

非対称アンテナに対する改良型 Wheeler 法における放射効率落ち込み回避法の比較検討*

藤本 将也[†] 石井 望^{†a)}

Techniques of Avoiding Some Dips in Radiation Efficiency of Non-symmetrically-Shaped Antennas Evaluated by Reflection Method*

Masaya FUJIMOTO[†] and Nozomu ISHII^{†a)}

あらまし 小形アンテナの簡易放射効率測定として知られている改良型 Wheeler 法では、被測定アンテナを自由空間内及び可動短絡付きの導波管内に設置したときの反射係数を測定することで放射効率を算出する。これまで筆者らは、モノポールアンテナに限定して、アンテナと可動短絡の間の距離あるいは可動短絡間の距離が管内波長の半整数倍となる際に、放射効率の落ち込みが生じることを明らかにしてきた。本論文では、非対称構造のアンテナとして長方形ループアンテナ及び逆 F アンテナを取り上げ、モノポールアンテナで得られた落ち込み条件を実験的に考察する。アンテナを導波管に挿入する際の向きと落ち込み周波数などの関係を明らかにし、反射係数の大きさに着目した落ち込み回避法がアンテナの種類を問わずに利用できることを明らかにする。

キーワード 改良型 Wheeler 法, 放射効率, 方形ループアンテナ, 逆 F アンテナ

1. ま え が き

小形アンテナの簡易放射効率測定法として改良型 Wheeler 法が知られている [1]。この方法では、ベクトルネットワークアナライザ (VNA) を用いて被測定アンテナ (AUT) を自由空間内及び導波管と二つの可動短絡 (Sliding Short, 以降 SS) から構成される放射抑制シールド内に挿入したときの反射係数を測定することで放射効率を算出する。アンテナを可逆 2 ポート回路網とみなし、アンテナの入力ポートをポート 1 とし、放射空間をポート 2 とおく。このとき、アンテナの S パラメータを用いて、AUT の放射効率は

$$\eta = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad (1)$$

で与えられる。ここで、 $|S_{11}|$ は自由空間における AUT の反射係数の大きさである。 $|S_{21}|$ については、放射抑

制シールドに AUT を設置し、SS の位置を 3 通り以上変え、AUT の反射係数 $\Gamma_{s,i}$ ($i = 1, 2, 3, \dots$) を測定することにより算出される。すなわち、 $\Gamma_{s,i}$ がスミスチャートにおいて円上にプロットされることから [2]、最小二乗法により円の中心 $S_{11} + z_s$ 及び半径 r_s を求め、 $|S_{21}|$ を決定する。このとき、放射効率は

$$\eta = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \left(r_s - \frac{|z_s|^2}{r_s} \right) \quad (2)$$

で与えられる [4]。

改良型 Wheeler 法において推定される放射効率に落ち込みが生じるのは、(A) AUT と SS の間が共振する場合、(B) 二つの SS の間がキャビティ共振する場合の 2 通りである [4]。AUT の中心と二つの SS の間の距離を d_L , d_R とし、導波管の管内波長を λ_g とするとき、上記の 2 通りは、(A) $d_L = n_L \lambda_g / 2$ あるいは $d_R = n_R \lambda_g / 2$, (B) $d = d_L + d_R = n \lambda_g / 2$ と等価である。ただし、 n_L , n_R 及び n は自然数とする。スミスチャートにプロットされる反射係数の観点で比較すると [4]、(A) AUT からいずれかの SS を見込むアドミタンスが無限大となるため、 $\Gamma_{s,i}$ が一点に集中し、求円できない状況に陥る、(B) $d_L \neq d_R$ のキャビティ

[†] 新潟大学大学院自然科学研究科, 新潟市

Graduate School of Science and Technology, Niigata University, 8050 Ikarashi 2-no-cho, Nishi-ku, Niigata-shi, 950-2181 Japan

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

* 本論文は、アンテナ・伝搬研究専門委員会推薦論文である。

共振において、 $|\Gamma_{s,i}|$ が非共振時に比べて小さくなり、求円の際の阻害要因となるが、 d_L , d_R を同時に変化した場合にキャビティ共振となる組合せ以外の反射係数を用いて求円が可能となっている。このように、(A) と (B) の二つの落ち込みの特徴は大きく異なっており、この差違は推定される放射効率の落ち込みの周波数特性にも現れる。すなわち、(A) では、 $d_L = n_L \lambda_g / 2$ あるいは $d_R = n_R \lambda_g / 2$ となる周波数を中心に約 10% の帯域で放射効率の落ち込みが生じるのに対して、(B) では、 $d = n \lambda_g / 2$ となる周波数を中心に約 1% の狭い帯域で放射効率の落ち込みが生じる。実際、SS 間の距離 d よりキャビティ共振周波数を特定する場合、導波管と SS とのすき間などにより、周波数範囲として $\pm 3\%$ を許容すべきであるが、これにより求円の際に除去すべきでない反射係数が除去されてしまうという問題が生じる [4]。

