

VHF 帯円偏波発生十文字スロットアンテナ

——突起部を持たない円偏波発生用の超高周波アンテナ——

VHF Circularly Polarized Crossed Slot Antenna

——Flush mounted Very High Frequency Antenna for Circular Polarization——

長谷部 望*

Nozomu HASEBE

本文中報告するアンテナは金属平面上に直交したスロットを切り、深さの異なるキャビティをその後方に取り付けて励振することにより円偏波を得るものである。その設計手順を等価回路的取り扱いにより示し、実験結果と比較した。

はじめに

VHF 帯から UHF 帯における円偏波発生アンテナは移動物体と固定局との間で、これと直線偏波アンテナを組み合わせることによりその相互の姿勢関係の変化による影響を受けにくいと広く用いられている。これらの代表的なアンテナとしてはターンスタイルアンテナ、ヘリカルアンテナなどがよく知られている。

ここでは比較的波長の大きい VHF 帯でも十分機械的強度ですぐれ、また表面に突起物を有しない特点を有するスロットアンテナを用いた円偏波放射器の設計を説明しよう。

上記特色は使用面での主目的である移動体、とくに高速移動体などに装着する際に突起物を有しないことが利点となり、また固定局に用いる場合もアレイアンテナとして機械構造からくる位相誤差など減少でき、多周波共用パラボラアンテナの 1 次放射器として他の放射器と組み合わせる場合も利用価値が高いものである。

1. 円偏波発生機構

スロットアンテナからのふく射電界はこれと相対な板状空中線におきかえて考えられる。ここで説明する十文字スロットアンテナは図 1 に見られるように、XY 軸

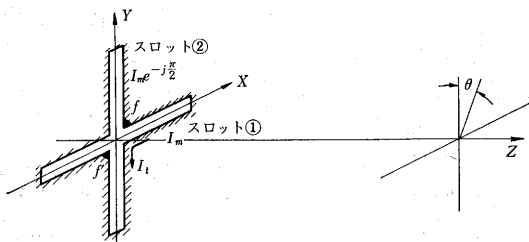


図 1 十文字スロットアンテナ

にそって切られた等長のスロットアンテナが、絶対値等しく、おのおのの間の位相が 90° 異なる磁流によって励振されたものである。スロット①による Z 軸上の電界は

$$E_1 = E_{1r} \cdot \cos \theta \quad (1)$$

ただし、 $E_{1r} = KI_m$ ：距離 r なる点におけるスロット①による電界

K ：距離 r とスロット磁流の位相を含む係数

I_m ：スロット①に流れる実効磁流

θ ：Y 軸となす角度

とかける。一方スロット②に流れる磁流を $I_m e^{-j\frac{\pi}{2}}$ とすると、これによる電界は

$$E_2 = E_{2r} \cdot \sin \theta = KI_m e^{-j\frac{\pi}{2}} \cdot \sin \theta = -jE_{1r} \cdot \sin \theta \quad (2)$$

したがってスロット①②による合成電界は (1), (2) より

$$E_Z = E_1 + E_2 = E_{1r} e^{-j\theta} \quad (3)$$

となり、Z 軸上における電界は任意角 θ に対し、 $|E_{1r}|$ なる大きさの円偏波を生ずることになる。

上に述べたような直交したスロットアンテナを得るためにはいくつかの方法が考えられるが、ここではスロットの片面にそれぞれキャビティを付加して、この深さを適当にとることにより、励振電界を大きさ等しく位相を 90° 異ならしめる方法による。

いま一つのスロットアンテナのみに注目して、片面にキャビティを付加した場合、等価回路は図 2 のごとく表

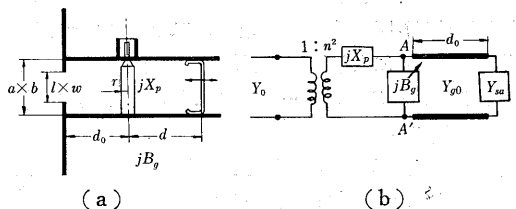


図 2 キャビティを付加したスロットアンテナの等価回路

わせる。すなわち開口アドミタンス Y_{sa} と特性アドミタンス Y_{p0} なる導波管が d_0 なる距離を経て同軸線路と結合され、この部分に並列に先端短絡導波管の呈するサセプタンス jB_p が接続されていることになる。いま設計の容易さから、導波管の特性アドミタンスと同軸線路の特性アドミタンスをともに 1 に等しくしておく ($n=1$)。

