

# 1/4 波長共振スロットの電界検出点について

畑

宏\*

## The Field Pickup Point of a Quarter Wavelength Resonant Slot

Hiroshi Hata

Coaxial slot-fed dipole antenna is widely used in the measurements of microwave electric fields. But it has formerly been shown experimentally by the author that the effective pickup point of this probe leaves from the position of its dipole along the line axis when the dipole is shorter than a half wave length.

The aim of this paper is to explain the problem theoretically by discussing a resonant transmission line of a quarter wave length in which the sources are distributed.

### 1 序 言

同軸スロットダイポールアンテナ (Coaxial slot-fed dipole antenna, 図1) ——以下ス

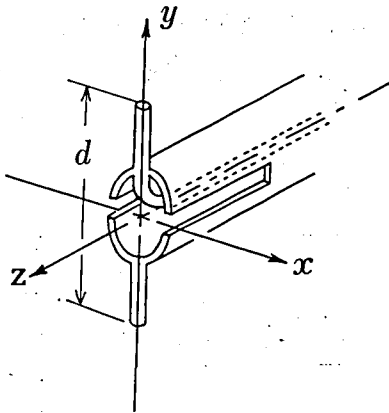


図 1 同軸スロットダイポールアンテナ

ロットダイポールと略称——は通常のダイポールアンテナと同様、一般にはポール部分におけるポールと平行な電界成分  $E_y$  に感じ、その指向性は  $xy$  面内において8字状である。これで検波出力が  $z$  の関数となるような波——たとえば  $z$  方向の定在波——の  $z$  分布を測定する場合  $z$  軸上の実効検出点\*\*が問題となるが、これまでの測定ではそれは当然ダイポールの位置であるとみなされ、あまり顧慮されなかった。その弊害は表面波電磁界等の精密測定においてははっきり現われて来るので筆者等は図2に示すような測定装置を用いて実験し、図3のごとき測定結果を得た。これによると  $z$  軸上の実効検出点はダイポールの長さの関数となり、特にポールのない場合は検出がスロットの短絡点の近くに来ることが分かった。今回はこのポールのない場合について理論的に説明してみたい。

ロッドダイポールと略称——は通常のダイポールアンテナと同様、一般にはポール部分におけるポールと平行な電界成分  $E_y$  に感じ、その指向性は  $xy$  面内において8字状である。これで検波出力が  $z$  の関数となるような波——たとえば  $z$  方向の定在波——の  $z$  分布を測定する場合  $z$  軸上の実効検出点\*\*が問題となるが、これまでの測定ではそれは当然ダイポールの位置であるとみなされ、あまり顧慮されなかった。その弊害は表面波電磁界等の精密測定においてははっきり現われて来るので筆者等は図2に示すような測定装置を用いて実験し、図3のごとき測定結果を得た。これによると  $z$  軸上の実効

### 2 理 論

ポールのない場合のスロット部についてはその等価回路として、再輻射インピーダンスと出力

\* 電気工学科

\*\* 定在波検波出力が最大のアンテナ位置で定在波の山の位置に対応するアンテナ上の点をいう。

インピーダンスを1個の集中負荷抵抗Rにまとめた1/4波長線路を考えることができる。(図4) この線路の電流によって生じた磁束に、同

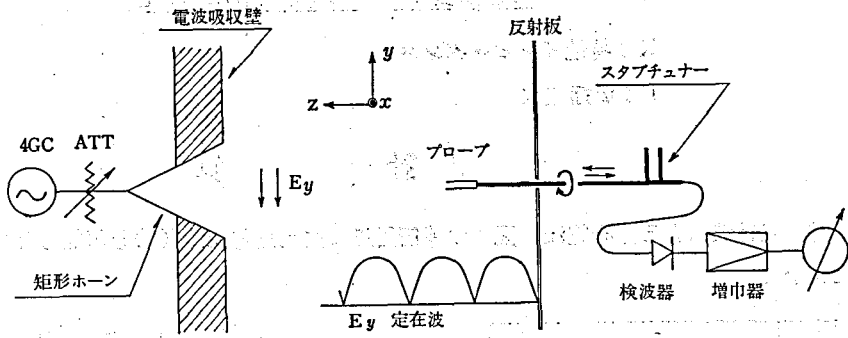


図2 実効検出点測定装置

軸線路内壁と中心導体とによって構成されるループが結合すると考えると、結局最大の検波出力は、線路電流I(z)に対応して上記λ/4長ループ(λは波長)を貫通する磁束が最大のとき得られることになる。