更に、(B') 放射抑制シールドがキャビティ共振する周波数において $|\Gamma_{s,i}|$ が非共振時よりも小さくなることを利用し [3]、キャビティ共振の場合の反射係数を求円に使用しないことで放射効率の落ち込みを回避できることが知られている [4]。

これらの実験的知見は、モノポールアンテナに対して得られたものであり、他の形状のアンテナに対して適用できることを確認しておく必要がある。モノポールアンテナと異なり、AUT が非対称構造である場合、(A) AUT と SS との間の共振に関する放射効率落ち込みの周波数は、AUT の位相中心が正しく与えられるときに限り、推定可能となる。一方、(B) 放射抑制シールドによるキャビティ共振に関する落ち込み周波数は、AUT の形状に依存せず、放射抑制シールドの SS 間の距離 d のみで決定し、モノポールアンテナと同様に、AUT の位相中心について考慮する必要はない。更に、モノポールアンテナ以外の形状のアンテナに対しても、(B') キャビティ共振時に $|\Gamma_{s,i}|$ が非共振時よりも小さくなり、放射効率の落ち込み回避法として $|\Gamma_{s,i}|$ に着目する方法が適用できると考えられる。本論文では、これらの予想が非対称構造のアンテナである長方形ループアンテナ及び逆 F アンテナに対して成り立つことを実験的に検証する。

なお、(B'') 放射抑制シールドのキャビティ共振現象が極めて狭い帯域で生じることを利用し、SS の位置を固定したときに急激に変化した反射係数を求円に用いない方法も検討されている [5], [6]。急激な変化を判定する基準が、シールド構造及び材料のみならず測定

周波数間隔に依存するため、測定の不確かさが十分に軽減できないと、用いるべき反射係数を誤判定により除去することがある。このため、本論文では (B'') による放射効率落ち込み回避法は検討しない。

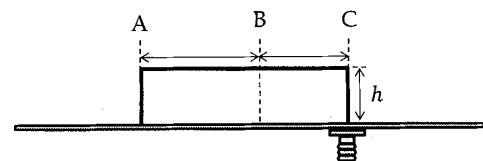
2. 被測定アンテナ及び測定条件

2.1 被測定アンテナ

これまで筆者らが AUT として使用していたモノポールアンテナの長さは 40 mm であり、動作周波数として 1.8 GHz を想定していた [4]。本論文では、このモノポールアンテナとの比較を容易にするために、AUT として動作周波数 1.8 GHz の長方形ループアンテナ及び逆 F アンテナを検討する。これらの形状・寸法を図 1 及び図 2 に示す。なお、長方形ループアンテナ及び逆 F アンテナのループ部分の終端は接地板に短絡されている。

2.2 測定系及び測定条件

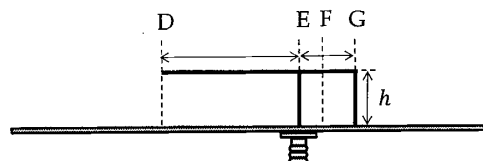
VNA を用いて自由空間内及び図 3 に示す SS により両端を短絡された導波管内で AUT の反射係数を測定する。導波管及び短絡板はアルミニウム製であり、導波管断面の寸法は 150 mm × 75 mm である。左右 SS を 60 mm ~ 130 mm の範囲で 10 mm 間隔で移動させ、反射係数を 64 通り測定し、放射効率を算出する。可動範囲の下限 60 mm 及び上限 130 mm の値については、導波管の主モード動作が 1.0 GHz ~ 2.0 GHz であることを考慮して選択している [4]。



$\overline{AC} = 60\text{mm}$, $\overline{AB} = 34\text{mm}$, $\overline{BC} = 26\text{mm}$, $h = 16\text{mm}$

図 1 長方形ループアンテナの構造と寸法

Fig. 1 Geometry and dimension of a rectangular loop antenna on the ground plane.



$\overline{DG} = 42\text{mm}$, $\overline{DE} = 32\text{mm}$, $\overline{EG} = 10\text{mm}$,
 $\overline{EF} = 4\text{mm}$, $\overline{FG} = 6\text{mm}$, $h = 10\text{mm}$

図 2 逆 F アンテナの構造と寸法

Fig. 2 Geometry and dimension of an inverted F antenna on the ground plane.

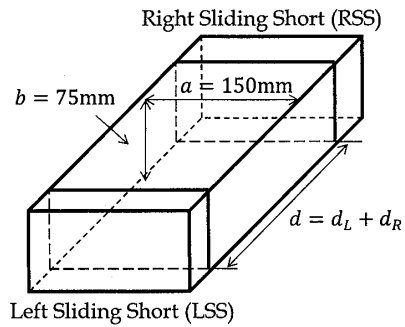


図3 使用導波管の形状及び寸法
Fig. 3 Geometry and dimension of rectangular waveguide used.

