

研 究

UDC 621.396.677

多重モードを利用する新しい自動追尾方式

中橋 信弘* 柿沼 淑彦*

A NEW AUTOTRACK SYSTEM UTILIZING MULTI-MODE

By

Nobuhiro NAKAHASHI and Yoshihiko KAKINUMA

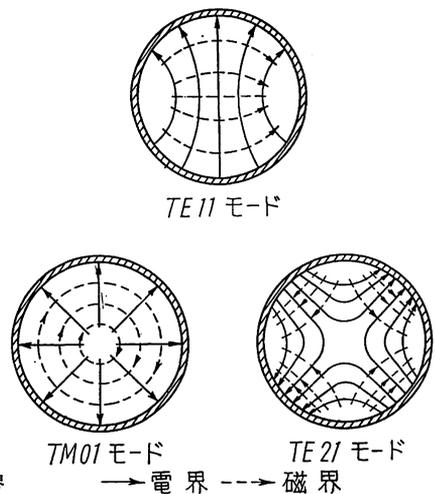
Recently, the multi-mode automatic tracking antenna system has been employed at several ground stations for satellite communications. This system utilizes the radiation pattern of the TM_{01} mode of the circular waveguide, and operates normally when the polarization of received signals is circular. But, with the elliptically polarized signals, cross-coupling occurs between the two axes of the antenna. When the polarization is linear, this system cannot in principle detect the angle error orthogonal to the plane of polarization.

An idea is presented in this paper to overcome the defect of the above-mentioned system. The proposed system utilizes the TE_{21} mode of the circular waveguide instead of the TM_{01} mode. Some examples of angle-detection method for the TE_{21} mode are provided, and it is shown that the two-channel tracking system of the TE_{11} and TE_{21} modes is optimum for the received signals of random polarization.

1. 序 言

人工衛星のような、動く目標物から発射あるいは反射されてくる電波を利用して、アンテナ・ビームをその目標物の方向に指向させる、いわゆる自動追尾方式には、従来のコニカル・スキャンあるいは4給電による追尾方式のほか、最近、アンテナ給電用導波管の多重モードのふく射特性を利用する方式が使用されてきた。(1)(2)(3)すなわち、円形導波管の最も次数の低い二つのモード TE_{11} モードおよび TM_{01} モード (第1図参照) を利用する方式である。

この方式は到来波が円偏波のとき完全な追尾性能をもち、初期の通信衛星リレーあるいはテルスターのように円偏波アンテナを使用する衛星に対しては、良好な特性を示した。しかしこの方式は、到来波の偏波が楕円になるとクロス、カップリング**を生じ、直線偏波になると、偏波面と直角な方向に追尾誤差が存在した場合、



第1図 導波管内電磁界

**方位角、仰角の2次元において自動追尾する場合、例えば方位角成分のみに追尾誤差があるとき、角度誤差検出器の出力に、仰角誤差電圧が現われる現象で、クロス・カップリングが大きいと追尾動作が不調になる。

*鹿島支所

原理的に誤差信号 TM_{01} モードが励起されず、この方向に沿って目標物がアンテナ・ビームからはずれてしまい、自動追尾が不可能になる。

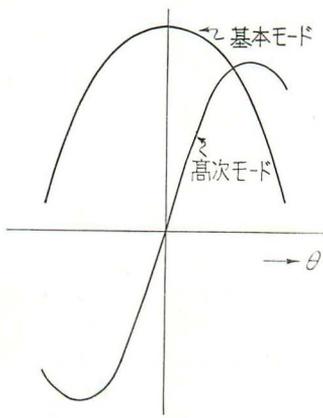
シンコム衛星あるいは将来打上げを予定されているATS (Applications Technology Satellite) は、直線偏波アンテナを使用していることを考えると、任意の偏波特性をもつ到来波に対して自動追尾できる方式が必要となってくる。

筆者は、この問題を解決する方法の一つとして、円形導波管の TE_{21} モード (第1図参照) を利用する方式を考案したので、ここに報告する。本文では、 TE_{21} モードのふく射パターンが、放射成分 (radial component) および円周成分 (circumferential component) とも、角度誤差検出に必要な双峰特性をもっていることを示し、 TE_{21} モードを基本モード TE_{11} と組合わせて、角度誤差を検出する方法を数例述べる。これらの方法を従来方式をも含めて相互に比較、検討し、任意の偏波特性をもつ到来波に対しては、 TE_{11} および TE_{21} モードを利用する2チャンネル方式が最適な自動追尾方式であることを示す。このほか、本報告の中では、モード結合器の構造、および本方式を円形ホーン以外のアンテナ型式に応用した場合の問題について考察した結果を述べてある。

2. 動作原理

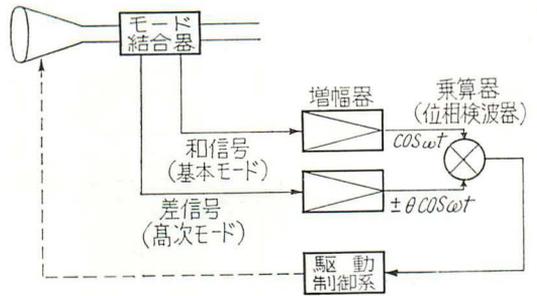
2.1. 概 説

一般に多重モードを利用する自動追尾方式というのは、第2図に示すように、アンテナ給電用の導波管の基本モードのふく射パターンが単峰特性であること、および適当な高次モードのふく射パターンが双峰特性 (極性を考えればS字特性) であることを利用する方式である。目標物がふく射パターン最大方向 (ボアサイトと呼ばれる) にあれば、導波管には基本モードだけが励起されるが、ボアサイトから



第2図 ふく射パターン説明図

のほかに、高次モードが励起される。これら二つのモードは第3図に示すようにモード結合器で給電導波管の外部に別々にとり出す。通常、これらの信号は、4給電自動追尾方式との相似性によって、基本モードからの結合



第3図 多重モードを利用する自動追尾方式原理図 (1次元)

出力は和信号、高次モードからの結合出力は差信号と呼ばれる。

軸からの角度 θ が小さいときは、和信号の振幅は θ によらず一定、差信号の振幅は θ に比例する。これらの信号の角周波数を ω とし、第3図に示すように、乗算器 (位相検波器) に加えれば、二つの信号の積に比例する出力、すなわち、 ω の2倍高調波成分と直流成分が得られる。前者はフィルタで除去し、直流分だけがアンテナの駆動制御系に加えられて、アンテナ・ビームは目標物の方向に指向する。

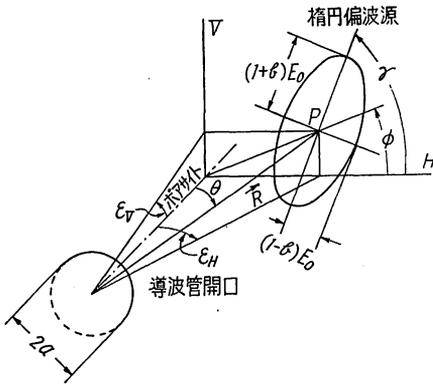
以上の説明は1次元の自動追尾方式の場合であったが、2次元の場合は、一般に基本モードのほか、二つの高次モード、すなわち追尾誤差の水平成分だけによって励起される高次モード、および垂直成分だけによって励起される別の高次モード、合計三つのモードの信号が必要となる。しかし、二つのモードだけでも差信号パターンの振幅特性だけでなく、和信号と差信号との間の位相差の特性あるいは同一モードの直交2成分を利用すれば、2次元の自動追尾が可能となる場合があり、前述の TE_{11} および TM_{01} モードを利用する方式、あるいはこれから述べる TE_{11} および TE_{21} モードを利用する方式は、これに該当する。