* 東京大学生産技術研究所第 3 部

また、同軸導波管変換部の呈するリアクタンス jX_p は直列にそう入されたかたちになる。

したがって先端短絡導波管の深さ d を変化させると、図3に示すごとく入力インピーダンスの軌跡はその共振現象のためゼロから無限大まで変化してインピーダンス面上で円を画く。

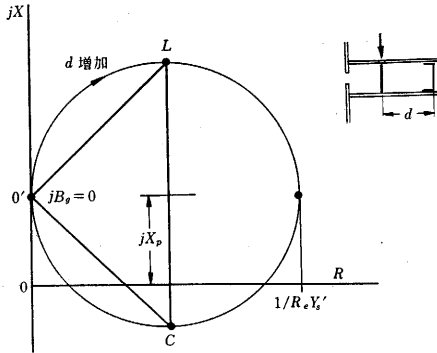


図3 キャビティを付加したスロットアンテナの深さ d を変化させたときのインピーダンス軌跡

この図で円が虚軸と接する点は、先端短絡の導波管が $1/4$ 管内波長の偶数倍のとき、すなわちリアクタンス分がゼロとなるときを示し、このときの入力インピーダンスは同軸導波管変換部のリアクタンス分 jX_p を与え、円の中心はこのリアクタンス分だけ実軸よりはなれている。一方円の最大抵抗分を与える点は図2 (a) の励振点よりスロット側を見たアドミタンスのサセプタンス成分が先端短絡導波管の呈するサセプタンスにより打ち消されたときのインピーダンスを与えている。このことから、規準面を図2 (b) の $A-A'$ にうつして考えると図3の原点は O' に移動でき、この点より見たときの同図の L および C なる点を与えるインピーダンスは大きさ等しく、たがいに 90° の位相差を有することになる。

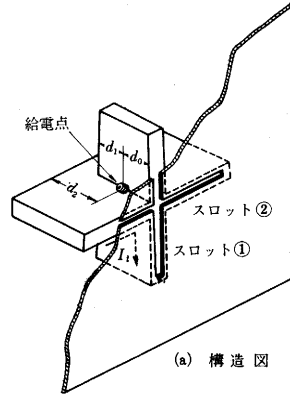
そこでいま、図4 (a) のごとき構造のスロットアンテナを考えると、給電同軸線路は直交した導波管に対角線状 (図1 $f-f'$) に接続されているため、これによる等価回路は図4 (b) のごとく、二つのスロット回路間共通電流 I_s により励振され、ここに生ずる電圧は両スロットの有するインピーダンスにより定まり、図4 (b) を参照して

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= I_s / \{G_{s1} + j(B_{s1} + B_{g1})\} \\ V_2 &= I_s / \{G_{s2} + j(B_{s2} + B_{g2})\} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

とかける。この分母を与えるアドミタンスは給電点からみたおのおののスロット回路の呈するアドミタンスであり、その大きさ等しく位相を 90° 異ならせるならば、すなわち

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= I_s / G_s (1-j) \\ V_2 &= I_s / G_s (1+j) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

とするとスロットを励振する電圧は大きさ等しく 90° の位相差を有し、したがってスロットの励振電界も 90° 位



(a) 構造図

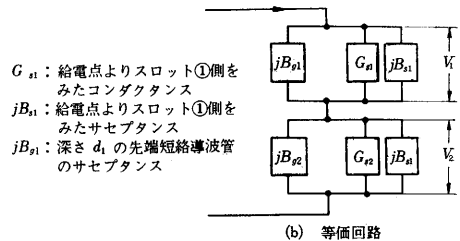


図4 十字スロットアンテナ

相差を有することになる。このことは図3における L および C なる点のインピーダンスを与える先端短絡長を有するキャビティを取り付けることにより達成される。

2. キャビティを付加したスロットアンテナの入力アドミタンス

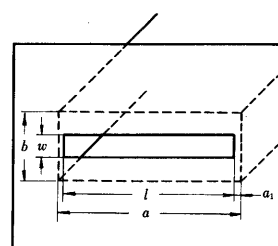


図5 slot 開口部

キャビティを付加したスロットアンテナの入力アドミタンスについてはいくつかの文献が発表されているが⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾、A.T. Adams は開口アイリスの影響を考慮して開口面アドミタンスを計算しており、図5のごとく各部を表示すると、無限平板による l, w 開口面からの正規化開口アドミタンス Y_a/Y_{00} を用いて

