

4000 MC における太陽雑音源探知装置 (第4報)

— 8 エレメント干渉計の完成 —

田中春夫 柿沼隆清 神藤英彦

高柳利男 鳥井近吉

I. 緒 言

従来の5エレメント干渉計⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾を8エレメントに増設し各アンテナに4分の1波長板をつける工事は1953年末より準備を進めて来たのであるが、⁽³⁾1954年4月中旬に5エレメントによる観測を打切って据付に着手し、6月初旬に調整を完了し観測を開始した。今回の増設工事の結果ビーム幅は7.8'より4.5'に、ビーム間の間隔は43'より40'になり、且太陽面上の輻射を右廻りと左廻りととの円偏波に分けて走査することが出来るようになったわけである。

幸い太陽は極めて静穏で調整には好都合であったが、その後も目立った異常輻射は現われず、静かな太陽の輻射分布の決定が主な対象になっている。又極めて僅か現われた異常輻射に対しても左右円偏波の観測記録は全く同一で、輻射がrandomであることを示しているに止る。併し間もなく開始する新しいSolar Cycleの頭初からその性能が十分発揮されるものと期待される。

ここに新しく付け加えられ、或は改められた部分の詳細を記し、更に我々と独立に、同様の構想で1年程早く設備されたオーストラリアの32エレメント干渉計を附録として紹介することにする。

II. 8 エレメントアンテナ系

1. アンテナ素子

今度新たに4分の1波長板(以下偏波格子と略称)をパラボラ反射鏡前面に取りつけるに当り、赤緯軸の周りのトルクが過大にならない様にする為寸法に多少余

裕のあった反射鏡頸部の長さを15cm短くした。その際従来の5個の反射鏡を取外さなければならなかったので、この機会にその反射面を新しい3個の反射鏡と合せて更に精度よく削り直した。これは第4巻第1号、29頁で述べた様にアンテナ利得の均一性に多少遺憾な点があり又表面のメラミン樹脂塗料が剥脱している疑があったからである。今回は塗料として一層信頼度が高いと考えられるシリコーン樹脂を採用したが、結果は梅雨時を過ぎても異常が認められない。

集点にある励振アンテナの温度上昇はこの前問題にならなかったが、今回は面の光沢をよくし過ぎた為夏の無風状態で85°Cを記録した。これは少し風があると60°C以下になり何れにしても支障を来す迄には至っていない。パラボラ面には南の方向に4個の通水孔を設け、南中附近で面内に雨水が溜らない様にした。又極軸の周りのcounter weightは観測時間中常に廻転を助ける方向に傾け、南中附近で起り易い歯車の遊び誤差を減らす様にした。その他は以前と全く同様である。

2. 伝 送 路

8エレメントの場合は数が2の整数乗であるから伝送路の構成は簡単な枝岐れ式となる。⁽¹⁾その寸法を第1図に示す。2つずつの合成はマジックTを以て行い、各は何れか一方の信号のみを通すバンドに切換えられること前号において述べた通りである。⁽³⁾

中央正面に較正用熱負荷との切換部があり、そこから受信機迄に3m余の距離を置いたのは置換誤差を減らす為の長線路法⁽³⁾を適用したわけである。

第1図 伝 送 路

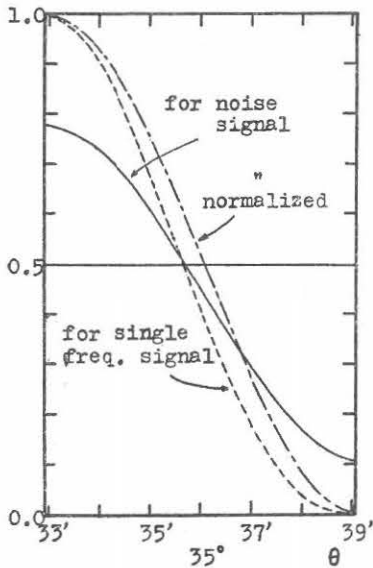


Fig. 1

3. 据付及び調整

据付の方法は5エレメントの場合と全く同様であるが間隔を6.45mにして一層入念にやり直した。即ち東西の方向を正しく測定し直し、又極軸と赤緯軸との交点を一直線上に配列するに際し高低の修正にはトランシットによらずゴム管による水レベルを用いた。利得及び位相の調整も以前と全く同じであるが、パラボラ面の精度がよくなった為利得のパラッキは殆ど認められなかった。尙位相の調整をしてから南中前後2時間に亘る実際の記録を南中で折返して殆ど完全に重なる所から、据付が正しく行われているものと推定される。第2図は雑音信号に対する50番目のビームの形⁽¹⁾を示す。これは南中前後約2時間半の所に現われるもので既述の如くやはりビームの形は単一周波数の場合に比しそれ程変形していない。

