術基盤機構, “計量トレーサビリティとは,” <https://www.nite.go.jp/iajapan/aboutus/gijutsu/trace.html>
- 8 S. Kaketa, A. Sugiura, K. Fujii, Y. Matsumoto, and Y. Yamanaka, “A novel method for EMI antenna calibration on a metal ground plane,” IEEE International Symposium on EMC (Istanbul), MO-A-P1.8, May 2003. DOI: 10.1109/ICSMC2.2003.1428194
- 9 A. H. Systems, “Antenna Factor Calculations and Deviations,” <https://www.ahsystems.com/articles/Antenna-Factor-Calculations.pdf>
- 10 K. B. Larsen, R. L. Ehret, D. G. Camell, and G. H. Koepke, “CALIBRATION OF ANTENNA FACTOR AT A GROUND SCREEN FIELD SITE USING AN AUTOMATIC NETWORK ANALYZER,” IEEE 1989 National Symposium on EMC, pp.19-24, (Denver), May 1989. DOI: 10.1109/NSEMC.1989.37143
- 11 平山 博, 大附 辰夫, “電気回路論,” 3版改定, 電気学会, May 2008.
- 12 市川 古都美, 市川 祐一, “高周波回路設計のためのSパラメータ詳細,” CQ出版社, Jan. 2008.
- 13 横島 一郎, 内山 太, 藤森 謙治, “HF帯磁界強度標準用ループアンテナの精密校正装置,” 信学技報, 環境電磁工学, EMCJ78-1, April 1978.
- 14 I. Yokoshima, “Absolute measurement for small loop antennas for RF magnetic field standard,” IEEE Trans. on IM, vol.IM-23, no.3, pp.217-220, Sept.1974. DOI: 10.1109/TIM.1974.4314266
- 15 藤井 勝巳, 石居 正典, “30 MHz 以下における基準アンテナを用いた EMI 測定用ループアンテナの較正,” 信学論 B, vol.J96-B, no.4, pp.437-445, April 20013.
- 16 藤井 勝巳, 小池 国正, 松本 泰, “30 MHz 以下の標準磁界発生器の較正,” 信学論 B, vol.J96-B, no.4, pp.446-457, April 2013.
- 17 N. Ishii, J. Chakarothai, K. Wake, and S. Watanabe, “Probe Calibration in Lossy Liquid Using Small Dipole Antennas for Megahertz-Band Specific Absorption Rate Measurements,” IEEE Trans. on IM, vol.69, no.6, pp.3078-3088, June 2020. DOI: 10.1109/TIM.2019.2927648

- 18 於保 英志, 清水 悠斗, チャカロタイ ジェドヴィスノブ, 和氣 加奈子, 有馬 卓司, 宇野 亨, “85 kHz 帯におけるシース付きダイポールアンテナによる液剤中光電界プローブ校正法の検討,” 信学技報, 光応用電磁界計測研究会, PEM2020-6, pp.7-12, Oct. 2020.
- 19 於保 英志, 清水 悠斗, 長岡 智明, 有馬 卓司, 宇野 亨, “電気自動車用WPT装置のばく露評価に向けた光電界プローブによる誘電電界測定法の検討,” 進学技報, 環境電磁工学研究会, EMCJ2021-78, pp.27-32, March 2022.
- 20 藤井 勝巳, 和氣 加奈子, 石居 正典, “30 MHz 以下で用いる標準磁界発生器の開発,” 信学論 B, vol.J99-B, no.3, pp.124-134, March 2016.
- 21 Altair FEKO, <https://www.altairjp.co.jp/feko/>
- 22 M. Ishii, S. Kurokawa, and Y. Shimada, “Comparison between Three-Antenna Method and Equivalent Capacitance Substitution Method for Calibrating Electrically Short Monopole Antenna,” IEEE International Symposium on EMC (Long Beach), Aug. 2011.
DOI: 10.1109/ISEMC.2011.6038292



藤井 勝巳 (ふじい かつみ)

電磁波研究所
電磁波標準研究センター
電磁環境研究室
研究マネージャー
博士(工学)
環境電磁工学、電磁界計測、測定器等の校正
【受賞歴】
2023年 電波環境協議会表彰