無限平板による l, w 開口面からの正規化開口アドミタンス Y_a/Y_{00} を用いて

$$\frac{Y_{sa}}{Y_{00}} = \left[\frac{\pi^2 (a^2)}{16 l^2} \left(\frac{b}{w} \right) \frac{\sqrt{k^2 l^2 - \pi^2}}{\sqrt{k^2 a^2 - \pi^2}} \left(1 - \frac{l^2}{a^2} \right)^2 \csc \frac{\pi a_1}{a} \right] \frac{Y_a(l, w)}{Y_{00}} + j \frac{B_e}{2Y_{00}} \quad (6)$$

ここに jB_e は導波管内のアイリスによるサセプタンスであり

$$j \frac{B_e}{Y_{00}} = \frac{b}{\lambda_g} \cdot \ln \left[\csc \left(\frac{\pi \cdot w}{2b} \right) \right] \quad (\text{キャパシティブアイリス}) \quad (7)$$

$$k = \omega \sqrt{\mu_r \cdot \epsilon_r}$$

で与えられる。また、とくにキャパシティブアイリスに対して (6) 式は

$$\frac{Y_{sa}}{Y_{\theta 0}} = \left(\frac{b}{w}\right) \frac{Y_a(l, w)}{Y_{\theta 0}} + j \frac{B_e}{2Y_{\theta 0}} \quad (8)$$

となる。

$Y_a(l, w)$ は無限平板を有する導波管開口からの開口アドミタンスであり、Lewin⁴⁾により計算されているが、ここで取り扱う細いスロットに対しては Y_a は小さな値しか取り得ず、Marcuvitz の近似が適用でき⁵⁾、

$$\frac{G_a}{Y_{\theta 0}} = \int_0^{kw} J_0(x) dx - J_1(kw) \doteq \frac{\pi \cdot w}{\lambda_g} \quad (9)$$

$$\frac{B_a}{Y_{\theta 0}} = \int_0^{bw} N_0(x) dx - N_1(bw) + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{kw} \doteq \frac{2 \cdot w}{\lambda_g} \ln \frac{e\lambda_g}{\gamma \cdot 2w} \quad (10)$$

$$e=2.718, \gamma=1.781$$

とおいて計算をすすめる。

この開口アドミタンスを Y_{sa} とすると、これに接続された導波管の特性アドミタンスを往復線路による等価回路におきかえて考えているので、その電圧・電流に着目し、 $Y_{\theta 0}(V, I)$ より

$$Y_{\theta 0} = \frac{2}{\pi} \frac{a}{b} \frac{1}{\sqrt{\mu/\epsilon}} \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2} \quad (11)$$

そのときの管内波長 λ_g は

$$\lambda_g = \lambda [1 - (\lambda/2a)^2]^{-1/2} \quad (12)$$

λ : 自由空間波長

先端短絡導波管の呈するサセプタンスを管内波長により

$$j \frac{B_g}{Y_{\theta 0}} = -j \cot \beta_g d \quad \beta_g = 2\pi/\lambda_g \quad (13)$$

同軸導波管変換部の呈するリアクタンス jX_p は中心導体が導波管内に存在するために生ずるリアクタンスとして

$$j \frac{X_p}{Z_{\theta 0}} = \left(\frac{a}{2\lambda_g}\right) \left[\ln\left(\frac{2ae}{\pi r}\right) - 2\right] \quad (14)$$

で表わされる。

また距離 d_0 によって変換されるスロットアドミタンス Y_s' は開口アドミタンス Y_{sa} と導波管特性アドミタンス $Y_{\theta 0}$ を用いて

$$Y_s' = Y_{\theta 0} \frac{Y_{sa} + jY_{\theta 0} \tan \beta_g d_0}{Y_{\theta 0} + jY_{sa} \tan \beta_g d_0} \quad (15)$$

とかけて、結局同軸線路よりみた入力インピーダンスは変換部のリアクタンスとともに

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_s' + jB_g} + jX_p \quad (16)$$

となる。

いまこのキャパティを付加したスロットアンテナを直交させ、導波管部に対角状に同軸線路によって励振すると、二つのインピーダンスは直列接続となつて (図 4) 中心導体によるリアクタンスを jX_p' とすれば

$$Z_{\Sigma} = \frac{1}{Y_s' + jB_{g1}} + \frac{1}{Y_s' + jB_{g2}} + jX_p' \quad (17)$$