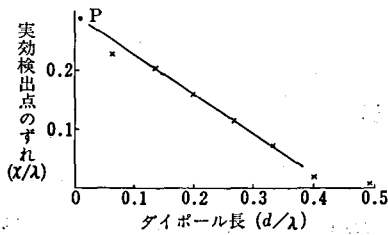


図3 既知の実験結果(x印)

一方このスロットダイポールを定在波中に置いたときの電流分布は、電源の分布した伝送線路の問題として解くことができる。またその分布電源は無有限大インピーダンスの並列点電流源か零インピーダンスの直列点電圧源を重畳したものと考えることができる。本論文はスロットダイポール(ダイポールがy方向、図1および2参照)に関するものであるから、電源はy方向成分、したがって前者と考えるのが都合がよく、結局線路と垂直な方向に流れる偏位電流を電源とすることになる。ただし、ここでMaxwellの方程式からもわかるように、電界Eyと偏位電流の分布関数の位相はπ/2だけずれていることに注意する必要がある。

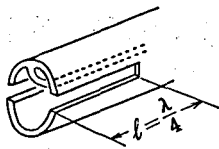


図4 伝送線路への置換

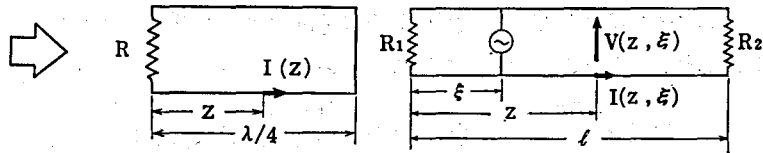


図5 並列点電源による一般線路の励振

さて無限大インピーダンスの並列点電流源を印加した場合の伝送線路は一般に図5のごとく考えられ、その電流分布は伝送線路方程式から次のように得られる。<sup>(2)</sup>

Z < ξ において

$$I(z, \xi) = \frac{K}{D} [K \cosh \Gamma z + R_1 \sinh \Gamma z] \cdot [K \sinh \Gamma(\ell - \xi) + R_2 \cosh \Gamma(\ell - \xi)] \quad (1)$$

z < ξ において

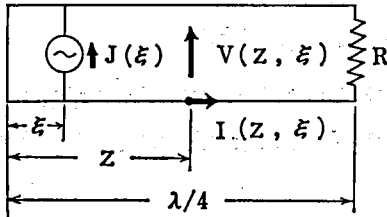
$$I(z, \xi) = -\frac{K}{D} [K \sinh \Gamma \xi + R_1 \cosh \Gamma \xi] \cdot [K \cosh \Gamma(\ell - z) + R_2 \sinh \Gamma(\ell - z)] \quad (1)'$$

ただし  $D = K[(K^2 + R_1 R_2) \sinh \Gamma \ell + K(Z_1 + Z_2) \cosh \Gamma \ell]$

K: 特性インピーダンス  
 Γ: 伝播定数

### 3 計 算

i) 点電流による分布電流. 図4の等価回路に並列点電流源 $J(\xi)$ を印加した場合(図6)は式(1)において



$$l = \frac{\lambda}{4}, \quad R_1 = 0, \quad R_2 = R \quad (2)$$

とし, さらに無損失線路であることから

$$\Gamma = \alpha + j\beta = j\beta$$

$\alpha$ : 減衰定数,  $\beta$ : 位相定数

となり $D = K^2$ を得る. これから

図 6 スロットアンテナを励振した場合

$z < \xi$  では

$$I(z, \xi) = \cos \beta z \cdot \left( \cos \beta \xi + \frac{R}{K} \sin \beta \xi \right)$$

$z > \xi$  では

$$I(z, \xi) = -\sin \beta \xi \cdot \left( \sin \beta z + \frac{R}{K} \cos \beta z \right)$$

(3)

