

改良型 Wheeler 法におけるアンテナ放射効率の落込み回避について

石井 望^{†a)} 金子 貴幸^{††} 宮川 道夫[†]

Some Techniques for Avoiding Dips of Antenna Radiation Efficiency on Improved Wheeler Method

Nozomu ISHII^{†a)}, Takayuki KANEKO^{††}, and Michio MIYAKAWA[†]

あらまし 導波管及び可動短絡を用いる小形アンテナ放射効率測定法によってモノポールの効率測定を行うと、特定の周波数において落込みが生じる。本論文では、可動短絡の損失を考慮した伝送線路モデルを導入し、効率落込み現象を説明するとともに、その回避法について言及する。導波管内に挿入する左右の二つの可動短絡をとともに移動させると、キャビティの空洞共振周波数において効率落込みが生じる。このため、効率落込みを回避するための二つの可動短絡の移動範囲について検討を行った。また、片方の可動短絡を任意の位置に固定した場合、特定の周波数において放射効率に落込みが生じる。このため、可動短絡の固定位置の範囲を限定することで落込みが回避されることを確認した。

キーワード 放射効率, 改良型 Wheeler 法, 導波管, 可動短絡, 空洞共振

1. ま え が き

UWB (Ultra Wide Band) アンテナでは、広い周波数帯域で高い放射効率の実現が望まれる。その測定法として、簡易で高精度な Wheeler 法が採用されている [1]。このほかの小形アンテナの放射効率測定法として、パターン積分法 [2] 及びその変形であるアーチ型ポジショナによる放射電力の全立体角測定 [3] が知られているが、電波暗室や特別なポジショナを必要とし、かなりの測定時間を要する上、十分な測定精度が確保できるとはいえない [4]。特に、広い周波数帯域における測定を実施する場合、掃引角度幅に対して十分な配慮が必要と考えられる。

これに対して、Wheeler 法では、小形アンテナを放射シールドで覆ったときと覆わないときとの反射係数を測定さえすれば、放射効率を得ることができる [5], [6]。この測定法は、半径 $\lambda_0/2\pi$ (λ_0 : 自由空間波長) 程度のラジアン球の金属シールドによってアン

テナからの放射を抑制できるという Wheeler の着想に基づいている [7]。放射抑制のためには、放射シールド、すなわち、金属キャビティの最低次モードの共振周波数よりも低い周波数で測定を行う必要があるが、その共振周波数よりも高い周波数において、高次モードの共振周波数近傍における効率落込みを除けば、精度の良い効率が得られる [1], [8]。更に、この効率落込みについて、共振周波数においてシールド面の損失抵抗が大きく寄与するためという理論的な検討がなされている [9], [10]。また、その回避法として、大きさの異なる複数個のシールドによる測定を行い、効率落込みが生じない部分を採用することが提案されている [9]。

Wheeler 法における効率落込みを回避するもう一つの方法は、導波管及び可動短絡 (Sliding Short: 以下 SS) を利用する改良型 Wheeler 法 [4] により放射効率を評価することである。すなわち、SS の導波管挿入位置を変化させて測定することで、放射シールドの共振周波数における効率落込みを回避することができる。本測定法は、導波管における主モード伝搬を仮定するため、主モードのカットオフ周波数以下での効率測定はできない。これに対して、Wheeler 法においては共振周波数以下での効率測定が可能である。

改良型 Wheeler 法では、アンテナを末端が自由空間であるような線形受動可逆 2 ポート回路網に置き換

[†]新潟大学工学部, 新潟市
Faculty of Engineering, Niigata University, 8050 Ikarashi 2-no-cho, Niigata-shi, 950-2181 Japan

^{††}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, Niigata-shi, 950-2181 Japan

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

え、正味の入力電力に対する伝達電力の比として放射効率を定義する [4]. すなわち、自由空間におけるアンテナの反射係数及び SS で両端を短絡された導波管内におけるアンテナの反射係数を 3 通り以上の SS の位置で測定する. 回路網表現により、放射電力及び損失電力をシールドによって明確に分離させることができる. 更に、ある近似のもとで、改良型 Wheeler 法における効率評価式が従来の Wheeler 法における効率評価式に変形できる [4], [11].

改良型 Wheeler 法の原理を従来の Wheeler 法における測定データに適用することで、効率の精度改善若しくは落込み回避の検討がなされている [10], [12], [13]. また、SS のチョークが不完全な場合、SS の可動性を確保するために設けた導波管内面と SS の間のすき間に磁流ループが生じ、効率落込みが発生することが明らかとなっている [14]. 更に、導波管の主モードに対して直交励振されるアンテナに対する改良型 Wheeler 法の適用について検討が行われている [15].

本論文の目的は、改良型 Wheeler 法を用いてアンテナ効率測定を行う際の効率落込みについて、その条件と特徴について定量的に明らかにすることにある. このために、効率落込みの本質的な原因については既に究明されているが [9], 伝送線路モデルによる簡単な効率落込みモデルを構築し、効率落込み回避の条件について概略的な議論を行う. また、モノポールを用いた実験により、与えられた周波数範囲において、(1) 両側 SS を可動とする場合、(2) 片側 SS のみを可動とする場合の SS の移動範囲を検討する.