なお、本報告の中では第2図の θ を追尾誤差と呼び、第3図の位相検波出力を角度誤差電圧と呼ぶ。

2.2. TE_{21} モードのふく射特性

円形導波管の各モードの電磁界によるふく射電界の一般式は、開口半径が波長に比べてじゅうぶん大きく、開口面における電磁界分布が管内の分布と同じであると仮定して、すでに求められている。(4) (5) すなわち第4図のように、導波管開口と空間の点Pとの位置関係を規定すると、点Pにおける電界強度は TE_{nm} モードについては、

$$\left. \begin{aligned} \theta \text{ 成分: } U_{\theta} &= U_0 \frac{J_n(u)}{u} n \sin n\phi \\ \phi \text{ 成分: } U_{\phi} &= U_0 \frac{J_n'(u)}{1 - \left(\frac{u}{k_m a}\right)^2} \cos n\phi \end{aligned} \right\} \quad (1)$$



第4図 電波源とその座標

TM_{nm} モードについては、

$$\left. \begin{aligned} \theta \text{成分: } U_\theta &= U_0' \frac{u \cdot J_n(u)}{1 - \left(\frac{u}{k_m a}\right)^2} \cos n\phi \\ \phi \text{成分: } U_\phi &= 0 \end{aligned} \right\} (2)$$

である。ここに $u = 2\pi a \sin \theta / \lambda$, a は開口半径, λ は自由空間波長, ϕ は点 P とアンテナの軸を含む平面が水平面となす角度, $J_n(u)$ は n 次の第1種ベッセル関数, $k_m' a$ は $J_n'(x) = 0$ の m 番目の根, $k_m a$ は $J_n(x) = 0$ の n 番目の根,

$$U_0 = \frac{j^{n+1} 2\pi a^3 H_0 \omega \mu J_n(k_m' a)}{\lambda R (k_m' a)^2} \cdot e^{-jkR},$$

$$U_0' = \frac{j^{n+1} 2\pi a^3 E_0 \beta J_n'(k_m a)}{\lambda R (k_m a)^3} \cdot e^{-jkR},$$

H_0 は TE_{nm} モードの磁界の導波管の軸方向成分の大きさに比例する定数, ω は角周波数, μ は透磁率, R は点 P とアンテナとの間の距離, k は自由空間の位相定数, E_0 は TM_{nm} モードの電界の軸方向成分の大きさに比例する定数, β は TM_{nm} モードの導波管内における位相定数である。

(1) 式および (2) 式の $u \neq 0$ における近似式を求めると, $J_0(u) \approx 1 - u^2/4$, $J_n(u) \approx u^n / (2^n n!)$ を考慮して, TE_{nm} モードについては, $n=0$ のとき,

$$\left. \begin{aligned} U_\theta &= 0 \\ U_\phi &= -U_0 \times u/2 \end{aligned} \right\} (3\text{-a})$$

$n \geq 1$ のとき,

$$\left. \begin{aligned} U_\theta &= U_0 \frac{u^{n-1}}{2^n (n-1)!} \sin n\phi \\ U_\phi &= U_0 \frac{u^{n-1}}{2^n (n-1)!} \cos n\phi \end{aligned} \right\} (3\text{-b})$$

TM_{nm} モードについては、

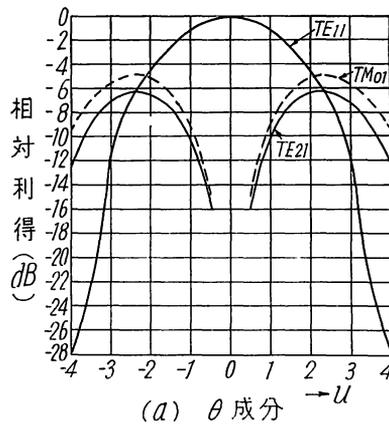
$$\left. \begin{aligned} U_\theta &= U_0' \frac{u^{n+1}}{2^n n!} \cos n\phi \\ U_\phi &= 0 \end{aligned} \right\} (4)$$

となる。(3-a) 式, (3-b) 式および (4) 式からふく射電

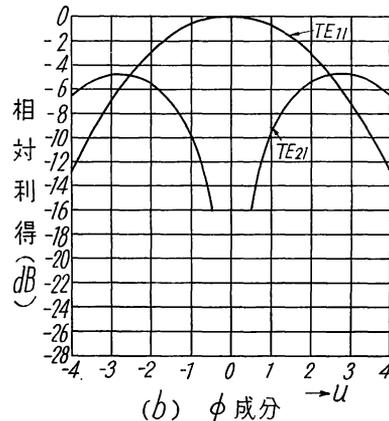
界が $u \neq 0$, すなわちアンテナのポアサイト近傍で u の一次式で近似できるのは, TE_{0m} モード, TE_{2m} モードおよび TM_{0m} モードによるものであることがわかる。そして TE_{0m} モードによるふく射電界は θ 成分が 0, TM_{0m} モードによるものは, ϕ 成分が 0 という欠点もっているが, TE_{2m} モードによるふく射電界は, 一般に θ 成分および ϕ 成分とも 0 でなく, その中でも次数が最低の TE_{21} モードを任意の偏波特性をもつ電波源の自動追尾に最適なものとして選んだ。

TE_{21} モードのふく射電界は (1) 式において, $m=1$, $n=2$, $k_m' a = 3.054$ を代入して,

$$\left. \begin{aligned} \theta \text{成分: } U_\theta &= U_0 \frac{2J_2(u)}{u} \sin 2\phi \\ \phi \text{成分: } U_\phi &= U_0 \frac{J_2'(u)}{1 - \left(\frac{u}{3.054}\right)^2} \cos 2\phi \end{aligned} \right\} (5)$$



(a) θ 成分



(b) ϕ 成分

第5図 各モードのふく射パターン

となる。第5図に, TE_{21} モードのふく射パターンを TE_{11} モードおよび TM_{01} モードのパターンとともに示す。同図は ϕ を次のようにとった場合である。すなわち, TE_{21} モードの θ 成分は $\phi = 45^\circ$, ϕ 成分は $\phi = 0^\circ$, TE_{11} モードの θ 成分は $\phi = 90^\circ$, ϕ 成分は $\phi = 0^\circ$, TM_{01} モードは ϕ が任意のときである。また, 各パターン

対レベルは、各モードの導波管内伝送電力が相等しいという条件を与えて求めた。

TE_{21} モードのふく射パターンポアサイトの近傍における近似式は、(3-b) 式に $n=2$ を代入して、

$$\left. \begin{aligned} \theta \text{ 成分: } U_\theta &= K\theta \sin 2\phi \\ \phi \text{ 成分: } U_\phi &= K\theta \cos 2\phi \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

となる。ここに、 $u \approx 2\pi a\theta/\lambda$ の近似式を用いてあり、 $K = U_0 \times \pi a / (2\lambda)$ である。

U_θ および U_ϕ の大きさは ϕ によって変化するが、これらを合成した電界ベクトル U_S の大きさは $\sqrt{U_\theta^2 + U_\phi^2} = K\theta$ であるから、 θ が一定のとき、 ϕ によって変化するしない。

一方電界ベクトル U_S は水平成分 U_H および垂直成分 U_V に分解することもでき、(6) 式からこれを求めると、

$$\left. \begin{aligned} U_H &= U_\theta \cos \phi - U_\phi \sin \phi \\ &= K\theta \sin \phi \\ U_V &= U_\theta \sin \phi + U_\phi \cos \phi \\ &= K\theta \cos \phi \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

となる。追尾誤差 θ を 2 次元ベクトルと考えて、その水平成分を ϵ_H 、垂直成分を ϵ_V とすれば、第 4 図からわかるように、 θ が小さいときは、

$$\left. \begin{aligned} \epsilon_H &= \theta \cos \phi \\ \epsilon_V &= \theta \sin \phi \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

となる。(7) 式と (8) 式を比較してみると、 TE_{21} モードのふく射電界の水平成分は追尾誤差の垂直成分に比例し、ふく射電界の垂直成分は追尾誤差の水平成分に比例しており、しかもその比例定数は相等しいことがわかる。なお、(5) 式および (6) 式は第 8 図に示してある TE_{21} モードの 2 成分のうち、(b) によるふく射電界であることに注意されたい。(a) によるふく射電界はこのあと説明する励起電圧を求めるときと同様に、座標を 45° 回転して考えれば容易に求められる。