第2図 第50番目のビームの形



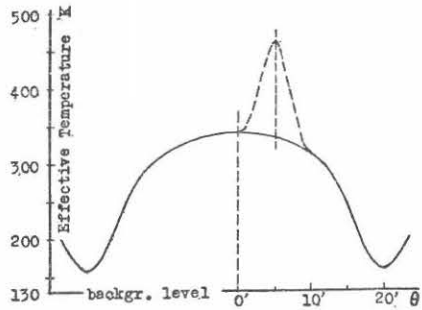
実線は雑音、点線は単一周波数に対するビーム、鎖線は波形を比較する為基準化したもの、受信機の帯域幅は10 MC.

4. 入力等価温度及び伝送損失

太陽が静穏で気温 303°K のときの実験の一例を示すと、熱負荷と切替える点における出力等価温度は、アンテナを全部空に向けたとき即ち信号と無関係な background noise が 130°K で、南中附近でビームが太陽の中心にかかるときこれより約 211°K 増加する。第3図の実線はこのときの記録波形を示す。

さて一つのパラボラ入力だけを受信機に導くと、太陽に基く受信点の等価温度の増加は 157°K となる。

第3図 記録波形



従って8つのパラボラで受けると受信点の等価温度の増加は位相が全部合った所でこの8倍即ち 1265°K になる筈であるが、これが前述の 211°K にしかならないのはビームが鋭くて太陽面の一部のエネルギーしか受信出来ない為である。⁽¹⁾ その減少の割合は $211/1256 = 0.168$ である。この値は観測波形から太陽面の一方向分布を計算すればそれから求めることが出来るが、結果は兩者共よく一致している。

上述のことから若し通常の強度測定で10% 偏昇輻射があるとすれば探知装置の上では第3図点線様如山の高さの60%と云う顕著な瘤が現れる計算になる。併し現在迄異常輻射は殆ど観測されていない。(75頁参照)。

次に伝送損失は上記と同じ日に行った次の四つの測定から算出した。即ち、

- (1) 長さ約 2 m の大型ホーンアンテナを受信点に接近して接続し、これを上空に向けたときの等価温度 T_h は約 3°K であった。
- (2) 同軸ケーブルの下端にある導波管主伝送路の終端に同じホーンアンテナを上空に向けて接続し、マジック T をバンドに切換えてこれだけを受信機に導いたときの受信点の等価温度は 84°K であった。

第4図 伝送損失決定の実験

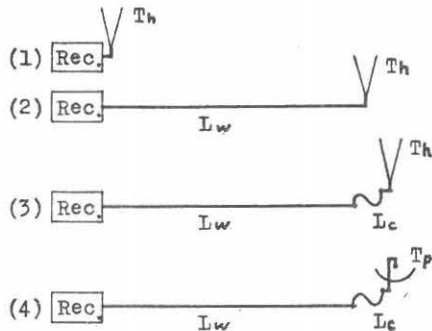


Fig. 2

(3) 同じ状態でホーンアンテナをケーブルの上端に接続したとき 117°K であった。

(4) これを通常の接続に直してパラボラを空に向けたとき受信点の等価温度は 130°K であった(既出)。

これ等を図示すると第 4 図の如くなる。今大気温を T_0 ; 導波管主伝送路, 同軸ケーブル及び全伝送路の損失係数を夫々 L_w, L_o, L_t ; パラボラを空に向けたときのアンテナ直後の等価温度を T_p とすれば以上の実験から次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} T_h &= 3 \\ T_0(1 - L_w) + T_h L_w &= 84 \\ T_0(1 - L_w L_o) + T_h L_w L_o &= 117 \\ T_0(1 - L_t) + T_p L_t &= 130 \end{aligned} \right\} (1)$$

L_t には主伝送路(約 24 m)の 0.07 倍の長さに相当する所謂象の鼻の導波管が含まれるから,

$$L_t = L_w^{1.07} L_o \quad (2)$$

となる。 $T_0 = 303$ を入れて(1)式を解くと,

$$\left. \begin{aligned} L_w &= 0.73 \text{ (1.37 db)} \\ L_o &= 0.85 \text{ (0.70 db)} \\ L_t &= 0.608 \text{ (2.16 db)} \\ T_p &= 18 \end{aligned} \right\} (3)$$