(B_{g1}, B_{g2} は中心周波数において図 3 で L, C を与えるサセプタンス)

となる。

3. 入力インピーダンスの決定

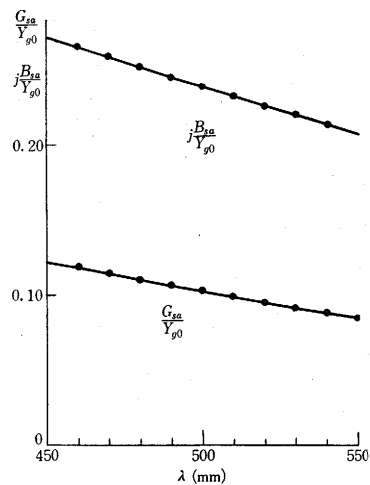
前節の説明にもあるとおり、細いスロットの開口アドミタンスは、導波管の特性アドミタンスに比べて非常に小さな値しか取り得ないことが明らかである。このため入力端において整合を取ろうとするならば同軸線路との接合点までの距離をある程度とってインピーダンス変換を行ない、これと先端短絡導波管サセプタンスとの並列接続により所要の入力インピーダンスを得る必要がある。

この十文字スロットアンテナは、前述のごとく二つのスロットインピーダンスが直列にそう入される形となるため、このままで 50Ω の同軸線路と整合を取ろうとすれば片側の入力インピーダンスは $(R_0 \pm jX_0)/2$, (R_0 : X_0 : 同軸線路の特性インピーダンスと同じ値の抵抗分およびリアクタンス分) を必要とする。しかしここでは図 2 の等価回路からも推察できるように、この変成比を高くすることは回路の Q を高くして製作時の許容誤差を減じ、結果的に製作を困難とするため、いったん同軸線路に変換後、あらためて step down する方が有利と考えられる。

その 1 例として周波数 600 MHz, スロット長さ 3/4 波長の場合につき検討してみる。

a) 開口アドミタンス

スロットの各部寸法を次に示すごとく定めて製作すると (7)~(10) 式を用いて図 6 に示すごとき開口アドミタンスを得る。ここで横軸は波長をとっている。



$a=l=370, b=22, w=13$ mm

図 6 スロット開口部の開口アドミタンス

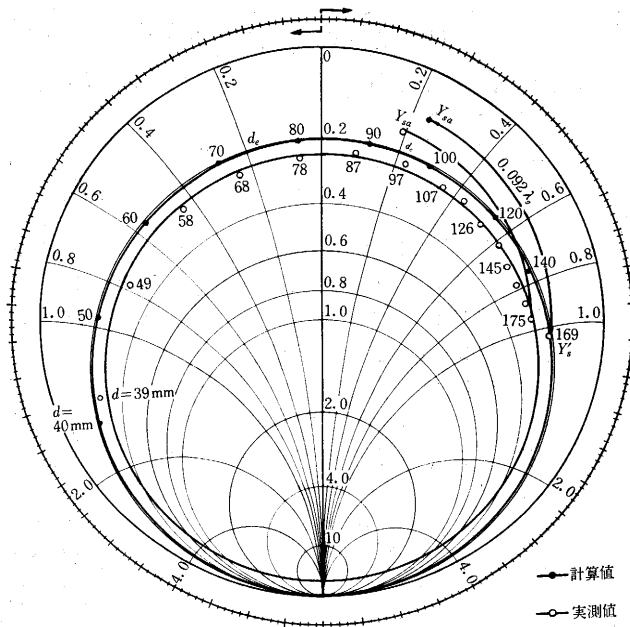


図7 d_i, d_c の決定.

d の変化に対するアドミタンスの変化

$$\begin{aligned} a=l=370 \text{ mm} & & r=1.5 \\ b=22 & & d_0=62 \\ w=13 & & \end{aligned}$$

これより図3のLおよびCに相当する入力インピーダンスを与える先端短絡導波管長を算出すればよいが、ここでは図7に示すごとく Smith chart 上に d を変化したときの特性を画いた。この場合の Y_{00} は $20 \text{ m}\Omega$ にとってある。すなわち $Y_{s,d}/Y_{00}$ なる点より出発して時計方向に d_0/λ_0 だけ回転した点のアドミタンスは励振点よりスロット側をみたアドミタンス Y_s' を表わし、これと G —一定の線に沿った円は先端短絡導波管の d の変化による入力アドミタンスの変化を表わしている。また同軸導波管変換部の呈するリアクタンスはこれらの軌跡を逆転してインピーダンス表示したものに加えればよい。