2.3. 励起電圧

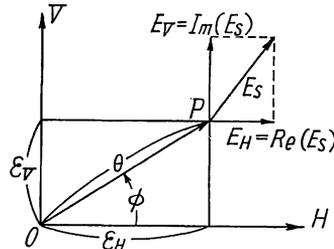
次に第 4 図のように、点 P に電波源があり、その偏波が一般に楕円であるときアンテナ給電用の導波管に励起される TE_{21} モードを、アンテナの可逆性を考慮して求める。第 4 図に示す電波源の電界ベクトルを E_S とし、これを複素表示すると、このベクトルが互いに逆方向に旋回する二つの円偏波成分の合成であると考えて、

$$E_S = E_0 (e^{j\omega t} + b \cdot e^{-j\omega t}) e^{j\tau} \quad (9)$$

となる。ここで (9) 式の実数部が電界ベクトルの水平成分、虚数部が垂直成分であり、 E_0 はアンテナから電波源を見て、反時計方向に旋回する円偏波成分(右旋成分)の大きさ、 $b \cdot E_0$ は時計方向に旋回する円偏波成分(左旋成分)の大きさ、 r は楕円の長軸が、水平面となす角

度であり、また時間 t の原点を両円偏波成分の電界ベクトルが一致したときにとってある。

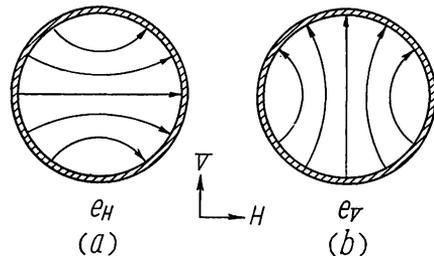
一方、電波源の電界ベクトルを水平成分 E_H 、垂直成分 E_V に分解して考え、これらを追尾誤差ベクトルとともに説明の便宜上、同一平面上に表わしたのが第 6 図である。図の点 O はアンテナのポアサイトの方向を示し、点 P はポアサイトから離れて存在する電波源の位置を示す。



第 6 図
追尾誤差ベクトルと電波源の電界ベクトル

第 6 図に示したベクトル成分(スカラー量) E_H 、 E_V 、 ϵ_H および ϵ_V を用いて、導波管に励起される TE_{11} モードおよび TE_{21} モードを求めてみる。いまの場合、円形ホーンに接続されている給電導波管の内径を TE_{21} モードより高次のモードの電磁界が管内を伝送しないように選んであるものとする。

まず TE_{11} モードについては E_H および E_V によって、それぞれ第 7 図の (a) および (b) に示すような互に直交する 2 成分が励起される。それぞれの電圧(管内伝送電力の平方根に比例する量、以下同様)を e_H および e_V とすれば、 θ が小さいときは、第 5 図に示す TE_{11} モードによるふく射パターンを考慮して、



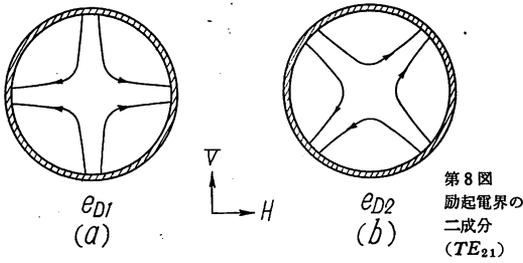
第 7 図
励起電界の 2 成分 (TE_{11})

$$e_H = \frac{c_1 E_H}{R} \quad (10 \cdot a)$$

$$e_V = \frac{c_1 E_V}{R} \quad (10 \cdot b)$$

のように、 θ に無関係な値として近似できる。ここに c_1 は定数である。

次に TE_{21} モードを考える。これは一般に第 8 図 (a) および (b) に示すような互に直交する 2 成分から成っており、(a) の成分の電圧を e_{D1} 、(b) の成分の電圧を e_{D2} とする。 e_{D2} は 2.2 節の中で説明した TE_{21} モードのふく射電界の式 (7) および (8) からアンテナの可逆性を考



第8図 励起電界の二成分 (TE₂₁)

慮して、 $E_V \times \epsilon_H$ と $E_H \times \epsilon_V$ との和に比例することが容易にわかり、(12・b) 式が求められる。

e_{D1} を求めるには第9図に示すように座標を45° 回転して新しい座標軸 OH' および OV' をつくる。追尾誤差ベクトルおよび電波源の電界ベクトルを H' 成分および V' 成分に分解し、これらを $\epsilon_{H'}$ 、 $\epsilon_{V'}$ 、 $E_{H'}$ および $E_{V'}$ とすれば、

$$\left. \begin{aligned} \epsilon_{H'} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\epsilon_H - \epsilon_V) \\ \epsilon_{V'} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\epsilon_H + \epsilon_V) \\ E_{H'} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E_H - E_V) \\ E_{V'} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(E_H + E_V) \end{aligned} \right\} (11)$$

である。新しい座標系と第8図(a)に示す電界分布との位置関係は、もとの座標系と第8図(b)に示す電界との位置関係と全く同じになるから、 e_{D2} を求めた場合と同様に考えて、 e_{D1} の大きさは $E_{V'} \times \epsilon_{H'}$ と $E_{H'} \times \epsilon_{V'}$ の和に比例することが容易にわかり、これに(11)式の値を入れて求めた結果をすでに求めた e_{D2} とともに示すと、

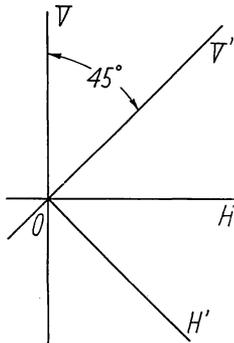
$$e_{D1} = \frac{c_2}{R}(E_H \times \epsilon_H - E_V \times \epsilon_V) \quad (12 \cdot a)$$

$$e_{D2} = \frac{c_2}{R}(E_H \times \epsilon_V + E_V \times \epsilon_H) \quad (12 \cdot b)$$

となる。ここに c_2 は定数である。

なお、第8図(a)および(b)に示した直交2成分を合成した場合の電圧の大きさ e_{D3} は、 $\sqrt{e_{D1}^2 + e_{D2}^2}$ であり、これに(12・a)式および(12・b)式を代入すると、

$$e_{D3} = \frac{c_2}{R} \times \sqrt{(E_H^2 + E_V^2) \times (\epsilon_H^2 + \epsilon_V^2)}$$



第9図 e_{D1} を求めるための座標系

$$= \frac{c_2}{R} |E_S| \cdot \theta \quad (13)$$

が得られる。(13)式は TE_{21} モードの励起電圧の大きさが、電波源の電界ベクトルの大きさおよび追尾誤差ベクトルの大きさに比例することを示しており、個々のベクトル成分の大きさには無関係であることを示している。これは電波源の偏波がどのようなものであっても、その電力が一定であれば、そして追尾誤差がどのような方向に存在してもその大きさが一定であれば、導波管内の励起される TE_{21} モードの合成電磁界の電圧の大きさは一定であることを意味しており、 TE_{21} モードが任意偏波の到来波に対して、一定の角度誤差検出感度をもっていることを示している。

3. 角度誤差検出方式

2.3 節の(10・a)、(10・b)、(12・a) および (12・b) の各式で与えられる四つの信号 e_H 、 e_V 、 e_{D1} および e_{D2} から追尾誤差ベクトルの水平成分に比例する直流電圧および垂直成分に比例する直流電圧を追尾受信機においてとり出す方法、すなわち角度誤差検出方式について以下に述べる。これには到来波の偏波の種類に応じていろいろ考えられるが、ここでは任意偏波に対して適当と思われる方式を2例、直線偏波に対して適当と思われる方式を1例述べてある。なお最後の方式では、 TE_{11} モードおよび TE_{21} モードのほか、 TM_{01} モードをも利用している。