を得る。

ii) 分布電源による電流. 電源として並列電源のみが存在するときは一様に

$$I(z) = \int_{z_2}^{z_1} J(\xi) I(z, \xi) d\xi \quad (4)$$

これは  $z = \xi$  の点が並列点電流源からの電流の流入点であるためここで不連続となる。したがってこれを次のように微分可能な形しておく。

$$I(z) = \int_{z_1}^{z-0} J(\xi) I(z, \xi) d\xi + \int_{z+0}^{z_2} J(\xi) I(z, \xi) d\xi \quad (5)$$

さてここで再び $\lambda/4$ 長線路にもどる。電源の分布関数として

$$J(\xi) = J \cos \beta (\xi + \chi) \quad (6)$$

を考えると,  $\chi$ は(IE)の山のスロット短絡部 ( $z=0$ )からの左方(図7において)への変位を示すと同時に, ダイポールの位置から最大電界の位置——実効検出点——がいくら入ったかをも意味することになる。ここで条件(2)を入れると

$$\begin{aligned} I(z) &= J \int_0^{z-0} \cos \beta (\xi + \chi) \cdot \cos \beta z \cdot \left( \cos \beta \xi + \frac{R}{K} \sin \beta \xi \right) d\xi \\ &\quad - J \int_{z+0}^{\lambda/4} \cos \beta (\xi + \chi) \cdot \sin \beta \xi \cdot \left( \sin \beta z + \frac{R}{K} \cos \beta z \right) d\xi \\ &= \frac{J}{2} \left[ \left\{ z \cos \beta z + \frac{\lambda}{4} \sin \beta z \right\} \cos \beta \chi \right. \end{aligned}$$

$$+\frac{R}{K}\left(\frac{\lambda}{4}-z\right)\cos\beta z \cdot \sin\beta\chi - \frac{R}{K} \cdot \frac{1}{\beta}\cos\beta z \cdot \cos\beta(2z+\chi)] \quad (7)$$

iii) 分布電流の積分とその最大値条件. ここで出力に比例する量  $\int_0^{\lambda/4} I(z)dz$  を求める.

(4)  $U = \frac{R}{K} \gg 1$  のとき

式(7)より

$$I(z) = \frac{J}{2} \cdot U \left\{ \left(\frac{\lambda}{4}-z\right)\cos\beta z \cdot \sin\beta\chi - \frac{1}{\beta}\cos\beta z \cdot \cos\beta(2z+\chi) \right\} \quad (8)$$

これから  $f(\chi) = \int_0^{\lambda/4} I(z)dz$  を算出した結果は

$$\begin{aligned} f(\chi) &= \frac{JU}{6\beta^2} \{7\sin\beta\chi - 2\cos\beta\chi\} \\ &= A\sin(\beta\chi - \varphi) \end{aligned} \quad (9)$$

$A$ : 比例係数

$$\therefore \varphi = \sin^{-1} \frac{2}{\sqrt{7^2+2^2}} = 0.279 \text{ [rad]}$$

ゆえに  $f(\chi)$  の絶対値の最大値は

$$\beta\chi - \varphi = \left(\frac{1}{2} + n\right)\pi \quad \text{ただし } 0 \leq \chi < \frac{\lambda}{2}, \quad n: \text{整数}$$

$$\therefore \chi = 0.29\lambda \quad (10)$$

のとき得られる。これはダイポールの位置に電界の山(定在波電界の腹)を置いたときではなく、ダイポールの位置から  $0.29\lambda$  だけスロット側の方向に山をずらせた場合を意味する。したがって電界の最小点(節)がほぼダイポールの位置(図7において  $R$  の左方  $0.29\lambda - \lambda/4 = 0.04\lambda$ )にあるとき最大出力が得られることとなり、直感的な判断とは逆になっていることに注目すべきである。

(4)  $U = 1$  のとき

式(7)より

$$I(z) = \frac{J}{2} \cdot \left(\frac{-1}{2\beta}\right) \left\{ \cos\beta(3z+\chi) + \cos\beta(z+\chi) \right\} \quad (11)$$