導波管および開口部の寸法はそのまま有限平板 ($a \times a$) とした場合につき測定した結果を図8に示した。この図より jX_p/Y_0 を差し引いて図7の上に移したのが○印で記入してある。なおこのとき使用したショートプランジャの校正は3点で行なったが若干接触抵抗による損失を生じており、理論値と傾斜が異なり、この補正を行なったため測定点が等間隔でなくなっている。この結果より、設計による計算結果から直接このアンテナを製作することはできないが入力インピーダンスの概略値を知って、整合に必要な変成比まで考慮することが可能である。したがって実際にこのアンテナを製作する際は、大略を設計値により求め、詳細の寸法決定はさらに図8のインピーダンス軌跡を求めて決定すべきである。

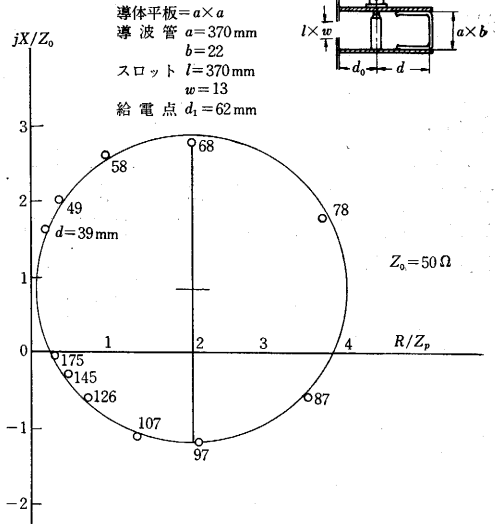
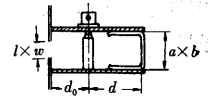


図8 キャビティの深さを变化したときのスロットアンテナインピーダンス特性 (実測値)

b) 周波数特性

この片側のスロットアンテナに対する入力インピーダンスの周波数 (波長で画いてある) 特性を求め実測値とともに図9に示した。この周波数特性は次の総合特性 (図10) とともにあまりよい一致をしているとは言えないが、後述する円偏波特性が若干波長の短い方へずれているためであり、LおよびCを与える導波管長がともに若干短いことを示している。しかし、ここでは補正を行わずにそのままを記録した。もちろん、開口部、管壁部での調整、給電点の移動などで中心周波数へ追い込むことは比較的容易である。

c) 円偏波特性 (axial ratio)

この十文字スロットアンテナの円偏波に対する特性は第1節の説明でわかるとおり、それぞれ二つのアンテナの有するインピーダンスの絶対値と位相関係により定まり、直交した素子による電界は図1から、

$$\mathbf{E}_\Sigma = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2, \quad |\mathbf{E}_\Sigma| = \sqrt{(\mathbf{E}_1)^2 + (\mathbf{E}_2)^2} \quad (18)$$

であり時刻 t における各スロットの励振電界の瞬時値を

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{E}_1 &= E_1 \sin \omega t \\ \mathbf{E}_2 &= E_2 \sin(\omega t + \phi) \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

とおくと、その位相差 $\phi = \pi/2$, $E_1 = E_2$ なるときは $|\mathbf{E}_\Sigma| = 1$ で θ に関係なく一定の大きさの円偏波となるが、だ円偏波のときは $d|\mathbf{E}_\Sigma|/d\omega t = 0$ を与える ωt なる角度で最大値および最小値をとる。すなわち、

$$E_1^2 \sin 2\omega t + E_2^2 \sin 2(\omega t + \phi) = 0$$

より

$$\omega t = -\frac{1}{2} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sin 2\phi}{(E_1/E_2)^2 + \cos 2\phi} \right\} \quad (20)$$