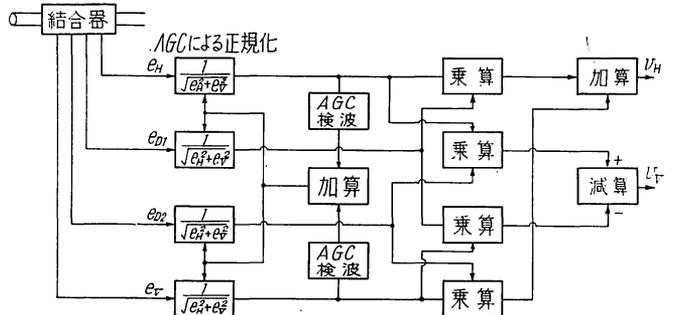
3.1. 任意偏波4チャンネル方式*

(12・a) 式および (12・b) 式を連立させて ϵ_H および ϵ_V について解き、(10) 式を代入すると、

$$\left. \begin{aligned} \epsilon_H &= \frac{c_1(e_H \times e_{D1} + e_V \times e_{D2})}{c_2(e_H^2 + e_V^2)} \\ \epsilon_V &= \frac{c_1(e_H \times e_{D2} - e_V \times e_{D1})}{c_2(e_H^2 + e_V^2)} \end{aligned} \right\} (14)$$

が得られる。

*追尾受信機の増幅回路が4系統からなっていることを示す。



第10図 任意偏波4チャンネル方式ブロック図

上式の中の e_H, e_V, e_{D1} および e_{D2} は時間関数であるが、(14)式の演算によって与えられる ϵ_H および ϵ_V は追尾誤差が一定のときは時間に無関係である。(14)式が意味していることは、 e_H, e_V, e_{D1} および e_{D2} に対して、追尾受信機において、式の中の加減算および乗除算をほどこせば、 ϵ_H に比例した電圧および ϵ_V に比例した電圧が得られるということである。このような演算を行わせる実際の回路構成は第10図のように増幅回路が4チャンネルとなり、その出力 v_H および v_V は、それぞれ追尾誤差の水平成分 ϵ_H および垂直成分 ϵ_V に比例する。図中に示したAGCによる正規化とは、(14)式の除算を行うことを意味し、AGC電圧によって受信機の利得を制御して、角度誤差電圧が和信号の受信レベルに左右されないようにしてある。

モード結合器としては、各モードの電磁界分布の対称性を利用して、例えば、第11図のようなものが考えられる。すなわち導波管の周囲に等間隔にあげられた8個の結合孔からの出力 e_1 ないし e_8 に対して、ハイブリッド(例えばマジックT)を用いて、図中に示す加減算をほどこすと、 e_H, e_V, e_{D1} および e_{D2} が別々にとり出される*。結合孔の構造は第12図に示すように、管軸に平行なスリットとすれば、結合は磁界の軸方向成分によって行われるから、このような成分をもたない不要な TM_{01} モードは結合器出力に現われない。またたとえ現われても、ハイブリッドの加減算によって互に打消しあって上記4信号は混入しない。

この方式の特長は、到来波の偏波が任意でよく、またクロス・カップリングのないことである。欠点は、チャンネル数が多く、モード結合器の構造が複雑で、ハイブリッドが6個も必要なことである。

3.2. 任意偏波チャンネル方式

前節の方式のチャンネル数を減らすことを考える。(10-a), (10-b), (12-a) および (12-b) の各式を、(9) 式を考慮して時間関数として表現すると、

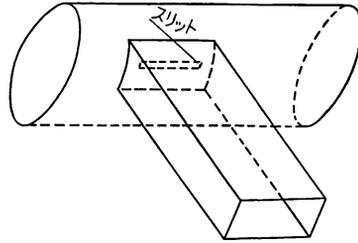
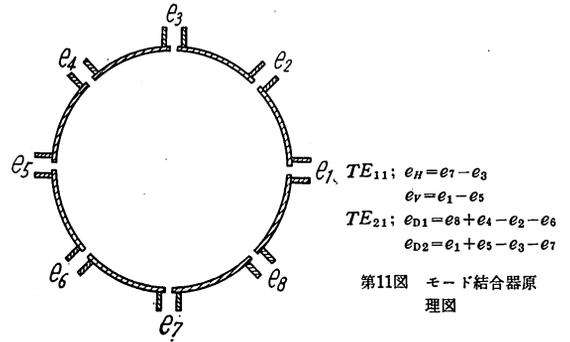
$$e_H = c_1 e_0 \{ \cos(\omega t + \gamma) + b \cos(\omega t - \gamma) \} \quad (15-a)$$

$$e_V = c_1 e_0 \{ \sin(\omega t + \gamma) - b \sin(\omega t - \gamma) \} \quad (15-b)$$

$$e_{D1} = c_2 e_0 [\{ \cos(\omega t + \gamma) + b \cos(\omega t - \gamma) \} \epsilon_H - \{ \sin(\omega t + \gamma) - b \sin(\omega t - \gamma) \} \epsilon_V] \quad (16-a)$$

$$e_{D2} = c_2 e_0 [\{ \sin(\omega t + \gamma) - b \sin(\omega t - \gamma) \} \epsilon_H + \{ \cos(\omega t + \gamma) + b \cos(\omega t - \gamma) \} \epsilon_V] \quad (16-b)$$
 が得られる。ここに $e_0 = |E_s|/R$ である。

これらの式からわかるように、各信号は電波源の電界ベクトルの右旋円偏波成分に対応する電圧

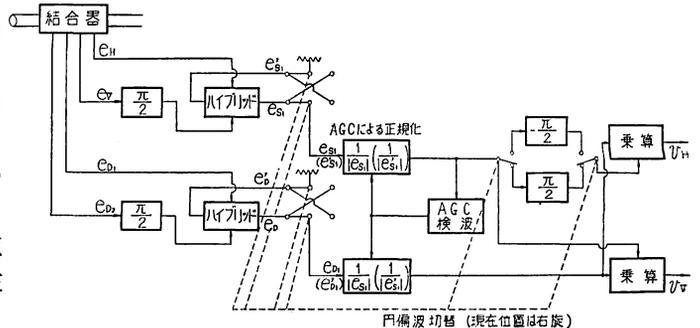


および左旋円偏波成分に対応する電圧からなりたっており、このうち一方の旋回成分だけを利用することを考える。例えば、右旋円偏波成分に対応する電圧成分を選ぶには、第13図のように $\pi/2$ 移相器とハイブリッドによって上記4信号を処理する。(詳細は付録1. 参照)。この結果

$$e_{S1} = 2c_1 e_0 \cos(\omega t + \gamma) \quad (17)$$

$$e_D = 2c_2 e_0 [\{ \cos(\omega t + \gamma) \} \epsilon_H - \{ \sin(\omega t + \gamma) \} \epsilon_V] \quad (18)$$

が得られる。ここに、 e_{S1} は電波源の右旋円偏波成分によって励起された TE_{11} モードの電圧、 e_D は同じ成分によって励起された TE_{21} モードの電圧である。(17)式および(18)式にみるように、差信号 e_D は ϵ_H に比例する項および ϵ_V に比例する項の和で、それぞれ和信号 e_{S1} と同相および $\pi/2$ の関係にあるので、これを第13図のように $\pi/2$ 移相器を利用して検波すれば、 ϵ_H に比例する電圧 v_H および ϵ_V に比例する電圧 v_V がとり出される。



第13図 任意偏波2チャンネル方式ブロック図

*結合が第12図に示すように磁界の軸方向成分によって行われることを考慮してある。

左旋円偏波成分を利用する場合も同様に行われる。
(詳細は付録1参照。)

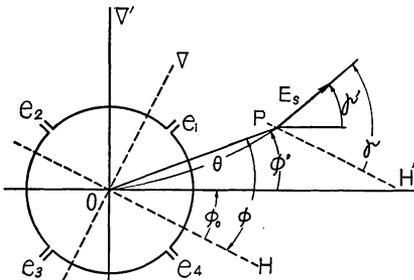
なお第13図の切替スイッチは到来波の偏波の特性に応じて操作するもので、図の位置では、右旋成分が左旋成分より大きい場合である。これを逆に切替えても左旋成分が0でない限り、自動追尾は行えるが、雑音による角度の変動が大きくなって追尾精度が低下する。