となる。 L_w を導波管自身の損失とすると約 0.057 db/m となり, 前回の測定から予想した値よりかなり大きい。(3) 又この項の初めに記した実験からアンテナ利得を計算すると 1700 位になる。何れも今回の方が 2 乗検波器と熱負荷の常用により較正が確かであるから信頼性が高いと考えられる。

尙 T_p の中にはパラボラ面の損失と, 地面に向うパラボラの残留指向性がある為に生ずる雑音が含まれるが, 以上の実験からは両者の分離は出来ない。但しパラボラ面の損失或は地面に向う指向電力の百分率は最大 6% であると云える。

III. 4 分の 1 波長板(偏波格子)

太陽電波の異常輻射の中には円偏波が含まれていることは知られているが,(4),(5),(6) 各異常輻射源から発せられる円偏波を分離して観測しその動静を詳細に監視する為に各アンテナに 4 分の 1 波長板を附することにした。マイクロ波における 4 分の 1 波長板としては導波管型と格子型とが考えられるが, 何れも入力円偏波を進行方向と直角な二つの直角成分に分けたとき両者の位相差を更に 4 分の 1 波長異ならせることによりこれ等と空間的に 45° の方向をなす直線偏波に直して受信する装置である。この二つの型の中何れを用いるかと云う問題であるが, 格子型の方が周波数特性をよく

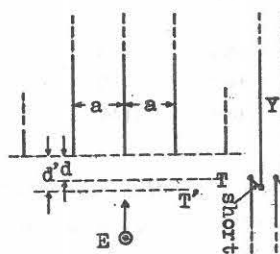
すること及び製作保守が容易で, 従って又 8 個組合せたとき位相関係に狂いを生ずる恐れが少ないので後者を採用した。併し円偏波一直線偏波の変換が実験で簡単に確認出来る点では導波管型が優れているから, 単独のアンテナの場合にはこの方が都合がよい場合も考えられる。

1. 設 計

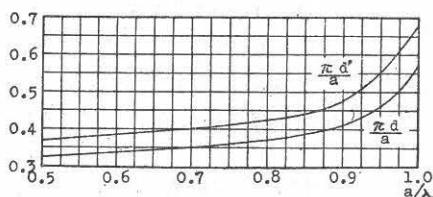
偏波格子を用いた受信装置は 2, 3 報告されているが設計には全く触れて居らず実際の寸法にも納得し難い点があるので新しく検討し直した。

MIT Rad. Lab. Ser., Waveguide Handbook, p. 290 によれば第 5 図に示す様な半無限の格子に面と平行な電界を持った平面波が入射した場合, 等価的に T 面迄空間として又 T' 面から格子として考える d 及び d' の値が計算されている。この際 T, T' 面間には時間的遅れがないと考えられる。 d, d' を決定する図表の一部を第 6 図に示す。

第 5 図 半無限格子の基準面



第 6 図 基準面の距離を示す図表



偏波格子の場合にも一端で生ずる高次姿態が他端で十分減衰すればこの計算が適用出来る筈である。更にこの場合には前後のインピーダンスが同一であるから, 等価的な格子の長さを格子に平行な電界成分に対して半波長の整数倍にすれば反射を無くすることが出来る筈である((15)式参照)。各部の寸法を第 7 図の如く表わせば上述の条件から次の式が得られる。

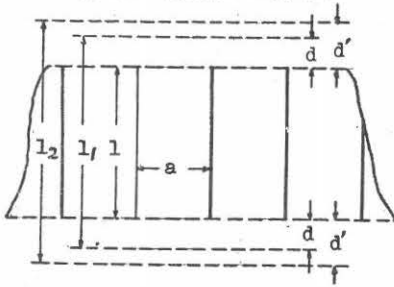
$$l_1/\lambda - l_2/\lambda_0 = 1/4 \quad (4)$$

$$l_2/\lambda_0 = n/2 \quad (n \text{ は正の整数}) \quad (5)$$

$$\lambda_0 = \lambda/\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2} \quad (6)$$

先ず(4),(5)式より l_1 が求まる。

第7図 偏波格子の断面図



$$l_1 = (2n + 1)\lambda/4 \quad (7)$$

次に第7図より,

$$l_2 = l_1 + 2(d' - d) \\ = (2n + 1)\lambda/4 + 2\alpha a/\pi \quad (8)$$

ここに α は第5図上の読みの差, 即ち,

$$\alpha = \pi/a(d' - d). \quad (9)$$

(5), (8)式により,

$$\lambda_g = 2l_2/n = (2/n)\{(2n + 1)\lambda/4 + 2\alpha a/\pi\}$$

(6)式を用いると,

$$\lambda^2 = \{1 - (\lambda/2a)^2\}\{(2n + 1)\lambda/2n + 4\alpha a/n\pi\}^2 \quad (10)$$

(10)式は a に関する4次式で, 或 n に関して α を仮定すれば a が求まるが, 結果により α の値が適当でなければ修正して計算し直さなければならない. a が求められれば d が求まるから,

$$l = l_1 - 2d \quad (11)$$

として実際の寸法 a 及び l が決定されるわけである.

n が4になると次の H_{02} の姿態が立つから n としては1, 2, 3の三つが候補に挙り, $\lambda = 75\text{mm}$ として諸定数を計算すると第1表の如くなる.