を得る。第1節で述べたごとくふく射電界は入力インピーダンスに比例するから (4) 式のそれぞれの励振イン

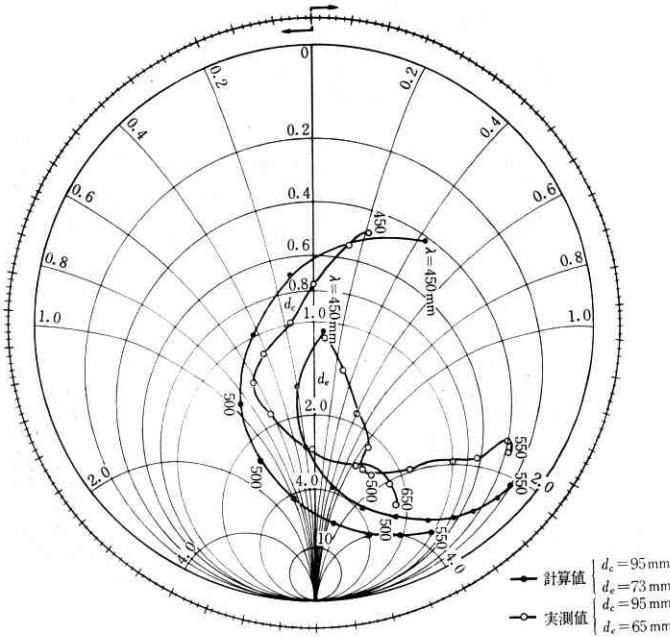


図 9 単独スロットアンテナ周波数特性

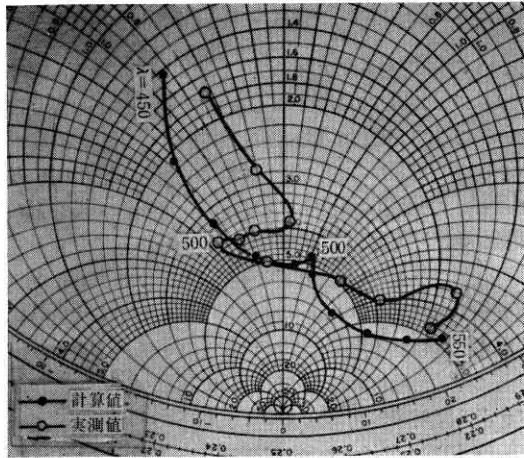


図 10 十文字スロット入力インピーダンス総合特性 (各部寸法は図 9 に同じ)

ピーダンスを $|Z_L| \angle \phi_L$, $|Z_C| \angle \phi_C$ とすれば

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= |Z_L|, E_2 = |Z_C| \\ \phi &= \phi_L - \phi_C \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

を (20) 式に代入して ωt を求めることができる。したがってこのアンテナの最大電界と最小電界の比 (axial ratio) は

$$\text{axial ratio} = \sqrt{\frac{E_1^2 \sin^2 \omega t + E_2^2 \sin^2 (\omega t + \phi)}{E_1^2 \cos^2 \omega t + E_2^2 \cos^2 (\omega t + \phi)}} \quad (22)$$

となる。この式を用いて計算した結果を図 11 に実際に製作したものとともに示してある。通常このような円偏波発生アンテナは中心周波数でも 1~2 dB 程度の axial ratio を有するため、理論値から一義的に帯域幅を決定することは、不適当な場合もあるが、円偏波発生アンテ

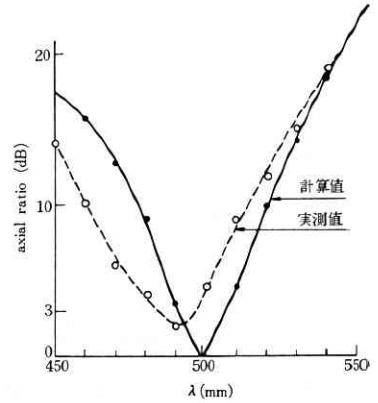


図 11 十文字スロット円偏波特性

ナのもっとも重要な特性と考えられ、この結果は設計に際して特性評価に役立つものである。

d) 同軸線路との整合

これまで述べて来た細いスロットに対しては大略、入力インピーダンスが 200~250Ω 程度となるため、さらに変成器をそう入する必要がある、1/4 波長変成器の場合 $Z_r=100\Omega$ 程度にとればよく、さして困難でなく目的は達せられる。一方開口面積を十分とれる場合は開口アドミタンスも増大し、整合も容易となり、当然帯域幅も広がる。