この方式の特長は、到来波の偏波が任意(ただし、偏波の旋回方向がわかっていることが望ましい)でよく、クロス・カップリングがなく、しかも2チャンネルですむことである。欠点は、モード結合器の構造が複雑で、ハイブリッドの数が前節の方式より2個増えて8個も必要なことである。

3.3. 直線偏波2チャンネル方式

3.1節および3.2節に述べた方式は、 TE_{11} および TE_{21} の2重モードを利用しているが、到来波が直線偏波で偏波面の方向がわかっている場合には、モード結合器の構造を簡単にするために、 TE_{11} 、 TE_{21} および TM_{01} の3重モードを利用する方式が考えられる。

第14図のように、座標を ϕ_0 回転させて新しい座標系



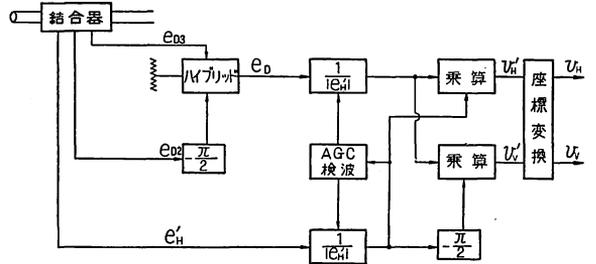
$$e_{H'} = e_1 + e_4 - e_2 - e_3 \quad (TE_{11})$$

$$e_{D1} = e_1 + e_2 + e_3 + e_4 \quad (TM_{01})$$

$$e_{D2} = e_1 - e_2 + e_3 - e_4 \quad (TE_{21})$$

第14図 直線偏波の場合の座標系およびモード結合器

H' 、 V' をつくり、偏波面の方向と新しい横軸 OH' となす角度 γ' がほぼ0になるようにする。そしてモード結合器の結合孔を図のように OH' 、 OV' と 45° なす方向に設ける。結合孔の構造は、今度は第15図のように、管軸に直角なスリットとしなければならない。この結合でとり出されるのは、 TE_{11} モード、 TM_{01} モードおよび TE_{21} モードの e_{D2} 成分(第8図(b)参照)であり、 e_{D1} 成分は、この方式では不要モードである。第14図に示す結合器からの出力 e_1 ないし e_4 に対して、図中に示す加減算をハイブリッドでほどこすと、 TE_{11} モードからの結合出力電圧 $e_{H'}$ は電波源の電界ベクトルの H' 成分に比例し、 TM_{01} モードからの電圧 e_{D8} は追尾誤差 θ と電波源の電界ベクトルの θ 成分の積に比



第16図 直線偏波2チャンネル方式ブロック図

例し、 TE_{21} モードからの電圧 e_{D2} は、追尾誤差の H' 成分と電波源の V' 成分の積に比例する部分および追尾誤差の V' 成分と電波源の H' 成分の積に比例する部分との和であることを考慮して、

$$e_{H'} = c_1 e_0 \cos \gamma' \cdot \cos \omega t \quad (19)$$

$$e_{D8} = c_3 e_0 \cdot \theta \cdot \cos(\gamma' - \phi') \cdot \cos \omega t$$

$$= c_3 e_0 (\cos \gamma' \cdot \varepsilon_{H'} + \sin \gamma' \cdot \varepsilon_{V'}) \cdot \cos \omega t \quad (20)$$

$$e_{D2} = c_2 e_0 (\sin \gamma' \cdot \varepsilon_{H'} + \cos \gamma' \cdot \varepsilon_{V'}) \cdot \cos \omega t \quad (21)$$

が得られる。ここに $\gamma' = \gamma - \phi_0$ 、 $\phi' = \phi - \phi_0$ 、 $\varepsilon_{H'} = \theta \cdot \cos \phi'$ 、 $\varepsilon_{V'} = \theta \cdot \sin \phi'$ 、 c_3 は TM_{01} モードの検出感度に比例する定数で一般に c_2 とは等しくない*。

これらの3信号から角度誤差を検出する方法を第16図に示す。まず2チャンネルにするため、 e_{D2} の $\pi/2$ 位相の遅れた信号と e_{D8} を加えて e_D をつくと、

$$e_D = c_3 e_0 (\cos \gamma' \cdot \varepsilon_{H'} + \sin \gamma' \cdot \varepsilon_{V'}) \cos \omega t$$

$$+ c_2 e_0 (\sin \gamma' \cdot \varepsilon_{H'} + \cos \gamma' \cdot \varepsilon_{V'}) \sin \omega t \quad (22)$$

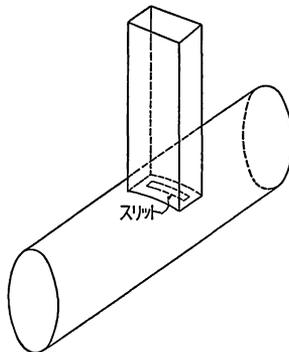
が得られる。 e_D と $e_{H'}$ の2信号から角度誤差を検出するには、 $e_{H'}$ を利用してAGC正規化を行い、 $\pi/2$ 移相器を用いて乗算器で検波する。なお、 c_2 と c_3 の不同は検波器のあとの利得定数を調整して補償する。以上のようにして得られる出力電圧は、

$$v_{H'} = A(\varepsilon_{H'} + \tan \gamma' \cdot \varepsilon_{V'})$$

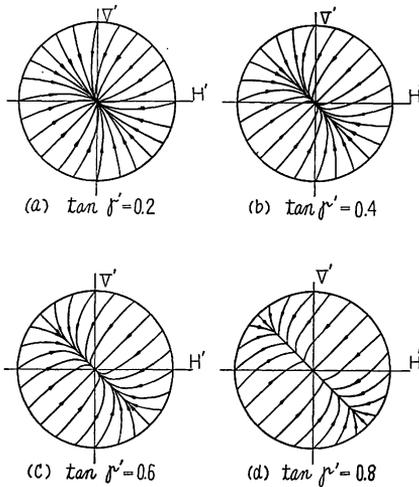
$$v_{V'} = A(\tan \gamma' \cdot \varepsilon_{H'} + \varepsilon_{V'}) \quad (23)$$

となる。ここに $v_{H'}$ は(19)式の $e_{H'}$ と(22)式右辺の $\cos \omega t$ の係数との積に比例する電圧、 $v_{V'}$ は $e_{H'}$ と(22)式の右辺の $\sin \omega t$ の係数との積に比例する電圧、 A は定数である。(23)式にみるように、 $\gamma' \neq 0$ のときはクロス・カップリングを生じ、付録2に示すように $|\gamma'| \geq 45^\circ$ のとき、追尾誤差は発散し、自動追尾が不可能になる。(23)式に追尾誤差の初期条件をいろいろ与え、アナロ

*モード結合器の結合度が TE_{21} モードと TM_{01} モードとで相等しいならば、 c_3 は c_2 より約1dB大きい。



第15図 TE_{11} 、 TE_{21} 、および TM_{01} モード用結合孔の構造



第17図
アンテナ収束運動(直線偏波2チャンネル方式)

グ計算機で解いたアンテナの収束運動の軌跡を $\tan \gamma'$ をパラメータにして第17図に示してある。図には示していないが $\gamma' = 0$ のときはクロス・カップリングがないので、軌跡はすべて中心に向う直線となる。 $\gamma' \neq 0$ のときは図にみるようにクロス・カップリングのために軌跡が彎曲し、アンテナは 45° 右下りの直線に漸近しながら、電波源に収束する。 γ' が負のときは同図を 90° 回転したような軌跡となり漸近線は 45° 右上りの直線となる。なおこの計算では簡単のため、アンテナの慣性を無視してある。