2. 改良型 Wheeler 法の概略

2.1 測定原理 [4]

アンテナは、ポート 1 より給電され、ポート 2 に自由空間の固有インピーダンス Z_0 が接続されている線形受動可逆 2 ポート回路網とみなすことができる (図 1). このとき、アンテナの放射効率は、

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

で与えられる. ここで、 S_{11} は自由空間におけるアンテナの反射係数 Γ_{fs} に対応し、容易に測定することができる. $|S_{21}|$ は、アンテナを導波管内に挿入し、両端に挿入した SS の位置を 3 個所以上ずらしたときのアンテナの反射係数 $\Gamma_{wg,i}$ ($i = 1, 2, \dots$) を測定することによって決定される. SS をずらすことはポート 2 を可変リアクタンス素子で終端することに対応する

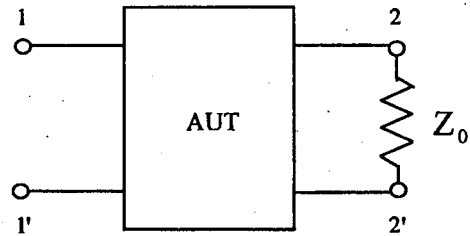


図 1 自由空間内のアンテナの 2 ポート回路網表示
Fig. 1 Antenna in free space represented by a two-port network.

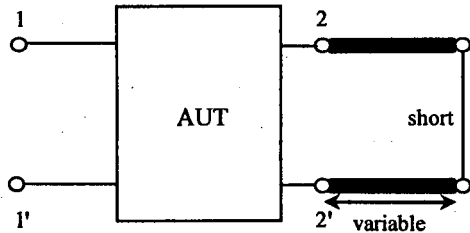


図 2 導波管に挿入されたアンテナの 2 ポート回路網表示
Fig. 2 Antenna in short-circuited waveguide represented by a two-port network.

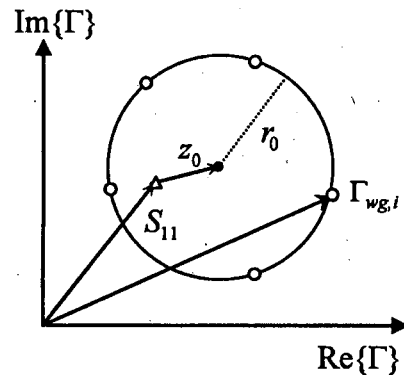


図 3 スミスチャート上における S_{11} と $\Gamma_{wg,i}$
Fig. 3 S_{11} and $\Gamma_{wg,i}$ in the Smith chart.

(図 2). このとき、アンテナの反射係数 $\Gamma_{wg,i}$ は次のように与えられる.

$$\Gamma_{wg,i} = S_{11} + \frac{S_{21}^2 \Gamma_i}{1 - S_{22} \Gamma_i} \quad (2)$$

ここで、 $\Gamma_i = e^{j\theta_i}$ は可変リアクタンスに対応する反射係数である. SS の位置を変化させると、スミスチャート上で $\Gamma_{wg,i}$ は円を描く (図 3). 中心 $S_{11} + z_0$ と半径 r_0 を最小二乗法 [16] により求めると、 $|S_{21}|^2$ は次のように与えられる (付録参照).

$$|S_{21}|^2 = r_0 - \frac{|z_0|^2}{r_0} \quad (3)$$

以上により、式 (1) によって放射効率を算出することができる.

2.2 測定装置

2.2.1 導波管 (図 4)

導波管は 2 本の U 字型アルミ部材と 2 枚のアルミ板を間隔 200 mm でねじ止めすることによって構成される。開口面の内寸は 150 mm × 75 mm であって、長さは 1,000 mm である。また、導波管の広壁面に 80 mm × 80 mm の正方形の穴を設け、アンテナ挿入部とする。この導波管が単一モード伝搬する周波数範囲は 1.00 ~ 2.00 GHz である。

2.2.2 可動短絡 (SS) (図 5)

147 mm × 72 mm × 500 mm の木製の箱の底面にアルミ板を貼り付けて SS とする。SS の可動性を確保するために、SS 側面に厚さ 1.5 mm の絶縁性スペーサを取り付ける。すなわち、SS 側面と導波管壁との間のすき間は平均して 1.5 mm である。このすき間からの電磁波漏れを防ぐために、SS 側面に長さ 39 mm 若しくは 43 mm、幅 7 mm のアルミテープを図 5 のように交互に貼り付け、SS を導波管内に挿入した際にチョークとして動作させる [4]。実験で使用する導波管並びに可動短絡等の寸法は文献 [4] の半分としてある。

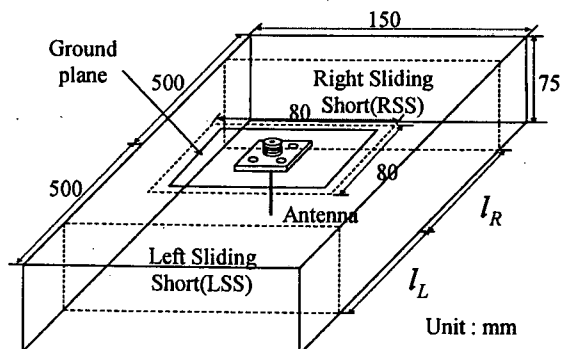


図 4 アンテナ挿入口付き方形導波管

Fig. 4 Rectangular waveguide with an aperture for inserting the antenna.

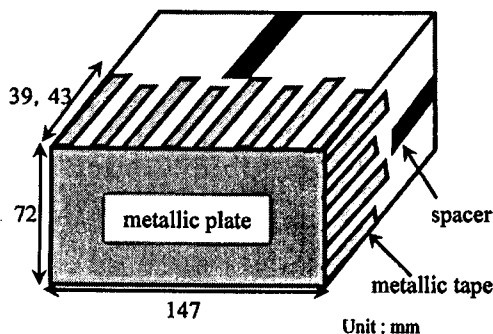


図 5 チョーク機構付き可動短絡
Fig. 5 Sliding short with choke.