以上のことより、整合問題、帯域幅、それから小型化と言う点で次節に述べる処理がほどこされる。

4. アンテナの小型化

これまでは“円偏波発生十文字スロットアンテナ”の基本的設計に注目して述べて来たが実際このアンテナを作ろうとすると、波長の大きいところでは利用し得る空間が限られたり平面寸法が小さい場合が多く、また整合の点でも前節までに述べて来た細いスロット ($l=3/4\lambda$, $w=0.044\lambda$) では Y_{in} が小さく実用的ではない。そこで当然のことながら実効的なアンテナ寸法の増加が必要となってくる。この解決法はキャビティ内に誘電体を充てんすることであるが、実際 VHF 帯で使用するスロットアンテナを考えるとキャビティ全体に誘電体をそう入することは重量の著しい増加とコストの点であまり有効とは思われない。そこで一方法として電界の集中している開口面だけに誘電体をそう入することを考え、開口面をキャビティの内側へ折り込んでここへ誘電体 (F. R. P., $\epsilon=6.0$) をそう入した。またスロット長さ $l=\lambda/2$ としてキャビティ深さ d を変化して測定した結果は図 12 に示してある。この結果からアンテナ全体としてスロット長さ半波長、奥行き 1/5 波長程度、入力インピーダンス 100Ω 程度とすることができた。この寸法により製作した“十文字スロットアンテナ”の円偏波特性を図 13 に

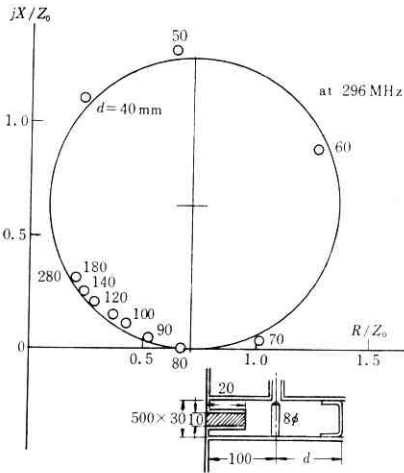


図 12 誘電体そう入によるキャビティを付加したスロットアンテナインピーダンス軌跡. $\epsilon_r=6.0$

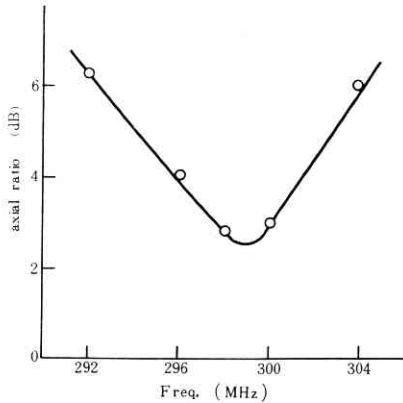


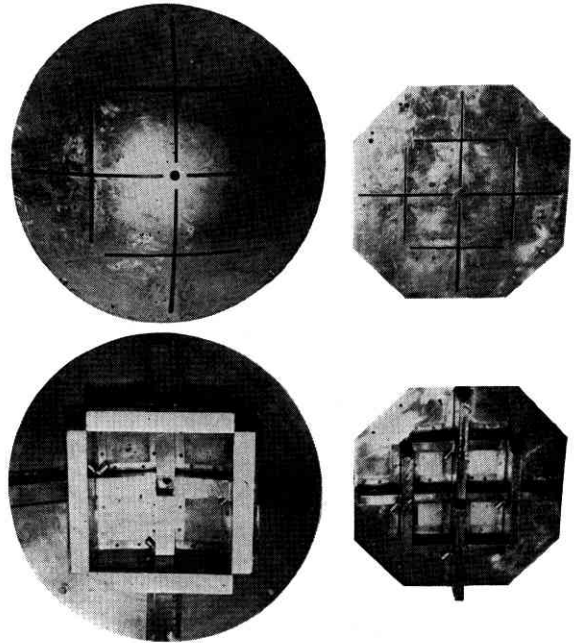
図 13 誘電体そう入による十字スロットアンテナ円偏波特性

示した。目的とする中心周波数より1%ほど高い方へずれているが、若干のずれは誘電体の出し入れ、給電位置の微調などで容易に調整可能である。

5. ま と め

比較的波長の大きい周波数帯で、表面に突起物を有せず、機械的強度の大きい円偏波放射器として“十字スロットアンテナ”を考案し、この基本的設計手順を等価回路の取り扱いにより説明を加え、実際に製作したものと比較をした。入力インピーダンスの周波数特性については大略その傾向が評価でき、設計の際の給電回路との整合の指針となる。またこのアンテナの最も重要な円偏波特性についても計算値と実測結果を比較し、帯域幅の評価に役立つことがわかった。