(23) 式あるいは第17図にみられるクロス・カップリングは偏波検出器を用いて、モード結合器の部分の給電

導波管を回転させ、常に $\gamma' = 0$ になるようにすれば除くことができる。

(23) 式に示した誤差電圧は駆動制御系に加える前に座標変換器によって、もとの座標 (H, V) に変換しなければならない。なおクロス・カップリングを除くため偏波検出器を用いた場合は、座標変換器の変換式は、偏波面の方向の変化に応じて変えるようにしなければならない。

この方式の特長は、チャンネル数が少ないこと、結合器の構造が簡単なこと、ハイブリッドの数が比較的少なくてすむことである*。欠点は到来波の偏波が直線偏波に限られ**、偏波検出器を使用しない場合は、クロス・カップリングを生じ、偏波面の方向の変動が特定の方向から $\pm 45^\circ$ 以内という制限が課せられること、および座標変換器が必要なことである。

4. 各方式の比較

前節に述べた各方式を、従来の TE_{11} モードおよび TM_{01} モードを利用する方式をも含めて、第1表にまとめて示した。この表から各方式は、到来波の偏波特性の種類に応じて、その特長を発揮することがわかる。すな

*第14図の中に示す加減算を行うためのハイブリッドが4個(ただし、 $e_{H'}$ を $e_1 - e_3$ または $e_2 - e_4$ だけですませるなら3個)および第16図の中で使用するハイブリッドが1個、合計5個(最低4個)必要である。

**円偏波の場合は、クロス・カップリングを生ずることが容易にわかるが、ここではその解析を省略した。

第1表 多重モード(円形導波管)を利用する自動追尾方式の比較

角度誤差検出方式	円偏波 4チャンネル方式	円偏波 2チャンネル方式	任意偏波 4チャンネル方式	任意偏波 2チャンネル方式	直線偏波2チャンネル方式
使用モード	TE_{11}, TM_{01}		TE_{11}, TE_{21}		$TE_{11}, TM_{01}, TE_{21}$
不要モード	なし		TM_{01}		TE_{21} の一部
給電導波管最小半径	0.383 λ		0.485 λ		0.485 λ
誤差パターンの傾斜	使用するアンテナによって違ってくるが、同一のアンテナなら TM_{01} の方が TE_{21} より約 1dB 大きく、同一のモードに対してはホーンレフレクターの方がパラボリアンテナより数 dB 大きい				
座標変換	ホーンレフレクターのとき必要				常に必要
到来波偏波 (追尾可能)	円(楕円)	円(楕円) ただし偏波の回転 方向のわかっていること	任意	任意 ただし右旋 または左旋円偏波 成分の大きい方が わかっていること	直線 ただし偏波検出器を使用しないときは偏波面の変動が $\pm 45^\circ$ 以内のこと
クロス・カップリング	楕円偏波のとき生ずる	楕円偏波のとき生ずる	なし	なし	偏波面の変動により生ずるが偏波検出器を使用すれば除くことができる
モード結合器構造	普通	簡単	複雑	複雑	普通
ハイブリッド所要数 (最少)	2	1	6	8	4

わち、 TE_{11} および TM_{01} を利用する 2 チャンネル方式は、偏波が円ないし円に近い楕円（軸比が 5dB 程度以下）の到来波に対して最適であり、偏波が任意に変化する到来波に対しては TE_{11} および TE_{21} を利用する 2 チャンネル方式が適当である。ただしこの場合、偏波の巡回方向に応じて第13図に示すように切替操作を行う。偏波面の方向が余り変動しない（ $\pm 45^\circ$ 以下）直線偏波に対しては、 TE_{11} 、 TM_{01} および TE_{21} の 3 重モードを利用する方式が適当である。偏波面の方向が大幅に変動する直線偏波に対しては、 TE_{11} および TE_{21} を利用する 2 チャンネル方式と、偏波検出器を備えた TE_{11} 、 TM_{01} および TE_{21} を利用する 2 チャンネル方式が考えられるが、いずれの方式がよいかはモード結合器の構造、ハイブリッドの数、偏波検出器、座標変換器などを考慮して、具体的に設計、製作する段階にまで検討しなければならないので、ここでは結論を下せない。

5. 実際のアンテナへの応用

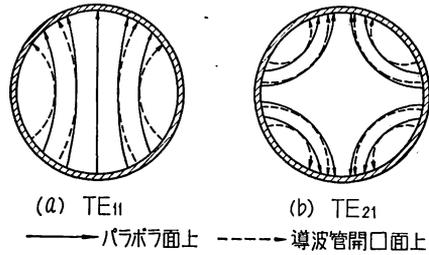
いままでの議論は、波長に比べてじゅうぶん大きい半径をもつ円形導波管開口のアンテナについて述べてきたわけであるが、他の型式のアンテナ、すなわちパラボラ・アンテナおよびホーン・レフレクタに応用した場合について、簡単に考慮してみる。定量的なことは、今後の実験にまたなければならぬ。

5.1. パラボラ・アンテナ（カセグレン・アンテナ）

円形パラボラ面の前面から 1 次ふく射器で照射する普通のパラボラ・アンテナとカセグレン・アンテナとは、アンテナ利得およびボアサイト付近におけるふく射パターンが同様に考えられるので、まとめて取扱う。

これらのアンテナに使用する 1 次ふく射器は、いまの場合円形ホーンであり、これは給電用の円形導波管に接続される。アンテナの利得およびふく射パターンをきめるのは、パラボラ面上の電界分布であるが、これは円形導波管内の分布とは異なるので、パラボラ・アンテナの利得およびパターンは、当然いままで述べてきた円形導波管開口の値とは違ってくる。しかしいまの場合、アンテナ系がボアサイトに関して対称な特性をもっているとすれば、鏡面上の電界分布は導波管開口面上の分布と同様な対称性をそのまま保持していると考えられる。例えば TE_{11} モードおよび TE_{21} モードに対応するパラボラ面上の電界分布⁽⁶⁾ から類推すると、第18図のように、その対称性を保ったまま変化すると考えられる。

上記の電界分布の変化のほか、スピール・オーバーのため、パラボラ・アンテナの利得は同じ開口半径の円形



第18図
電界分布の
変化

導波管開口* より若干下がり、誤差パターンの双峰のピーク値も数 dB 低下し、それにとまって、誤差パターンのボアサイトにおける傾斜も小さくなる。ここにいう傾斜とは、誤差パターンを無指向性アンテナの利得に対する値 G_d で表わして、 $(dG_d/d\theta)_{\theta=0}$ を求めたときの値であり、この値はアンテナ系と追尾受信機を組合わせた場合の角度誤差検出感度を左右するだけでなく、雑音によるアンテナ指向方向のランダムな変動（ジッターと呼ばれる）に影響するので、大きい方がよい⁽⁷⁾。

(6) 式に示したように、円形ホーンの場合は、 TE_{21} モードのふく射電界はボアサイト近傍で θ の 1 次式で近似でき、その比例定数は θ 成分と ψ 成分とで相等しかったが、パラボラ・アンテナの場合も、付録 3 に示すように同様なことがいわれる。ただし比例定数（傾斜）の大きさは前に述べたように、同じ開口半径に対しては円形ホーンよりパラボラ・アンテナの方が小さい。

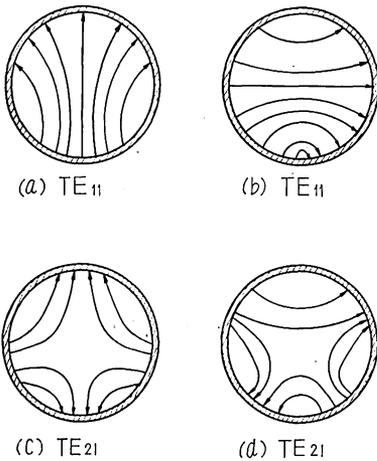
結局、パラボラ・アンテナおよびカセグレン・アンテナでは、(10-a)、(10-b)、(12-a) および (12-b) の各式の比例定数 c_1 および c_2 が若干変るだけであるから、3 節に述べた角度誤差検出方式がそのまま使用でき、誤差パターンの傾斜が数 dB (5~6 dB 程度) 低下するため、雑音による角度のジッターが若干増加するほかは、円形ホーンの場合と同様に自動追尾アンテナとして使用できる。