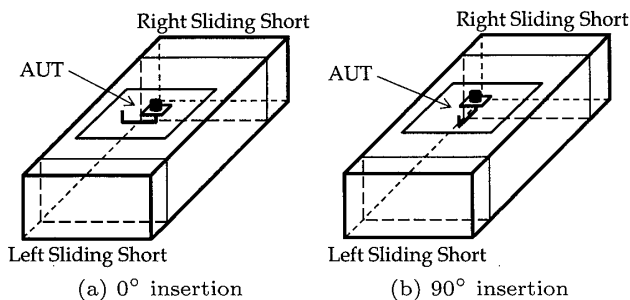


図4 導波管内におけるアンテナ挿入向きの違い
Fig. 4 Insertion directions of AUT in the waveguide.

安定した放射効率の測定を実現するためには、SSを均一に移動させる必要がある。このため、SSの両端にリニアモータを取り付け、自動的にSSの位置制御できるように測定系を改良している。

使用したVNAはAgilent N5230Aであり、測定周波数範囲を0.75 GHz~2.25 GHz、測定周波数ポイント数を201点、アベレーシング回数を32回、IF帯幅を1 kHzと設定している。

2.3 被測定アンテナの挿入向き

導波管断面から 0° 、 45° 、 90° の角度で傾けてアンテナ面を設定した場合をそれぞれ 0° 、 45° 、 90° 挿入と定義する。図1の長方形ループアンテナの場合、図4(a)が 0° 挿入に、図4(b)が 90° 挿入に対応する。

3. 放射効率落ち込み回避に関する実験

非対称構造のアンテナとして長方形ループアンテナ及び逆Fアンテナを取り上げ、(A)アンテナの位相中心とSSとの間の共振、(B)SS間のキャビティ共振による放射効率の落ち込み及びその回避法を実験的に確認する。更に、(B')キャビティ共振時に $|\Gamma_{s,i}|$ が非共振時よりも小さくなること及びそれに基づく放射効率の落ち込み回避法を実験的に確認する。

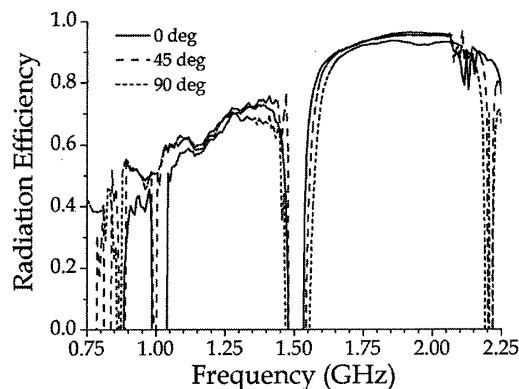
3.1 SSの可動範囲を限定する方法

3.1.1 一方のSSの位置を固定し、もう一方のSSを移動させる場合

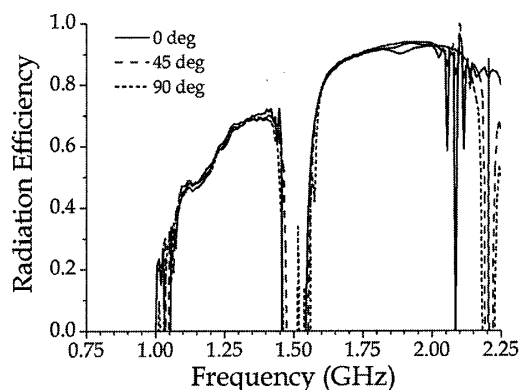
長方形ループアンテナ及び逆Fアンテナの位相中心を適切に見出すことができれば、(A)AUTの位相中心とSSとの間の共振による放射効率の落ち込みの周波数を推定できるはずである。このためには、AUTの位相中心を仮に設定し、それに基づいて定義されるAUTの位相中心とSSとの間の距離 d_L 及び d_R に対して、 $d_L = \text{一定}$ としたときに放射効率が落ち込む周波数に対応する管内波長 λ_g を求め、もし $d_L = \lambda_g/2$ の関係であれば、正しい位相中心であると判定すればよい。いま、 $d_L = 130 \text{ mm}$ (一定)とし、 d_R を60 mmから130 mmまで変化させるとき、 45° 挿入及び 90° 挿入に対して、 $d_L - \lambda_g/2 = 0$ (1.522 GHz)となるように位相中心を求めたところ、長方形ループアンテナに対して図1の点Bを通過する線上、逆Fアンテナに対して図2の点Fを通過する線上に設定すればよいことが分かった。なお、 0° 挿入を含む3通りの挿入方向に対して推定された位相中心の違いは1 mm以内であったが、VNAの S_{11} 測定における位相に関する残留不確かさは $2^\circ \sim 4^\circ$ (自由空間換算で1~2 mm)であり、位相中心推定における不確かさの範囲内であると考えられる。