開口部に誘電体をそう入しない場合、このアンテナはキャビティ $3/4 \times 1/20 \times 1/3$ 波長程度で入力インピーダンス約 200Ω (図 10) 円偏波特性は中心周波数 $\pm 2\%$ で 2dB 増加 (図 11) となっている。また誘電体を開口部にそう入した場合(製作のときも構造上この方が有利)



左 544 MHz, 右 816 MHz
図 14 十字スロットアンテナによる1次放射器

についても、キャビティ $1/2 \times 1/20 \times 1/5$ 波長で入力インピーダンス約 70Ω (図 12), 円偏波特性は中心周波数 $\pm 1\%$ で 1.5 dB (図 13) となっている。

これらのことから開口部へ誘電体をそう入することは、アンテナの小型化、インピーダンス整合、構造上からも有利なことである。

このアンテナの利用面の1例として、カセグレインアンテナのサブディッシュへ取り付けのための1次放射器として製作した4本十字スロットアンテナ、および平面上に切った場合の写真を図 14 に示した。この場合、パラボラ反射鏡の開口角 120° 、直径: 8.2 波長でビーム幅約 10° 、サイドローブレベル -20 dB 以下の結果を得ている⁽⁶⁾。

謝辞 常々、ご指導をたまわる高木教授、齊藤教授、野村教授に深謝し、かつまた、このアンテナの研究に関し詳細にわたるご指導、ご指摘をいただいた浜崎教授に謝意を表す。

このアンテナの考察・検討の初期においてはもと黒川助教授ご指導のもとに進めたものであり深謝する次第であり、その後筆者が宇宙研勤務中、実用面でパラボラアンテナの1次放射器としての研究(文献6)を行ない、本所に再び勤務するようになってから、この設計手順を等価回路を用いて求め、周波数特性を計算した。ここではおもに設計手順について説明を試みた。この間実験に討議にご協力いただいた宇宙研・関口助手・市川助手ならびに当所齊藤研究室・座間氏に感謝する。

(1968年1月24日受理)

文 献

- 1) J. L. Putman "Input Impedance of Center-Fed Slot Aerials" J. IEE (London), Pt. III Vol. 95, p. 282
- 2) J. Galejs "Admittance of Rectangular Slot" IEEE Trans. AP, p. 119, March (1963).
- 3) A. T. Adams "Flush Mounted Rectangular Cavity Slot Antenna" IEEE Trans AP. —15, No. 3, p. 342
- 4) L. Lewin "Advanced Theory of Waveguides" Iliffe & Sons, London, p. 121 (1951).
- 5) N. Marcuvitz "Waveguide Handbook" McGraw Hill p. 184 (1951).
- 6) N. Hasebe, S. Saito & T. Nomura "136-137 Mc Tracking Antenna" Proc. 6th International Symp. Space Technology Science, p. 591 (1965).
- 7) 黒川・長谷部, "円偏波スロットアンテナ" 4学会連合大会 p.1092, (1964).

次 号 予 告 (5月号)

最近の数値計算特集

——とくに力学と設計の関連において——

巻 頭 言

古典と電算.....坪井 善勝

論 説

「最近の数値計算」特集にあたって.....柴田 碧

特 集

弾塑性問題とマトリックス法.....山田 嘉昭

有限要素法の現状と将来.....川井 忠彦

マトリックス法による2次元平面応力場の解析.....吉村 信敏

埋設曲管の応力解析.....久保慶三郎

.....吉田 裕

.....松本 徳久

有限要素法 (Finite element method) による回転体の応力解析.....川股 重也

送電工学におけるモンテカルロ法の応用.....河村 達雄

——送電線事故率の推定に関する統計的手法——

数値計算の化学への応用.....中村賢市郎

——分子軌道法によるケイ皮酸の光化学反応について——.....菊池 眞一

調査報告

アメリカ大学事情.....佐藤 壽芳

——M. I. T. 材料加工研究室からみた一断面——

研究速報

はりおよびフレーム構造のマトリックス弾塑性解析.....山田 嘉昭

.....川井 忠彦

マトリックス法による棒のねじり解析.....吉村 信敏

——様断面棒の場合——

薄肉開断面材のつりあい式と安定条件.....田中 尚

.....宇田川邦明

タンデム圧延の総合特性の解析.....鈴木 弘

——第1報 圧延条件と製品形状との関係に圧延機の剛性が及ぼす影響——.....阿高 松男

交通事故の要因分析 (第1報).....越 正毅

研究室紹介

久保田研究室.....小瀬 輝次