2.3 アンテナ

測定には、長さ 40 mm のモノポールを使用する。モノポールは直径 1 mm のメッキ導線からなり、接地面は 120 mm × 120 mm の銅板である。

2.4 ネットワークアナライザ

ネットワークアナライザとして Agilent 8720ES を使用した。測定周波数範囲は 0.75 ~ 2.25 GHz とし、周波数ポイント数は 401 とする。なお、アベレージングは 32 回である。

3. 効率落込みの伝送線路モデル解析

3.1 効率落込み周波数の特定

二つの SS によって両端が短絡された導波管の内部にアンテナを挿入した際の等価伝送線路モデルを図 6 に示す。図 1 のアンテナの 2 ポート回路網表示におけるポート 2 に二つの線路長可変の短絡終端伝送線路が並列接続されている。アンテナの中心から左側 SS (Left Sliding Short : 以下 LSS) 及び右側 SS (Right Sliding Short : 以下 RSS) までの長さをそれぞれ l_L , l_R とすれば、アンテナのポート 2 から見込んだ規格化アドミタンスは、

$$y_i = -j \cot \beta_g l_L - j \cot \beta_g l_R \\ = -j \frac{\sin \beta_g (l_L + l_R)}{\sin \beta_g l_L \sin \beta_g l_R} \quad (4)$$

と与えられる。ここで、 $\beta_g = 2\pi/\lambda_g$ は導波管に生じる TE₁₀ モードの位相定数、 λ_g は管内波長である。具体例は後述するとして、実験により、効率落込みが生じるのはスミスチャート上で $\Gamma_{wg,i}$ の軌跡が円弧を描けないときである。これは、 l_L , l_R の変化に対して y_i が変化しない場合、すなわち、 $y_i = 0$ 若しくは $y_i = \pm j\infty$ の場合に対応する。このことを式 (4) を用いて説明する。

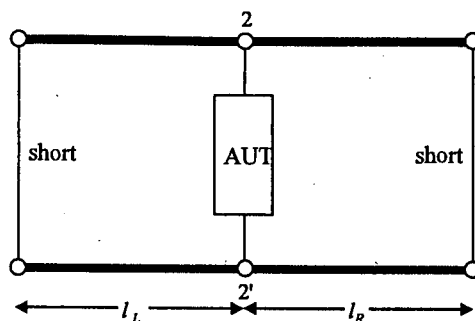


図 6 等価伝送線路モデル

Fig. 6 An equivalent transmission line model.

(1) $y_i = 0$ の場合：

$\sin \beta_g(l_L + l_R) = 0$, $\sin \beta_g l_L \sin \beta_g l_R \neq 0$, すなわち,

$$l_L + l_R = \frac{n\lambda_g}{2}, \quad l_L \neq \frac{n_1\lambda_g}{2}, \quad l_R \neq \frac{n_2\lambda_g}{2} \quad (5)$$

の場合である。ただし, n, n_1, n_2 は正の整数とする。これから, $l_L + l_R = \text{一定}$ として l_L, l_R を変化させるとき, 式 (5) を満たす周波数において円弧が描けない, すなわち, 効率落込みが生じることが分かる。

(2) $y_i \neq \pm j\infty$ の場合：

$\sin \beta_g l_L \sin \beta_g l_R = 0$, すなわち,

$$l_L = \frac{n_1\lambda_g}{2} \quad \text{or} \quad l_R = \frac{n_2\lambda_g}{2} \quad (6)$$

の場合である。これから, $l_L = \text{一定}$ として l_R を変化させるとき, 式 (6) を満たす周波数において円弧が描けない, すなわち, 効率落込みが生じることが分かる。 $l_R = \text{一定}$ として l_L を変化させるときも同様である。

式 (5) 若しくは (6) を満たす周波数において, $\Gamma_{wg,i}$ の軌跡が円弧を形成しない可能性があるため, 改良型 Wheeler 法によって放射効率を正しく求められない場合がある。これを回避するための簡便な方法として, $y_i = \pm j\infty$ の場合, LSS, RSS の両方を移動させ, 式 (6) を満たさない状態で測定する必要がある。また, $y_i = 0$ の場合, 式 (5) を満たす l_L, l_R の組合せを $\Gamma_{wg,i}$ による求円過程より除外する必要がある。

3.2 効率落込み帯域幅のモデル化

実際には効率落込みはある程度の周波数範囲で生じる。例えば, 式 (5) を用いて求円過程から $\Gamma_{wg,i}$ を除く場合, $\pm 3\%$ 程度の周波数範囲で実行する必要がある。これは, 導波管と二つの SS によって構成されるキャビティが共振するとき, 壁面の損失の寄与が無視できないためである [9]。このため, 共振時の $|\Gamma_{wg,i}|$ の値は非共振時に比べて小さくなる。このことを利用すると, 例えば, $|\Gamma_{wg,i}| < 0.9$ となる $\Gamma_{wg,i}$ を求円過程から除外することで, 効率落込みを回避できる。

効率落込みがある範囲の周波数にわたることは, 先の伝送線路モデルを修正することで説明できる。このために, 左右の短絡を規格化抵抗 $r_c (\ll 1)$ によって置き換える。このとき, アンテナのポート 2 から見込んだ規格化アドミタンスは,

$$y_i = \frac{1 + jr_c \tan \beta_g l_L}{r_c + j \tan \beta_g l_L} + \frac{1 + jr_c \tan \beta_g l_R}{r_c + j \tan \beta_g l_R} \quad (7)$$