$d_L = 130 \text{ mm}$ とし、 d_R を60 mmから130 mmまで変化させたとき、 0° 、 45° 、 90° 挿入に対して、改良型Wheeler法により算出した長方形ループアンテナ及び逆Fアンテナの放射効率を図5に示す。図5により、1.515 GHzを中心として約10%の広い帯域で放射効率に落ち込みが生じていることが分かる。また、導波管の高次モードのカットオフ周波数(2.0 GHzなど)を除いて、アンテナ挿入方向に対して放射効率がほぼ変化しないことが分かる。このことは、改良型Wheeler法により推定される放射効率は、AUTと放射抑制シールド内の共振モードとの結合に関係なく、同じ値を示すことを意味している。

一方のSSの位置を固定した際における放射効率の落ち込み回避例を以下に示す。測定周波数範囲を導波管の主モード動作範囲の1.0 GHz~2.0 GHzとすると、条件 $d_L < \lambda_g/2$ から $d_L < 86 \text{ mm}$ を得る。一方、導波管壁にAUTを近づけすぎないための条件 $d_L \geq 0.2\lambda_0$ から $d_L \geq 60 \text{ mm}$ を得る[1]。ここで、 λ_0 は自由空間における波長である。更に、一方のSSの位置を固定する場合、落ち込みに関わる帯域幅を考慮しなければ



(a) rectangular loop antenna



(b) inverted F antenna

図 5 $d_L = 130$ mm 固定時の放射効率
Fig. 5 Radiation efficiency for $d_L = 130$ mm.

ばならない。長方形ループアンテナの場合、各挿入方向に対して、放射効率が 5%以上落ち込み帯域幅は $\Delta f = 0.3$ GHz であり、与えられた周波数範囲で落ち込みが生じない d_L の選択範囲は $60 \text{ mm} \leq d_L < 78 \text{ mm}$ となる [4]。例えば、 $d_L = 60$ mm の場合の放射効率の周波数特性は図 6 で与えられ、カットオフ周波数 1.0 GHz 近傍を除く 1.1 GHz~2.0 GHz の範囲で放射効率の落ち込みは回避されている。

3.1.2 SS を両方とも移動させる場合

放射抑制シールドのキャビティ共振を避けるためには、 $\lambda_g/2 < d < \lambda_g$ となるように、SS 間の距離 d を選べばよい [4]。この事実が非対称構造のアンテナに対しても成り立つことを確認する。測定周波数範囲を 1.0 GHz~2.0 GHz とすれば、 d の可動範囲を $86.8 \text{ mm} < d < 173.6 \text{ mm}$ に限定すればよい。この範囲で SS を動かすとき、長方形ループアンテナの各挿入に対する放射効率の周波数特性を図 7 に示す。1.30 GHz 付近で放射効率が若干スパーク状に観測されるものの、カットオフ周波数 1.0 GHz の近傍を除いて落ち込みが回避されることが確認される。

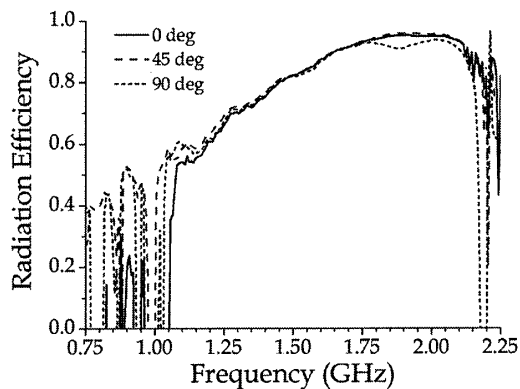


図 6 $d_L = 60$ mm 固定時の長方形ループアンテナの放射効率

Fig. 6 Radiation efficiency of rectangular loop antenna for $d_L = 60$ mm.

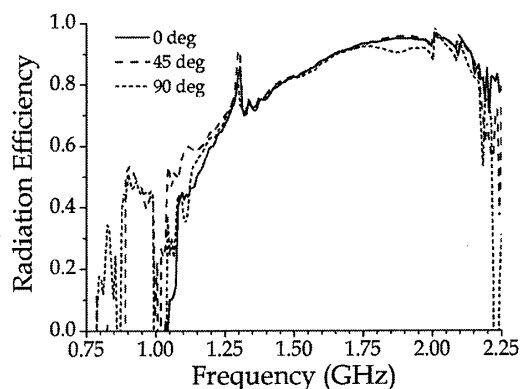


図 7 $\lambda_g/2 < d < \lambda_g$ によりキャビティ共振を回避したときの長方形ループアンテナの放射効率

Fig. 7 Radiation efficiency of rectangular loop antenna excluding cavity resonance as $\lambda_g/2 < d < \lambda_g$.