これから

$$\begin{aligned} f(\chi) &= \int_0^{\lambda/4} I(z)dz \\ &= \frac{1}{3\beta^2} \{(3\pi - 4)\cos\beta\chi + 5\sin\beta\chi\} \\ &= A'\sin(\beta\chi + \varphi') \end{aligned} \quad (12)$$

$$\therefore \varphi' = \cos^{-1} \frac{5}{\sqrt{(3\pi-4)^2+5^2}} = 0.826 \text{ [rad]}$$

$f(\chi)$  の最大値は

$$\beta\chi + \varphi' = \left(\frac{1}{2} + n\right)\pi$$

$$\therefore \chi = 0.118 \lambda$$

(13)

のとき得られる。これは定在波電界の腹が  $\lambda/4$  長スロットのほぼ中央に位置するとき、出力が最大であることを示している。

(v)  $U \ll 1$  のとき

式(7)より

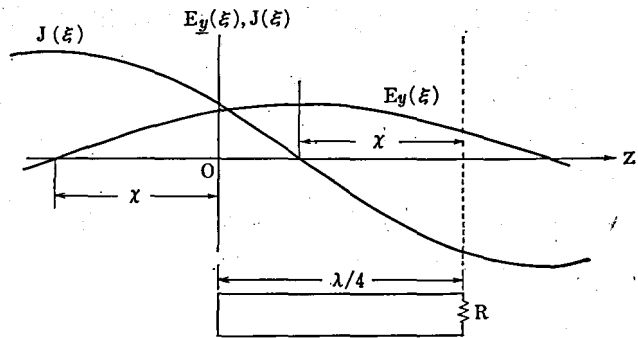


図 7 励振源分布と  $\lambda/4$  長線路の位置関係

$$I(z) = \frac{J}{2} \left\{ z \cos \beta z + \frac{\lambda}{4} \sin \beta z \right\} \cos \beta \chi$$

(14)

これから

$$\begin{aligned} f(\chi) &= \int_0^{\lambda/4} I(z) dz \\ &= \frac{J}{2} \cdot \frac{\pi - 1}{\beta^2} \cos \beta \chi \end{aligned}$$

(15)

この最大値は  $\chi = n\pi = 0$  のとき得られる。

## 4 結果とその検討

以上の計算はスロット部から見た負荷（結合によって検波器の方へ持ち去られる電力に相当する負荷）および再輻射インピーダンスを一つの集中負荷抵抗にまとめて置き換え、これを  $\lambda/4$  長線路の開放端子に接続した場合に関するものである。したがってダイポールの長さ  $d$  の変化に対応した実効検出点の移動を示す測定データ図3と直接比較することは適当でない。しかし  $d$  が零のときは実物の再輻射インピーダンスも高いとみなされ、本文計算 iii) の(i), すなわち  $U = R/K \gg 1$  の場合に該当するので同図と比べることができる。図3のデータでは  $d = 0$  の測定値がないので他の測定値を結ぶ線の延長上の値をその対象とすればよい。同図に計算結果を記入すると点  $P$  が得られ、これら両者はきわめてよく一致していることがわかる。

## 5 結 言

同軸スロットダイポールアンテナによるマイクロ波電界分布の精密測定において筆者が以前に感じた実効検出点の位置に関する疑問を明らかにするため理論計算を行なった。問題を簡素化するため、スロットの代わりに一端を短絡した  $\lambda/4$  長平行伝送線路について計算、その結果スロットの先端で電界を検出するとみなしてきたこれまでの直感的な判断に誤りがあり、実験結果の正しかった事を証明できた。今後は電子計算機を用いて  $f(\chi)$  を  $U$  に関して連続的に算出する一方、 $U = 1$ ,  $U \gg 1$  等  $U$  の各値に対する伝送線路実験を行ない、結果をより厳密に比較検討して

みたい。

最後に御助言を賜わった東京工業大学の末武国弘、関口利男両教授ならびに内藤喜之助手、実験に際して援助願った郵政省九州電波監理局の石井令太技官に厚く御礼申し上げる次第である。

### 参 考 文 献

- (1) 末武, 畑, 石井 “マイクロ波電界測定用プローブの一検討”, 昭.38.11 電気通信学会全国大会 No.179
- (2) S, A, Schelkunoff 著, 森脇義雄訳  
“電磁波論” P199~215 (昭.29)