第1表

n	単位は mm				l を通る間の H_{02} 波の減衰 (db)	各端面単独の反射電力 (%)	+100 MC における	
	a	l	d	d' - d			逆廻り円偏波の電力比 (%)	反射電力 (%)
1	49.3	45.4	5.4	0.8	38	4.5	0.10	0.59
2	60.4	79.3	7.2	1.0	43	1.5	0.08	0.38
3	68.6	112.7	9.3	1.6	36	0.8	0.19	0.54

第1表で単位長当りの H_{02} 波の減衰は, ⁽⁷⁾

$$54.57\sqrt{1 - (a/\lambda)^2}/a \text{ db}, \quad (12)$$

各端面単独の反射電力はインピーダンスの不連続から生ずるもので,

$$(1 - Y)^2/(1 + Y)^2 \quad (13)$$

$$Y = \lambda/\lambda_g, \quad (14)$$

又一般の格子の反射電力は空間の途中にインピーダンス Y 倍なる線路が l_2 だけ挿入されていることになるから,

$$(1 - Y^2)^2/\{4Y^2 \cot^2(2\pi l_2/\lambda_g) + (1 + Y^2)^2\}. \quad (15)$$

この式からわかる様に反射を考慮しないと最悪の場合反射電力が $(1 - Y^2)^2/(1 + Y^2)^2$ となり, 何十パーセントと云う大きな値になる可能性がある.

次に偏波格子に受信しようとする方向の円偏波と逆廻りの円偏波とが同じ振幅で入ったとき, 格子が不完全で格子に平行な電界成分の方が直角成分に対して正しく $\pi/2$ でなく一般に ϕ だけ位相が進むとすれば, 逆廻りと正廻りとの受信電力の比は,

$$\tan^2(\pi/4 - \phi/2) \quad (16)$$

となる.

第1表によれば何れを用いても大差ないことがわかるが, 高次姿態の減衰及び周波数特性の点で $n = 2$ が最もよいことになる. そこで結局厚さ1 mm, 幅79 mm のアルミ板を中心間隔61 mm で23枚配列することにしたわけである.

2. 構造

写真4に見られる様に直径155 cmの円い枠に上記寸法の格子を配列し, これをパラボラ上面から40 cm 離して3本の支柱で支えた. 格子の間隔を正しく保持する為に格子と直角方向の2箇所に径5 mmの金属 spacer が入れている. あとで気がついたことであるがこの spacer は格子の両端面に近づけて2本ずつ入れた方が遙かに効果的である. 各支柱の上端には上, 下, 外の3方向にベアリングの入った滑車があり軽く廻転させることが出来る. 又支柱の上端に3角形にピアノ線を張って補強してあるが, 格子の spacer と共に電気的影響は認められない.

偏波格子はパラボラと共に様々な位置をとるので8個同時に廻転させるのは容易でない. 併し廻転の途中の位置は問題にならないので, 各格子に定位置で止まる stopper をつけ可携シャフトで駆動することにした. これは格子に巻きつけた比較的小さい目のチェーン

と歯車で行っている。各可撓シャフトの下端は傘歯車を通して共通シャフトに接続されている。これを廻すには共通シャフトの途中がクラックになっていて、ここで約9廻転させれば格子は90°廻転する。この間の所要時間は5秒以内である。

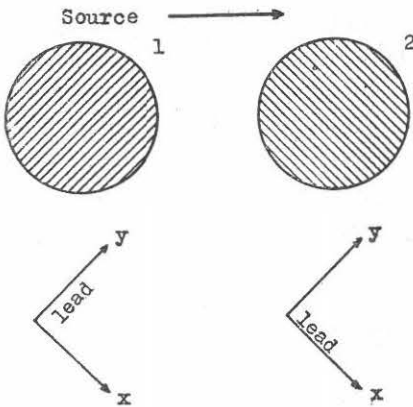
3. 試 験

反射：一つのアンテナを空或は太陽に向けて格子をゆっくり1廻転させても記録に全く変化が認められないところから、実用上反射は問題になっていないことがわかった。

位相関係：偏波格子を取りつける前に位相の調整を行ったものが取りつけ後も狂いも認められなかった。これ心配はいらないことがわかった。

逆廻り円偏波に対する感度：直接測定は困難であるが、第8図に示す様に相隣る二つずつのアンテナで格子の方向を互に直角にすると干渉波形が認められなくなることから実用上逆廻りの円偏波は受信されないと考えて差支えないことがわかった。