3.2 キャビティ共振時の反射係数を除外する方法

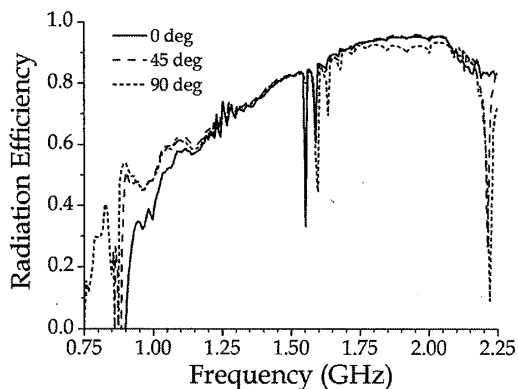
(B') 放射抑制シールド内で測定したアンテナの反射係数 $\Gamma_{s,i}$ ($i = 1, 2, 3, \dots$) に対して、キャビティ共振が生じるならば

$$|\Gamma_{s,i}| < e \tag{3}$$

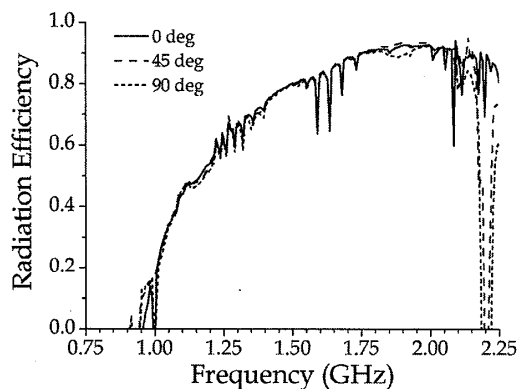
の関係が成り立つ。ここで、 e はシールドの材料や構造に依存する量であるが、経験的に $e = 0.9$ と設定するとよいとされる [4]。非対称構造のアンテナに対して式 (3) の有効性を確認するために、以下、長方形ループアンテナ及び逆 F アンテナについて式 (3) の落ち込み回避条件を適用し、放射効率を算出する。

3.2.1 キャビティ共振除外の実際

長方形ループアンテナ及び逆 F アンテナに対して、式 (3) の落ち込み回避条件を適用せずに、二つの SS をそれぞれ 8 通りの位置、すなわち、64 通りの位置



(a) rectangular loop antenna

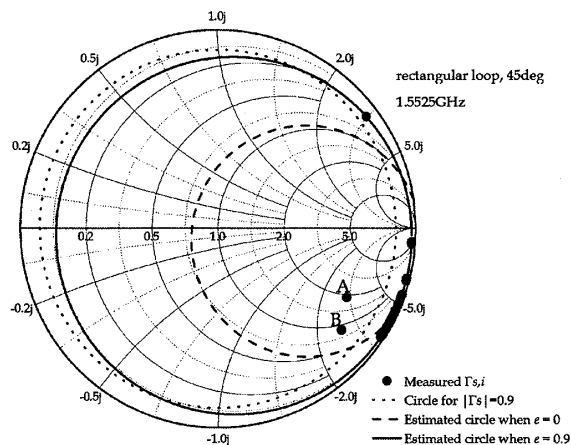


(b) inverted F antenna

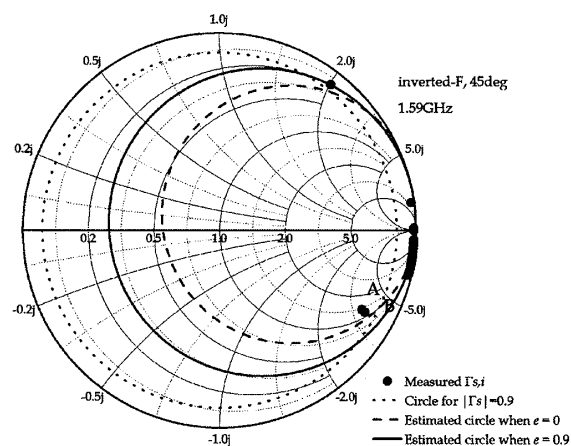
図 8 キャビティ共振を除外せずに算出された放射効率
Fig. 8 Radiation efficiency with no excluding cavity resonance.