5.2. ホーン・レフレクタ**の場合

このアンテナは、バンドをもつ円形導波管開口と考えられ、アンテナ利得および誤差パターンの双峰のピーク値は同じ開口半径に対して、円形ホーンと余り変わらないと思われる。実際アンダーオーバーの例⁽⁸⁾ では、利得が約 0.6dB 低下しているだけで、双峰のピーク値（ただしこの場合、差信号は TE_{21} モードでなく TM_{01} モード）は変化していない。電界分布は第19図のように非対称に変わり、したがってふく射パターンもボアサイトに関して非対称になるであろうが、アンダーオーバーの例から類推すると、ボアサイト近傍ではその変化は無視できるほど小

*計算によると、円形導波管開口アンテナの能率は84%である。

**正確にいうとコニカル・ホーン・レフレクタ・アンテナ。



第19図
電界分布の変化
(ホーン・レフ
レクター)

さいと思われる。

結局、ホーン・レフレクタも円形導波管開口アンテナとほとんど同じ追尾性能をもって使用でき、雑音による角度ジッターは、同じ開口半径のパラボラ・アンテナより少ないと思われる。

6. 結 言

円形導波管の TE_{21} モードを差信号とし利用する新しい自動追尾方式をここに提案した。この方式によると、従来の TM_{01} モードを利用する方式にみられた到来波の偏波特性に関する問題点が解決される。そして任意の偏波特性の到来波に対しては、 TE_{11} モードおよび TE_{21} モードの 2 重モードを利用する 2 チャンネル方式が最適な自動追尾方式であることを見出した。今後の問題点としては、以上の理論を実験によって確かめること、円形ホーン以外のアンテナ型式に応用した場合の実際の特性、結合器の実用的な構造などが残されている。

終りに、日ごろご指導をいただいている尾上支所長、有益なご検討をいただいた宇田主任研究官および石沢研究官に感謝する。

付録1. 任意偏波 2 チャンネル方式の角度誤差検出の詳細

(15・a), (15・b), (16・a) および (16・b) 式に示す e_H, e_V, e_{D1} および e_{D2} の 4 信号から追尾誤差 θ の水平成分 ε_H に比例する電圧、および θ の垂直成分 ε_V に比例する電圧を、2 チャンネルの増幅回路によってとり出すのが、この方式の目標である。

3.2 に述べたように、電波源の電界ベクトルの左旋円偏波成分および右旋円偏波成分に対応して、円形導波管

には、それぞれ左旋 TE_{11} モード、左旋 TE_{21} モードおよび右旋 TE_{11} モード、右旋 TE_{21} モードが励起される。これら四つの旋回するモードに対応して、導波管の外部にとり出した信号を、左旋 TE_{11} 信号、左旋 TE_{21} 信号、右旋 TE_{11} 信号および右旋 TE_{21} 信号と名づける。これらを実際にとり出すには、 e_H, e_V, e_{D1} および e_{D2} の 4 信号を $\pi/2$ 移相器とハイブリッドとによって処理する。

例えば、右旋信号をとり出すには、(15・b) の e_V の $\pi/2$ 位相のすすんだもの $e_{V'}$ をつくる。すなわち

$$e_{V'} = c_1 e_0 \{ \cos(\omega t + \gamma) - b \cos(\omega t - \gamma) \} \quad (24)$$

(16・b) 式の e_{D2} の $\pi/2$ すすんだものを $e_{D2'}$ とすれば、

$$e_{D2'} = c_2 e_0 [\{ \cos(\omega t + \gamma) - b \cos(\omega t - \gamma) \} \varepsilon_H - \{ \sin(\omega t + \gamma) + b \sin(\omega t - \gamma) \} \varepsilon_V] \quad (25)$$

$e_{S1} = e_H + e_{V'}$ とすれば、

$$e_{S1} = 2c_1 e_0 \cos(\omega t + \gamma) \quad (26)$$

$e_D = e_{D1} + e_{D2'}$ とすれば、

$$e_D = 2c_2 e_0 [\{ \cos(\omega t + \gamma) \} \varepsilon_H - \{ \sin(\omega t + \gamma) \} \varepsilon_V] \quad (27)$$

e_{S1} および e_D がそれぞれ求める右旋 TE_{11} 信号および右旋 TE_{21} 信号でありこの 2 信号を 2 チャンネルで増幅した後、 $\pi/2$ 移相器と乗算器で処理すれば角度誤差が検出される。すなわち e_{S1} の $\pi/2$ 位相のすすんだものを e_{S2} とすれば、

$$e_{S2} = -2c_1 e_0 \sin(\omega t + \gamma) \quad (28)$$

(27) 式の e_D を (26) 式の e_{S1} あるいは (28) 式の e_{S2} とともに、乗算器に加え直流分をとり出すと、

$$\left. \begin{aligned} e_D \times e_{S1} &= 2c_1 c_2 e_0^2 \varepsilon_H \\ e_D \times e_{S2} &= 2c_1 c_2 e_0^2 \varepsilon_V \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

が得られる。実際は乗算器の前で、 e_{S1} の検波出力による AGC 正規化が行われるので乗算器の出力は (29) 式の右辺の e_0^2 がなくなって受信レベルに影響されない誤差電圧 $v_H = A\varepsilon_H$ および $v_V = A\varepsilon_V$ (A は定数) となる。

(第13図参照)

以上は右旋信号の場合であるが、左旋信号をとり出すときは次のようにする。

(15・a) 式の e_H から (24) 式の $e_{V'}$ を引いたものを $e_{S1'}$ とすれば、

$$e_{S1'} = 2c_1 e_0 b \cos(\omega t - \gamma) \quad (30)$$

(16・a) 式の e_{D1} から (25) 式の $e_{D2'}$ を引いたものを $e_{D'}$ とすれば、

$$e_{D'} = 2c_2 e_0 b [\{ \cos(\omega t - \gamma) \} \varepsilon_H + \{ \sin(\omega t - \gamma) \} \varepsilon_V] \quad (31)$$

(30) 式の $e_{S1'}$ および (31) 式の $e_{D'}$ がおのおの左旋 TE_{11} 信号および左旋 TE_{21} 信号であり、この 2 信号が右旋の場合と同様に 2 チャンネルで処理される。

すなわち (30) 式の $e_{S1'}$ の $\pi/2$ 遅れたものを $e_{S2'}$ と

すれば,

$$e_{S2}' = 2c_1 e_0 b \sin(\omega t - \gamma) \tag{32}$$

(30) 式の e_{S1}' の検波電圧で AGC 正規化を行った後, $e_{D'} \times e_{S1}'$ および $e_{D'} \times e_{S2}'$ の算演を乗算器で行って直流分をとり出せば, 右旋の場合と同じく, 追尾誤差の水平成分に比例した直流電圧および垂直成分に比例した直流電圧が得られる。

付録2. 直線偏波 2 チャンネル方式における 収束条件

アンテナの初期位置を $\epsilon_{H0}, \epsilon_{V0}$ とし, アンテナは (23) 式の電圧に比例して水平方向および垂直方向に偏位するとすれば, 微小な時間を経た後のアンテナの位置 $\epsilon_{H1}, \epsilon_{V1}$ は δ を 1 に比べじゅうぶん小さくとして次式で近似できる。

$$\begin{pmatrix} \epsilon_{H1} \\ \epsilon_{V1} \end{pmatrix} = (E - \delta M) \begin{pmatrix} \epsilon_{H0} \\ \epsilon_{V0} \end{pmatrix} \tag{33}$$

ここに,

$$E = \begin{pmatrix} 10 \\ 01 \end{pmatrix}, M = \begin{pmatrix} 1 \tan \gamma' \\ \tan \gamma' 1 \end{pmatrix}$$