となる。式 (7) を用いて, $l_L = \text{一定}$ の場合, l_L, l_R の両方を変化させる場合について検討を行う。

3.2.1 一方の SS の位置を固定した場合

簡単のため, $S_{11} = 0$ とする。一例として, $r_c = 0.003$ を仮定し, LSS の位置を $l_L = 130, 120, 110, 100, 90, 80$ mm と変化させるときの周波数と $|S_{21}|^2$ の関係を図 7 に示す。ここでは, モデルの性質を明らかにするため l_L の値にかかわらず r_c の値を一定とするが, r_c の値は図 9 及び図 11 の実際に測定された効率に対して曲線当てはめを行い決定すべきである。まず, 効率落込みが生じる中心周波数は式 (6) より与えられることが分かる。更に, ある程度の周波数範囲で効率の落込みが見られること, l_L が大きいほど効率落込みの周波数範囲が狭くなることが分かる。また, 図示はしないが, 式 (7) より, r_c が小さいほど効率落込みの周波数範囲が狭くなる傾向にある。このように, 壁面の損失が効率落込みの周波数範囲に寄与する。実験との比較については後述する。

3.2.2 両方の SS の位置を変化させる場合

アンテナ中心と SS 間の中心との距離を Δl とし, $l_L = n\lambda_g/4 + \Delta l$ 及び $l_R = n\lambda_g/4 - \Delta l$ とおく。

n が奇数のとき, 式 (7) は,

$$y_i = \frac{2r_c(1 + \cot^2 \beta_g \Delta l)}{r_c^2 + \cot^2 \beta_g \Delta l} \quad (8)$$

となる。これから, $\Delta l = (2m + 1)\lambda_g/4$ のとき, y_i は極大値 $2/r_c$ を示し, $\Delta l = m\lambda_g/2$ のとき, y_i は極小値 $2r_c$ を示す。ただし, m は正の整数とする。図 8 に, $r_c = 0.003$ とした場合の反射係数 $\Gamma_i = (1 - y_i)/(1 + y_i)$ と $\beta_g \Delta l$ の関係を示す (点

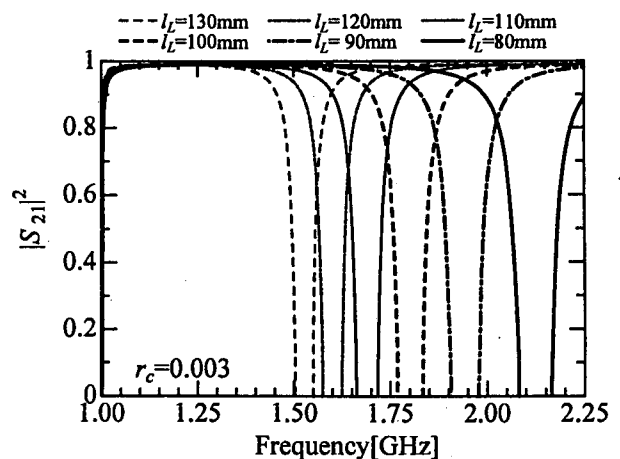


図 7 片側の可動短絡の位置を固定した場合の周波数と $|S_{21}|^2$ の関係

Fig. 7 Frequency versus $|S_{21}|^2$ in the case that the left sliding short is fixed at $l_L = 130, 120, 110, 100, 90,$ and 80 mm.

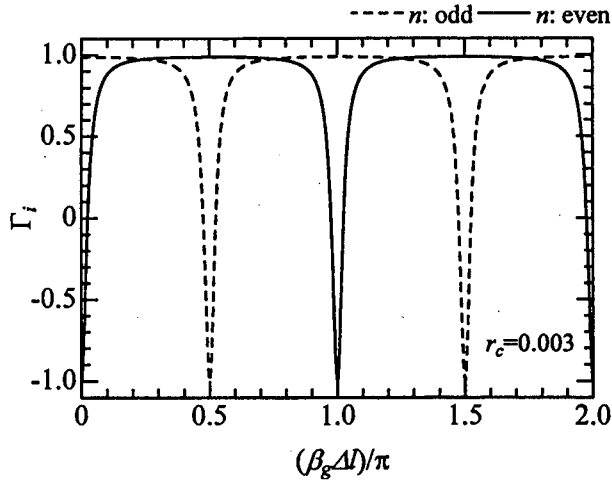


図8 両側の可動短絡の位置を固定した場合の $|\Gamma_i|$
 Fig. 8 The reflection coefficient as a function of the distance between the antenna and the center of two sliding shorts.

線). y_i の極大近傍において $|\Gamma_i| \neq 1$ となること, すなわち, 損失による寄与が出現することが分かる. このように, $\Delta l = (2m+1)\lambda_g/4$ の近傍, すなわち, 定在波の節の近傍において効率落込みが生じる.

同様に, n が偶数のとき,

$$y_i = \frac{2r_c(1 + \tan^2 \beta_g \Delta l)}{r_c^2 + \tan^2 \beta_g \Delta l} \quad (9)$$

となる. これから, $\Delta l = m\lambda_g/2$ のとき, y_i は極大値 $2/r_c$ を示し, $\Delta l = (2m+1)\lambda_g/4$ のとき, y_i は極小値 $2r_c$ を示す. ただし, m は正の整数とする. 図8 (実線) に示すように, n が奇数の場合と同様に, y_i の極大近傍において $|\Gamma_i| \neq 1$ となること, すなわち, 損失による寄与が出現することが分かる. n が偶数の場合は, $\Delta l = m\lambda_g/2$ の近傍, すなわち, 定在波の節の近傍において効率落込みが生じる.

実際の測定では, $n=2$ の場合が多いので, アンテナ中心が SS 間の中心からややずれた位置にある場合に効率落込みが出現することになる.

3.3 効率落込みの回避

上記の考察から, 測定周波数範囲 ($f_{\min} \leq f \leq f_{\max}$) が与えられた場合, 次の3通りの効率落込み回避法が考えられる.