の組合せで反射係数を測定し、改良型 Wheeler 法により放射効率を算出したのが図 8 である。図 8 において注目すべき点は、(a) 長方形ループアンテナでは 1.20 GHz~1.30 GHz 及び 1.55~1.65 GHz 付近の周波数において、(b) 逆 F アンテナでは 1.20 GHz~1.35 GHz 及び 1.60~1.70 GHz 付近の周波数において、放射効率のぶれ及び落ち込みが確認される点である。これらの現象はアンテナ挿入方向に依存しないことから、キャビティ共振により $|\Gamma_{s,i}|$ の半径が変動したり、小さくなったりして、スミスチャート上で正しく円を推定できなくなるためと考えられる。

実際、長方形ループアンテナ及び逆 F アンテナに対して、落ち込みが生じる 1.5525 GHz 及び 1.59 GHz における周波数での反射係数 $\Gamma_{s,i}$ をスミスチャート上にプロットすると、図 9 のようになる。0°, 45°, 90° 挿入とも類似のプロットが得られるが、同図には 45° 挿入の場合のみをプロットする。同図の点 A, B がキャビティ共振のために大きさが非共振時よりも小さくなっている反射係数であり、点 A, B の反射係数を



(a) rectangular loop antenna

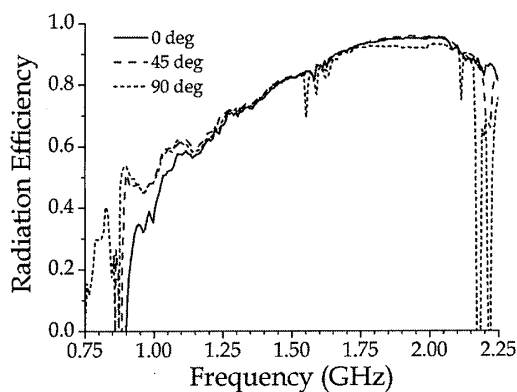


(b) inverted F antenna

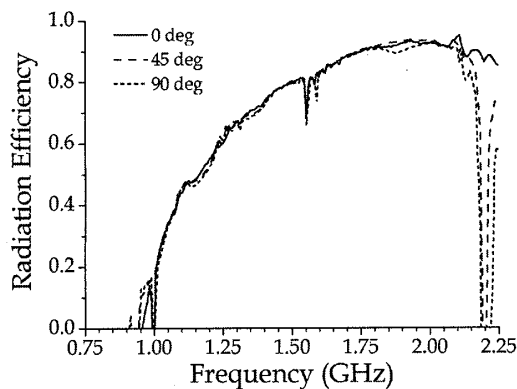
図 9 放射効率落ち込み周波数における反射係数のスミスチャートプロット
Fig. 9 Smith chart plot of reflection coefficients at the frequency where radiation efficiency drops.

含めて求円を行うと破線のように、円の中心 $S_{11} + z_s$ がスミスチャートの中心から大幅にずれ、半径 r_s が小さくなる様子が分かる。したがって、式 (2) から、推定される放射効率が落ち込むことになる。同図には点線で $|\Gamma_s| = 0.9$ の円が描かれているが、この円の内側の反射係数を求円の際に使用しないことにして得られた円が実線で描かれている。すなわち、求円の際に点 A, B を除くことにより、円の中心がスミスチャートの中心寄りになり、半径も小さくなることもない。このように、キャビティ共振時において非共振時よりも $|\Gamma_{s,i}|$ が小さくなり、円推定に影響を与えることが理解できる。

続いて、式 (3) により円推定の際の誤差要因となる反射係数を取り除くと、長方形ループアンテナ及び逆 F アンテナの放射効率は図 10 で与えられる。ただし、



(a) rectangular loop antenna



(b) inverted F antenna

図 10 $|\Gamma_s| < 0.9$ としてキャビティ共振を回避したときの放射効率

Fig. 10 Radiation efficiency excluding cavity resonance as $|\Gamma_s| < 0.9$.

$e = 0.9$ とした。このように、式 (3) により放射効率の落ち込みを回避できることが分かる。アンテナの種類によらず、 $|\Gamma_{s,i}|$ に着目してキャビティ共振を除去できる理由としては、キャビティ共振時にシールド壁面の損失が AUT 内の損失よりも相対的に大きくなり [3], $|\Gamma_{s,i}|$ が小さくなるためと考えられる。

3.2.2 キャビティ共振判定条件の吟味

式 (3) で与えられるキャビティ共振の判定条件における e の選択について、まず図 9 に基づいて考察する。長方形ループアンテナ及び逆 F アンテナのいずれの場合も、点 A, B の 2 点を除く 62 点の $|\Gamma_{s,i}|$ は 0.98 以上である。これに対して、長方形ループアンテナでは、点 A, B の $|\Gamma_{s,i}|$ は 0.736, 0.804 であり、逆 F アンテナでは、0.826, 0.846 である。これから、長方形ループアンテナ及び逆 F アンテナでは、キャビティ共振により反射係数は $0.804/0.98 = 0.82$ 倍及び $0.847/0.98 = 0.86$ 倍となることが分かる。このことから、キャビティ共振時の $|\Gamma_{s,i}|$ は非共振時の 0.9 倍

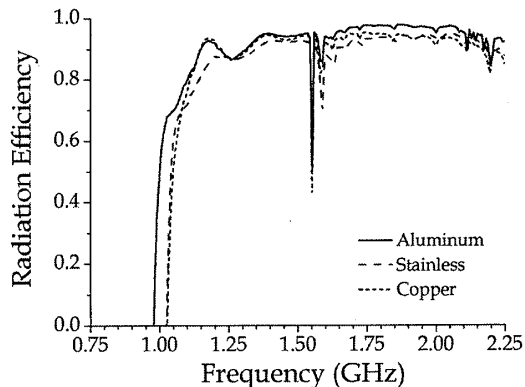


図 11 短絡面材質変更に対する、キャビティ共振を除外せずに算出された 40 mm モノポールアンテナの放射効率

Fig. 11 Radiation efficiency of the 40 mm monopole antenna not excluding cavity resonance, for three metallic materials of short-circuited plate.