である。

アンテナの慣性を無視して逐次アンテナの位置を, 同様にして追跡すると, (33) 式の偏位を n 回行った後の位置 $\epsilon_{Hn}, \epsilon_{Vn}$ は,

$$\begin{pmatrix} \epsilon_{Hn} \\ \epsilon_{Vn} \end{pmatrix} = (E - \delta M)^n \begin{pmatrix} \epsilon_{H0} \\ \epsilon_{V0} \end{pmatrix} \tag{34}$$

となる。

(34) 式において $n \rightarrow \infty$ のとき, $\epsilon_{Hn}, \epsilon_{Vn}$ が 0 に収束するための条件は, $(E - \delta M)^n \rightarrow 0$ すなわち,

$$(A)^n = \begin{pmatrix} 1 - \delta & -\delta \tan \gamma' \\ -\delta \tan \gamma' & 1 - \delta \end{pmatrix}^n \rightarrow 0 \quad (n \rightarrow \infty) \tag{35}$$

である。

(35) 式が成立するための必要じゅうぶん条件は A の固有値の絶対値が 1 より小さいことである。(9)

A の固有値を λ とすれば,

$$|A - \lambda E| = 0$$

すなわち

$$\begin{vmatrix} 1 - \delta - \lambda & -\delta \tan \gamma' \\ -\delta \tan \gamma' & 1 - \delta - \lambda \end{vmatrix} = 0 \tag{36}$$

A の固有値は (36) 式の 2 次方程式の根で,

$$\left. \begin{aligned} \lambda_1 &= 1 - \delta - \delta \tan \gamma' \\ \lambda_2 &= 1 - \delta + \delta \tan \gamma' \end{aligned} \right\} \tag{37}$$

となる。 $|\lambda_1| < 1$, および $|\lambda_2| < 1$ の条件から,

$$\left. \begin{aligned} -1 < \tan \gamma' < \frac{2 - \delta}{\delta} \\ \frac{-2 + \delta}{\delta} < \tan \gamma' < 1 \end{aligned} \right\} \tag{38}$$

となり, δ が 1 に比べてじゅうぶん小さい正の数であることを考慮して, 結局アンテナが収束するための必要じゅうぶん条件は $|\tan \gamma'| < 1$, すなわち $|\gamma'| < 45^\circ$ が得られる。これはアナログ計算機で求めた収束運動の軌跡によっても確かめられた。

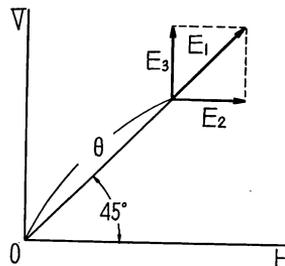
付録3. パラポラ・アンテナの誤差パターン (TE₂₁ モード) の傾斜

1 次ふく射器用円形導波管開口面の TE₂₁ モードによってパラポラ面を照射し, そこで反射された電界のふく射パターンのポアサイト近傍における傾斜を θ 成分および ϕ 成分について求め, 両者が等しいことを以下に証明する。

第18図 (b) に示すようにパラポラ面上の電界分布は導波管開口面の分布とはちがってくるが, その対称性は保持されている。そしてポアサイトからの角度 θ が小さいときは, パラポラ面上の電界によるふく射電界の強さは θ に比例すると考えられる。逆に空間の電波源によって誘起されたパラポラ面上の電界強度は θ に比例する。

第20図に示すように, 水平軸から 45° なす方向にポアサイトから小さい角度 θ 離れた所に直線偏波の電波源 E_1 があるとする。 E_1 の偏波面も水平軸と 45° なすとすれば, 電波源の θ 成分は E_1 , ϕ 成分は 0 となる。 E_1 によってパラポラ面上に誘起される電界のうち TE₂₁ モードに対応する成分は第21図 (a) のようで, その強度 e_{D1} は θ に比例する。すなわち

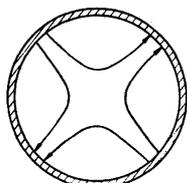
$$e_{D1} = k_1 \theta E_1 \tag{39}$$



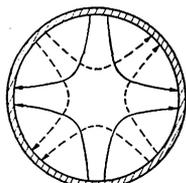
第20図 誤差パターンの傾斜計算のための電波源と座標

ここに k_1 はパラポラ・アンテナの誤差パターンの θ 成分のポアサイト近傍における傾斜である。

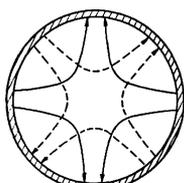
一方 E_1 は第20図に示すように, 水平成分 E_2 と垂直成分 E_3 との合成と考えられる。この E_2 および E_3 によってパラポラ面に誘起される電界分布は第21図 (b) および (c) に示すように, 実線と点線の 2 成分からなる。



(a) E_1 による電界
(b)と(c)に分解できる



(b) E_2 による電界



(c) E_3 による電界

第21図
誘起電界の
分解と合成
(パラボラ
面上)

第21図 (b) の実線の成分の強度 e_{D2} は θ の水平成分 $\theta/\sqrt{2}$ に比例し, (39) 式と同じ定数 k_1 を用いて,

$$e_{D2} = k_1 E_2 \theta / \sqrt{2} \tag{40}$$

となる。第21図 (b) の点線の成分の強度 e_{D2}' は θ の垂直成分 $\theta/\sqrt{2}$ に比例し, その比例定数は誤差パターンの ϕ 成分の傾斜であり, これを k_1 とは一応相異なる定数 k_2 とすれば,

$$e_{D2}' = k_2 E_2 \theta / \sqrt{2} \tag{41}$$

となる。

E_3 によるパラボラ面上の誘起電界の強度も同様にし
て求められ, 第21図 (c) の実線および点線に対応して,

$$e_{D3} = k_1 E_3 \theta / \sqrt{2} \tag{42}$$

および

$$e_{D3}' = k_2 E_3 \theta / \sqrt{2} \tag{43}$$

となる。

ここで, (40)~(43) 式に示す e_{D2} , e_{D2}' , e_{D3} および e_{D3}' の合成が (39) 式の e_{D1} に等しく, $E_2 = E_3 = E_1 / \sqrt{2}$, $e_{D2} + e_{D3} = 0$, $e_{D2}' = e_{D3}'$ を考慮すると, $k_1 = k_2$ となり, 結局 TE_{21} モードによるパラボラ・アンテナの

誤差パターンはアンテナ系が軸対称の特性をもつ限り, ポアサイト近傍においては, θ 成分の傾斜と ϕ 成分の傾斜とは相等しいことが証明された。

参 考 文 献

- (1) J. S. Cook, R. Lowell; "The Autotrack System", B. S. T. J., 42, 4, pt. 2, pp. 1283~1307 (July, 1963).
- (2) 宇田, 大橋, 佐藤; "衛星通信用トラッキング信号検出器", 昭和39年信学全大, 220.
- (3) 中橋; "自動追尾系", 電波研季報, 10, 51, pp. 273~279 (Nov., 1964).
- (4) L. J. Chu; "Calculation of the Radiation Properties of Hollow Pipes and Horns", Jour. of Appl. Physics, 11, pp. 603~610 (Sept., 1940)
- (5) S. Silver; "Microwave Antenna Theory and Design", pp. 337~338, M. I. T. Series, No. 12, McGraw-Hill Book Co., 1949.
- (6) C. C. Cutler; "Parabolic-Antenna Design for Microwaves", P. I. R. E., 35, p. 1287 (Nov., 1947).
- (7) R. Stevens, W. K. Victor; "The Goldstone Station Communications and Tracking System for Project Echo", J. P. L. Technical Report, No. 32-59, p. 20 (Dec. 1, 1960).
- (8) J. N. Hines et al; "The Electrical Characteristics of the Conical Horn-Reflector Antenna", B. S. T. J., 42, 4, pt. 2, pp. 1187-1211 (July, 1963).
- (9) 古屋 茂; "行列と行列式", p. 137, p. 193, 培風館 (1965).