(1) 片側 SS を固定する場合: $l_L = n_1\lambda_g/2$ のとき, アンテナと LSS の間で共振が生じるため, l_R を変化させても $\Gamma_{wg,i}$ は変化しない. これから, l_L を

$$l_L < \frac{n_1\lambda_g}{2} \Big|_{f_{\max}} \quad (10)$$

を満足するように設定しなければならない. 実際には, 効率落込みの周波数幅 Δf を考慮して,

$$l_L < \frac{n_1\lambda_g}{2} \Big|_{f_{\max} + \Delta f/2} \quad (11)$$

とすべきである.

(2) 両側 SS を動かす場合: $l_L + l_R = n\lambda_g/2$ とならない範囲で測定を行う必要がある. これから, l_L , l_R を

$$\frac{(n-1)\lambda_g}{2} \Big|_{f_{\max}} < l_L + l_R < \frac{n\lambda_g}{2} \Big|_{f_{\max}} \quad (12)$$

を満足するように設定しなければならない.

(3) アンテナ中心が SS 間の中心となるように測定を行えば, 図8から分かるように, キャビティ壁面からの損失の寄与が $\Gamma_{wg,i}$ に現れない. すなわち, $l_L = l_R$ となるように LSS, RSS の位置を調整しながら $\Gamma_{wg,i}$ を測定することによって効率落込みを回避できる.

更に, Wheeler 法においては, 半径 r の球状シールドでアンテナを覆う場合, $r \geq \lambda_0/2\pi$ の条件を満たす必要がある [7]. また改良型 Wheeler 法においては, アンテナと最も近接する金属面との間を $0.15\lambda_0$ から $0.20\lambda_0$ とする必要がある [4]. このため, アンテナと SS との距離を $0.20\lambda_0|_{f_{\min}}$ 以上とする.

4. 実験による効率落込み回避の確認

改良型 Wheeler 法の適用可能な周波数範囲は導波管の単一モード伝搬のそれと同一であって, 図4の導波管の場合, 1.00~2.00 GHz である. しかしながら, 主モードのカットオフ周波数 1.00 GHz 近傍では, 管内波長 λ_g が極めて長く, l_L 若しくは l_R は管内波長に比べて十分に短い, すなわち, $l_L/\lambda_g \ll 1$ 若しくは $l_R/\lambda_g \ll 1$ である. このため, 極めて近接した数点からの求円となり, 推定される円の中心 z_0 と半径 r_0 に含まれる誤差が極めて大きくなるため, 効率測定が不能となる. 以下では, カットオフ周波数近傍を除いた周波数範囲 1.30~2.00 GHz について, キャビティ共振による落込みを回避するための SS の移動範囲について検討する. なお, 周波数範囲下限の 1.3 GHz は標準方形導波管の推奨動作周波数下限とカットオフ周波数の関係から決定している.

4.1 一方の可動短絡を固定した場合の効率測定

LSS の位置を固定し, RSS を $60 \text{ mm} \leq l_R \leq 130 \text{ mm}$ の範囲で 10 mm 刻みで移動させる場合の

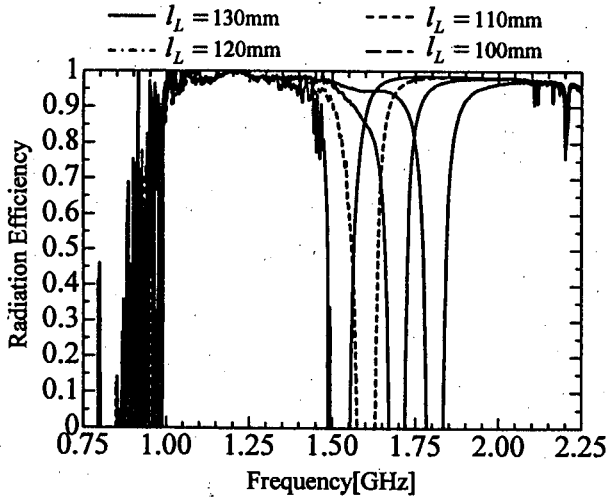


図 9 片側の可動短絡の位置を固定した場合の 40 mm モノポールの放射効率 (l_L を固定, $60 \text{ mm} \leq l_R \leq 130 \text{ mm}$)

Fig. 9 Radiation efficiency of 40 mm monopole in the case that the left sliding short is fixed at $l_L = 130, 120, 110,$ and 100 mm while the right sliding short can be moved from $l_R = 60 \text{ mm}$ to 130 mm .

40 mm モノポールの効率を図 9 に示す。 $l_L = 130, 120, 110, 100 \text{ mm}$ の場合、それぞれ 1.50, 1.60, 1.70, 1.80 GHz 付近に効率落込みが発生する。このように、LSS の固定位置がアンテナに近接すると、効率落込みが高い周波数にずれることが分かる。その上、 r_c の値を最小二乗法により決定すると、効率落込み周波数幅は、前章で議論した伝送線路モデルによって得られる落込み周波数幅によく一致する。このことから前章で導入した伝送線路モデルが妥当であることが分かる。

次に、落込みの原因とその回避について考察する。 $l_L = 130 \text{ mm}$ の場合、効率落込みの中心周波数は 1.526 GHz である。この周波数において、管内波長は $\lambda_g|_{1.526 \text{ GHz}} = 259 \text{ mm}$ であるから、 $l_L \approx (\lambda_g/2)|_{1.526 \text{ GHz}}$ の条件を満たす周波数で効率落込みが発生することが分かる。図 10 には、 $l_L = 130 \text{ mm}$ の位置に LSS を固定した場合の 1.526 GHz における反射係数のスミスチャート上のプロットを示す。RSS の位置を $60 \text{ mm} \leq l_R \leq 130 \text{ mm}$ の範囲で 8 通り変化させたにもかかわらず、反射係数はすべて同じ値となる。スミスチャート上で 8 点が重なるため、求円が不能となり、効率が算出できない。

l_L の値を小さくする、つまり、LSS をアンテナに近づけると、 $l_L = \lambda_g/2$ を満足する周波数が高くなり、効率落込みが発生する周波数が高くなる。更に、効率が 0.95 以下となる周波数幅 Δf は、 l_L