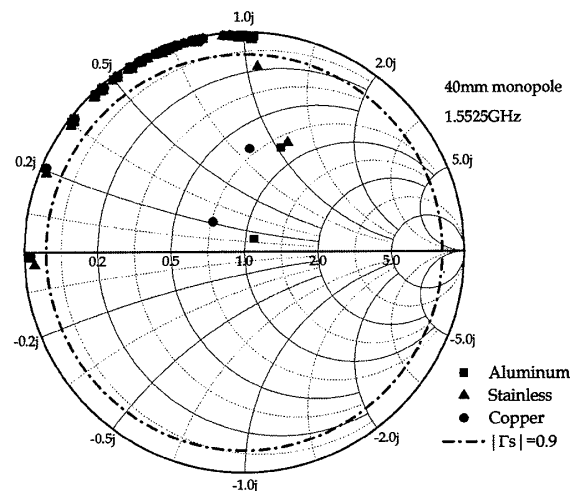


図 12 短絡面材質変更に対する、40 mm モノポールアンテナの放射効率落ち込み周波数における反射係数のスミスチャートプロット

Fig. 12 Smith chart plot of reflection coefficients of 40 mm monopole antenna inserted into the cavity at the frequency where radiation efficiency drops, for three metallic materials of short-circuited plate.

よりも小さいと見積もれば、キャビティ共振とみなすことができる。今の場合、 $0.98 \times 0.9 = 0.88$ となるので、 e の目安として 0.9 を選択するのは妥当であるといえる。

次に、短絡板の材質を変更した場合の e の選択について実験的に検討する。短絡板として前述のアルミニウム板に加え、銅板、ステンレス板の 3 通りとした場合について、40 mm モノポールアンテナの放射効率を改良型 Wheeler 法により実験的に評価したのが図 11

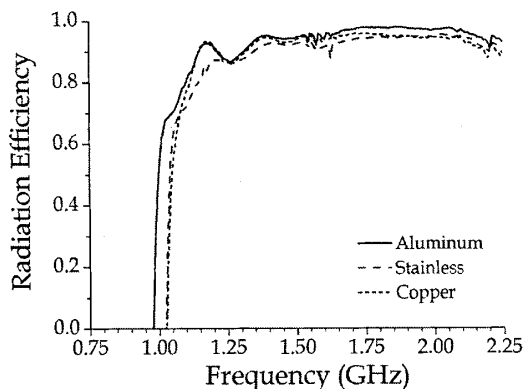


図 13 短絡面の材質を変更した場合の、 $|\Gamma_{s,i}| < 0.9$ によりキャビティ共振を除外して算出された 40 mm モノポールアンテナの放射効率

Fig. 13 Radiation efficiency of 40 mm monopole antenna excluding cavity resonance as $|\Gamma_{s,i}| < 0.9$, for three metallic materials of the short-circuited plate.

である。図 11 では、式 (3) を利用した放射効率の落ち込み回避は行っていない。同図より、いずれの材質の短絡板に対しても、1.5525 GHz、1.59 GHz などの周波数において放射効率の落ち込みが生じることが分かる。このうち、1.5525 GHz における反射係数 $\Gamma_{s,i}$ をスミスチャート上に示すと図 12 のようになる。同図から、短絡板の材質を変更したとしても、 $e = 0.9$ と設定すれば、式 (3) によりキャビティ共振時の反射係数を除外できることが分かる。このようにしてキャビティ共振時の反射係数を除外して推定された放射効率を図 13 に示す。

4. 落ち込み回避法に関する考察

AUT の位相中心を前もって正確に知ることができるのであれば、AUT の位相中心と SS との距離から放射効率が落ち込む周波数を正確に推定することが可能であり、逆算して放射効率の落ち込み回避も可能である。しかしながら、位相中心を正確に求めることは現実的ではなく、一方の SS を固定して、もう一方の SS を変化させる方法は、放射効率の落ち込み回避には不向きであるといえる。その代案として、両側の SS を動かす方法を利用するのが望ましい。両側の SS を動かす場合、放射効率の落ち込みは放射抑制シールドの形状のみで決定され、かつ、その落ち込み要因を $|\Gamma_{s,i}|$ により簡単に特定することができるという利点がある。このように、放射効率の落ち込みを回避するという観点に立てば、改良型 Wheeler 法によりアンテナの放射効率を推定する際は、両側の SS を動かし、反射係