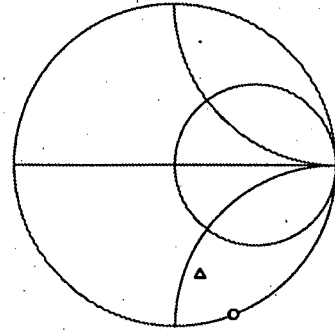


図 10 1.526 GHz における反射係数のスミスチャートプロット ($l_L = 130 \text{ mm}$, O は $\Gamma_{wg,i}$, Δ は S_{11} のプロット)

Fig. 10 $\Gamma_{wg,i}$ of $l_L = 130 \text{ mm}$ and S_{11} on the Smith chart at 1.526 GHz. The circular and triangular marks denote $\Gamma_{wg,i}$, S_{11} , respectively.

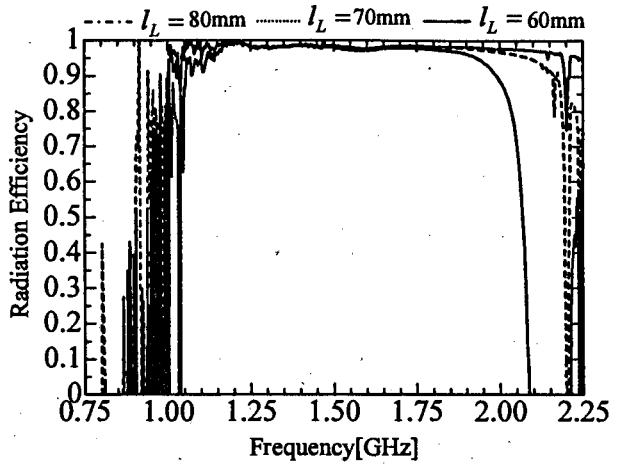


図 11 片側の可動短絡の位置を固定した場合の 40 mm モノポールの放射効率 (l_L を固定, $60 \text{ mm} \leq l_R \leq 130 \text{ mm}$)

Fig. 11 Radiation efficiency of 40 mm monopole in the case that the left sliding short is fixed at $l_L = 80, 70,$ and 60 mm while the right sliding short can be moved from $l_R = 60 \text{ mm}$ to 130 mm .

によって違いがあるものの、 $\Delta f < 0.400 \text{ GHz}$ となっている。効率落込みのはじめから中心の周波数までおよそ $\Delta f/2$ であることを考慮すると、効率落込みの中心周波数を $f_{\text{max}} + \Delta f = 2.200 \text{ GHz}$ とすべきである。 $(\lambda_g/2)|_{f_{\text{max}} + \Delta f} = 76.5 \text{ mm}$ であるから、 $l_L = 76.5 \text{ mm}$ の場合、効率落込みが $f_{\text{max}} = 2.200 \text{ GHz}$ 以上の周波数で発生すると考えられる。LSS を $l_L = 80, 70, 60 \text{ mm}$ の 3 通りの位置に固定し、RSS を $60 \text{ mm} \leq l_R \leq 130 \text{ mm}$ の範囲で 10 mm 刻みで移動させた場合の 40 mm モノポールの効率を図 11 に示す。 $l_L = 80 \text{ mm}$ の場合、効率落込みの中心周波数が 2.111 GHz となるが、2.000 GHz 近傍

でなだらかな効率落込みが観測される。これに対して、 $l_L = 70 \text{ mm} = \lambda_g/2$ を満たす周波数は 2.361 GHz、 $l_L = 60 \text{ mm} = \lambda_g/2$ を満たす周波数は 2.701 GHz であって、1.30~2.00 GHz の測定周波数の範囲では効率落込みは現れない。

更に、アンテナと金属面間の距離条件を考慮すると、1.30~2.00 GHz の周波数範囲での効率測定においては、LSS を固定する位置 l_L は $46.0 \text{ mm} \leq l_L \leq 76.5 \text{ mm}$ の範囲とすべきである。

4.2 両方の短絡を移動した場合の効率測定

LSS, RSS をそれぞれアンテナから 60~130 mm の範囲で 10 mm 刻みで 8 回移動させ、64 通り SS の位置を変化させて効率測定を行った結果を図 12 の点線で示す。同図から、1.57~2.00 GHz の範囲でいくつかの効率落込みが生じることが分かる。これらの落込みは、導波管, LSS, RSS によって形成されるキャビティの共振周波数に対応する。一例として、図 13 に、効率落込みが発生する 1.571 GHz における反射係数のスミスチャート上におけるプロットを示す。図 13(a) から、ほぼ外周の円弧に沿わない点が 2 点存在し、適切な求円が実現できない。これらの点を求円過程から除外することで、図 13(b) に示すように、正しい円の当てはめが可能となる。なお、前述のように、共振周波数を取り除く際に $\pm 3\%$ の周波数範囲を取り除いているため、本来取り除くべきでない点を取り除かれている。このとき、共振条件 (5) を満たす反射係数を除

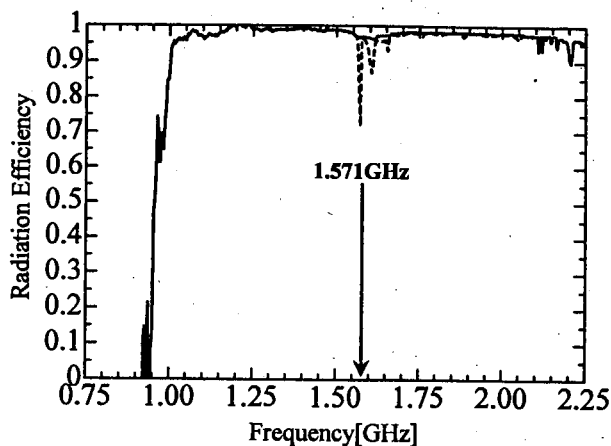


図 12 空胴共振時の反射係数を除外する/しないときの 40 mm モノポールの放射効率 (実線: 空胴共振時の反射係数を除外する, 点線: を除外しない)

Fig. 12 Radiation efficiency of 40 mm monopole excluding/including the data on the neighborhood of the resonant frequencies, which are denoted as a solid/dashed lines.

外した場合の効率を図 12 の実線で示す。このように、1.57~2.00 GHz の範囲で発生した効率落込みを回避することができる。

次に、キャビティ共振条件を満たす反射係数を除外することなく効率落込みを回避することを目的として、SS の移動範囲について検討を行う。共振条件 (5) を $f_{\max} = 2.00 \text{ GHz}$ に対して適用すると、 $l_L + l_R = n \cdot (\lambda_g/2)|_{f_{\max}} = n \cdot 86.8 \text{ mm}$ となる。実際、 $86.8 \text{ mm} = (\lambda_g/2)|_{f_{\max}} \leq l_L + l_R \leq \lambda_g|_{f_{\max}} = 173.6 \text{ mm}$ とするとき ($n = 2$), 1.30~2.00 GHz の範囲において、共振は生じず、効率落込みは発生しない。この条件を満足するように、表 1 の組合せのとおり LSS, RSS を移動させて効率測定を行った。ただし、移動は 10 mm 刻みで行った。その結果を図 14 に示す。同図には 1.30~2.00 GHz の周波数範囲において効率落込みが見られず、求円プロセスで不適当な反射係数を除外して得られた効率と非常によく一致する。

このように、本測定法を 1.30~2.00 GHz の周波数範囲で適用する場合、左右の SS をアンテナから $0.20\lambda_0|_{f_{\min}} = 46 \text{ mm}$ 以上離し、かつ、 $(\lambda_g/2)|_{f_{\max}} \leq l_L + l_R \leq \lambda_g|_{f_{\max}}$ を満たすように移動させることで、共振による効率落込みを回避することができる。

更に、実験結果を図示しないが、上記の特別な場合として、 $l_L = l_R$ を満たすように SS を移動させた場

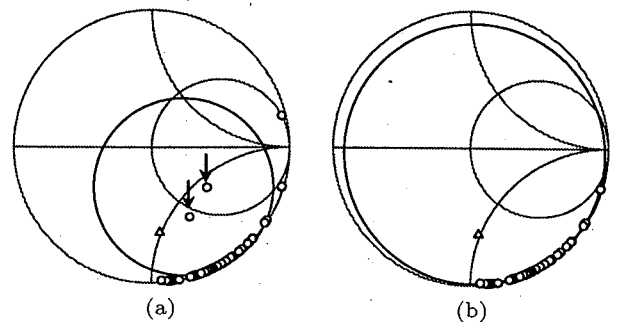


図 13 1.571 GHz における反射係数のスミスチャートプロット (○ は $\Gamma_{wg,i}$, △ は S_{11} のプロット)

Fig. 13 $\Gamma_{wg,i}$ of $l_L = 130 \text{ mm}$ and S_{11} on the Smith chart at 1.571 GHz. The circular and triangular marks denote $\Gamma_{wg,i}$, S_{11} , respectively.

表 1 $86.8 \text{ mm} \leq l_L + l_R \leq 173.6 \text{ mm}$ を満たすための SS の移動位置

Table 1 The range of the position of the sliding shorts which satisfies the condition $86.8 \text{ mm} \leq l_L + l_R \leq 173.6 \text{ mm}$.

l_L [mm]	60	70	80	90	100	110
l_R [mm]	60~110	60~100	60~90	60~80	60~70	60

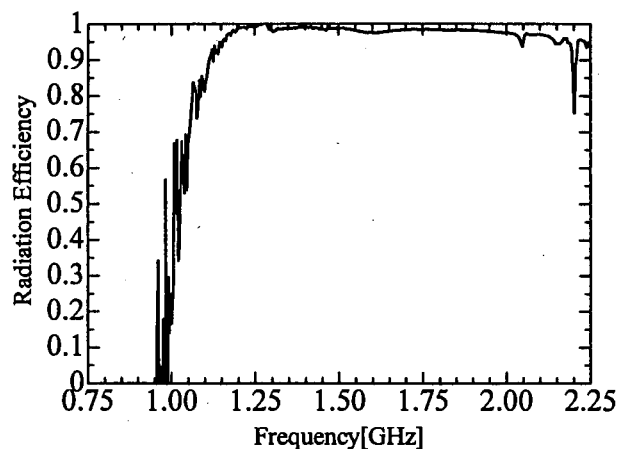


図 14 表 1 の可動短絡の位置に対する 40 mm モノポールの放射効率

Fig. 14 Radiation efficiency of 40 mm monopole using the data for the positions of the sliding shorts listed in Table 1.