数の大きさに着目して落ち込みを回避することが望ましいといえる。

5. むすび

改良型 Wheeler 法を用いたアンテナ放射効率測定の際に問題となる、推定される放射効率に現れる落ち込み現象について、非対称構造のアンテナに対してモノポールアンテナを用いた実験で得られている知見が成り立つことを明らかにした。非対称構造であっても、アンテナの位相中心が適切に与えられるのであれば、位相中心と可動短絡との間が管内波長の半分の整数倍となる際に、10%程度の周波数範囲で放射効率の落ち込みが生じる。その落ち込み回避には位相中心の位置情報が必要であり、実際問題として、任意形状のアンテナへの適用は難しい。また放射抑制シールドのキャビティ共振による落ち込みは極めて狭い周波数範囲で生じ、かつ、反射係数の大きさが非共振時よりも小さくなるという性質を利用して落ち込み回避が可能である。この方法は、反射係数の大きさに着目するため、アンテナの位相中心を特定する必要がなく、任意の非対称構造のアンテナに容易に適用可能である。以上により、本論文では、改良型 Wheeler 法による放射効率測定において、二つの可動短絡を動かし、反射係数の大きさに着目してキャビティ共振を特定し、その反射係数を求円過程から取り除くことを提案した。この手順により、アンテナ構造を問わず、放射効率の落ち込みを回避することができる。

文 献

- [1] R.H. Johnston and J.G. McRory, "An improved small antenna radiation efficiency measurement method," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol.40, no.5, pp.40-48, Oct. 1998.
- [2] G.A. Deschamps, "Determination of reflection coefficients and insertion loss of a wave-guide junction," *J. Appl. Phys.*, vol.24, no.8, pp.1046-1050, Aug. 1953.
- [3] Y. Huang, R.M. Narayanan, and G.R. Kadambi, "Electromagnetic coupling effects on the cavity measurement of antenna efficiency," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.51, no.11, pp.3064-3071 Nov. 2003.
- [4] 石井 望, 金子貴幸, 宮川道夫, "改良型 Wheeler 法におけるアンテナ放射効率の落ち込み回避について," *信学論 (B)*, vol.J88-B, no.11, pp.2287-2295, Nov. 2005.
- [5] 片桐康男, 石井 望, 村山 隆, 宮川道夫, "反射係数の大きさを着目した改良型 Wheeler 法における放射効率の落ち込み回避法の提案," *信学技報*, A-P2007-54, July 2007.
- [6] L. Belostotski, A. Sutinjo, R.H. Johnston, M. Okoniewski, M.A. Petursson, and T. Burgess, "Study of thermal noise generated in a Vivaldi antenna using

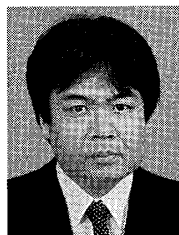
the improved Wheeler cap method," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.10, pp.1047-1050, 2011.

(平成 24 年 1 月 6 日受付, 4 月 10 日再受付)



藤本 将也

平 22 新潟大・工・福祉人間卒. 平 24 同大大学院博士前期課程了. 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: シニア会員)

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. 著書「アンテナ基本測定法」ほか. IEEE 会員. 工博.

〈アンテナ考学〉

アンテナ工学のフロンティア

鹿子嶋憲一 (茨城大学)

「極低消費電力でのパターンコントロールアンテナ」と「フィルタ並みの周波数特性アンテナ設計」が依然残されたアンテナ工学のフロンティアだと思っている. 後者については多周波共用や UWB アンテナの開発を通じ随分知恵の蓄積がなされてきた. しかし要求特性を与えて物を設計するというには, もう一段階の脱皮が必要と思われる. 1888 年, ヘルツがアンテナによる電磁波放射と受波の原理を実証して以来, 1960 年代までは技術者がイメージネーションを凝らすことで多くのアンテナが生み出

された. 70 年代には, ネットアナ, コンピュータが活用されるようになり, 更に 21 世紀に入り多くのアンテナ解析ソフトが市販されるに及び, カリキュレーションがアンテナ開発の中心ツールとなっている. これに伴い「本来工学」ではなく「自己流考学」も増えている. アダプティブアンテナが希望の星と考えられた. しかし本格実用までには遠かった. 何が足りなかったか, ここは一番, ヘルツ時代の熟考によるフロンティア開拓が求められる. 個人の立場では粘り強く何度も (タイムダイバーシチ), 学会の場では議論を交わし (スペースダイバーシチ), 「パターンコントロールアンテナ」のフロンティア開拓に知恵を絞るべき時機と考えている.