合、効率落込みを回避することができる。 $l_L = l_R$ という条件を設けることによって l_L , l_R の組合せを限定し、測定時間の短縮を図ることが可能である。

5. むすび

導波管及び可動短絡を用いたアンテナ放射効率測定手法である改良型 Wheeler 法によるモノポールの効率測定について、可動短絡の損失を考慮した伝送線路モデルを導入することで効率落込み現象を説明するとともに、可動短絡の移動範囲を限定することで効率落込みを回避できることを実験的に明らかにした。

改良型 Wheeler 法を利用する場合、導波管に挿入する左側の可動短絡 (LSS) と右側の可動短絡 (RSS) をアンテナから $0.20\lambda_0|f_{\min}$ 以上離し、LSS と RSS との間の距離が $(\lambda_g/2)|f_{\max} < l_L + l_R < \lambda_g|f_{\max}$ の条件を満たすように移動させることでキャビティ共振による落込みを回避できる。また、片方の SS の位置を固定して利用する場合、アンテナと固定する SS 間の距離 l_L 若しくは l_R と $\lambda_g/2$ が等しくなる周波数で効率に落込みが発生することを示した。固定する SS の位置 l_L 若しくは l_R をアンテナから $0.20\lambda_0|f_{\min}$ 以上、 $(\lambda_g/2)|f_{\max}$ 以下の範囲に限定することで、落込みを回避することができる。この効率落込み回避においては、効率が落ち込む周波数幅を考慮する必要があることを指摘した。

今後の課題として、モノポール以外のアンテナについて、本論文で検討した効率落込み回避法の妥当性を確認することが挙げられる。

文 献

- [1] H.G. Schantz, "Radiation efficiency of UWB antennas," Proc. 2002 IEEE UWBST Conf., pp.351-355, May 2002.
- [2] T. Maeda and T. Morooka, "Radiation efficiency measurement for a small antenna using a new radiation characteristic measurement equipment," Proc. ISAP '89, 4B2-2, pp.685-688, Aug. 1989.
- [3] 佐々木亮, 陳 強, 中村精三, 澤谷邦男, "ページャ用ループアンテナの放射効率の測定とその改善," 信学論 (B-II), vol.J81-B-II, no.12, pp.1153-1155, Dec. 1998.
- [4] R.H. Johnston and J.G. McRoy, "An improved small antenna radiation-efficiency measurement method," IEEE Antennas Propag. Mag., vol.40, no.5, pp.40-48, Oct. 1998.
- [5] 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.
- [6] D.M. Pozar and B. Kaufman, "Comparison of three methods for the measurement of printed antenna efficiency," IEEE Trans. Antennas Propag., vol.36, no.4, pp.136-139, Jan. 1988.
- [7] H.A. Wheeler, "The radiansphere around a small antenna," Proc. IRE, vol.47, no.8, pp.1325-1331, Aug. 1959.
- [8] 村本 充, 石井 望, 伊藤精彦, "Wheeler 法による放射効率測定に関する検討," 信学論 (B-II), vol.J78-B-II, no.6, pp.454-460, June 1995.
- [9] 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.
- [10] R.H. Johnston and J. Chu, "Small antenna efficiency measurements using overmoded cavities," Proc. 2003 IEEE AP-S, pp.723-726, June 2003.
- [11] 金子貴幸, 石井 望, 宮川道夫, "Wheeler 法における新しい放射効率算出式について," 2003 信学総大, B-1-201, March 2003.
- [12] 堀澤信介, 高柳信孝, 石井 望, 宮川道夫, "三個以上の疑似半球キャップを用いたダイポールの効率測定," 2001 信学総大, B-1-70, March 2001.
- [13] M. Geissler, O. Litschke, D. Heberling, P. Waldow, and I. Wolff, "An improved method for measuring the radiation efficiency of mobile devices," Proc. 2003 IEEE AP-S, pp.743-746, June 2003.
- [14] 金子貴幸, 石井 望, 宮川道夫, "改良型 Wheeler 法によるアンテナ放射効率測定精度に関する考察," 信学技報, A-P2003-165, RCS2003-171, Nov. 2003.
- [15] 広川和幸, 久我宣裕, "偏波面を考慮した小型アンテナ放射効率測定," 2004 信学総大, B-152, March 2004.
- [16] 山本 博, 大川澄雄, 改版高周波測定, pp.126-127, コロナ社, 1982.

付 録

式 (3) の導出

式 (2) の右辺第 2 項を z とおく. $|\Gamma_i| = |e^{j\theta_i}| = 1$ であるから,

$$\left| S_{22} + \frac{S_{21}^2}{z} \right| = \frac{1}{|\Gamma_i|} = 1 \quad (\text{A.1})$$

を変形して, 円の方程式 $|z - z_0| = r_0$ を得る. ここで,

$$z_0 = \frac{S_{22}^* S_{21}^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad (\text{A.2})$$

$$r_0 = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad (\text{A.3})$$

である. 式 (A.2), (A.3) から S_{22} を消去し, 式 (3) を得る.

(平成 17 年 3 月 14 日受付, 6 月 1 日再受付)

宮川 道夫 (正員)



昭 40~43 日立製作所勤務. 昭 52 北大・院 (博士課程) 了. 同年工業技術院電子技術総合研究所入所. 電子計算機部, 光技術部主任研究官を経て, 平 3 新潟大・工・教授, 大学院自然科学研究科, 大学院医歯学総合研究科併任. 平 7~8 ウルム大学バイオメディカル中央研究所客員研究員. 平 15 新潟大・超域研究機構教授併任. マイクロ波 CT, 電磁波被曝量可視化及び電磁環境設計など電磁生体工学. 顔ニューロンによる個人や表情の識別, 三次元注視点の計測と感情解析, 弱視者の実体視力評価と適応型拡大読書器の開発などヒューマンインタフェースの研究に従事. IEEE, 電気学会, 日本生体医工学会, 日本生活支援工学会, 情報処理学会, 計測自動制御学会, 日本ハイパーサーミア学会等の会員 (評議員, 研究会長, 編集委員等含). 工博.



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. 小形・薄型アンテナ, ミリ波帯アンテナ, 液剤中アンテナ測定, 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, 日本生体医工学会, 日本生活支援工学会各会員. 工博.



金子 貴幸 (学生員)

平 15 新潟大・工・福祉人間卒. 平 17 同大大学院博士前期課程了. 同年能美防災株式会社入社. 在学中小形アンテナ効率測定に関する研究に従事.