第8図 逆廻り円偏波に対する感度の実験



今相隣る二つのアンテナで格子なし或は格子の方向を揃えて太陽に向けると、正弦波状をなした電力指向性が得られるから、太陽を点源と仮定すれば時間と共に正弦的变化をする受信入力が見られる。即ち一つのアンテナで受ける受信電力を P とすれば合成受信電力 p_0 は次の式で表わすことが出来る。

$$p_0 = P(1 + \cos \theta t) \quad (17)$$

次に格子が各、直角な場合には、入力波を格子に平行な x, y 方向の二つの成分に分け(第8図参照)、 x 方向の成分が #2 で φ だけ進むとすると受信電力 p_x は、

$$p_x = P\{1 + \cos(\theta t + \varphi)\}/2 \quad (18)$$

となり、同様に y 方向の成分 p_y は、

$$p_y = P\{1 + \cos(\theta t - \varphi)\}/2 \quad (19)$$

となる。今太陽は静穏で、8 エレメントにして格子を左右に変えても変化が全くないから入力は全く random である。この様なときには x 成分と y 成分とは全く相関がないから、受信電力 p は単に両者を加え合せばよい。従って、

$$p = P(1 + \cos \varphi \cos \theta t) \quad (20)$$

となり、若し設計が正しくて $\varphi = \pi/2$ であれば $p = P$ で変化分は全くなく、一つのアンテナで受信するのと全く同一の振れを示す筈である。実際には太陽が大きさを持っているので振幅は P の3分の1位しか得られないが事柄は全く同じである。二つのアンテナで干渉図形を描かせると $P-P$ で100°Kの振幅が得られるのに対し、上の実験で残っているかも知れない振幅は3°K以内であるから φ にして高々 $90 \pm 2^\circ$ であると考えられる。従って4分の1波長板として逆廻り円偏波を受信する割合は0.1%以下で問題にならないと云うわけである。

尚上の実験は random noise を左右偏波に分解した場合、互の相関が全くないことから説明することも出来る。

4. 右廻り左廻りの定義

光学と電気の方で逆になっていて混同し易いが、電波天文学では電気の方のしきたりにならうことになっている。即ち電波の進行方向と直角な固定した平面内で進行方向に向って電気ベクトルが時計方向に廻転するものを右廻りとするわけである。

従って偏波格子の方向が東北—西南である場合には左廻りを、西北—東南である場合には右廻りを受信することになる。

VI. 測定精度の向上

測定精度の向上に関して前号⁽³⁾において詳述したけれども、それに則って不備な点を補足した。

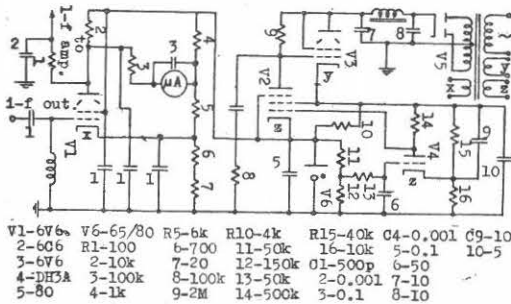
1. 2 乗 検 波

前号において触れた方式、即ち if を高い周波数で断続し、鉱石で2乗検波した後断続周波数の増幅を行い、更に直線検波をして変調周波数成分を取り出す方式について実験した所、信号発生器の入力に対しては希望通りの動作をするが、ラジオメーターに用いると出力のフラツキが略、2倍になってしまつて好ましい結果が得られなかった。その原因が明らかでないので未だ方式自体に対する否定的決断とは云えないが、2乗検波方式は是非採用し度いので真空管を用いる方法に再検討を加えた。その結果電源に特別な注意を払えば安定度の点でも十分満足出来る様になることがわ

かった。

ビーム管の2乗特性を用いてその直流出力を直接読み或は記録する場合には、例えば田宮氏の研究⁽⁸⁾がそのまま適用出来るが、ラジオメーターの場合には電圧を出力としなければならず又出力における検波した直流分の百分の一以下を正確に測定しなければならないので安定度が一層問題になる。検討の結果使用した回路を第9図に示す。

第9図 2乗検波器



検波器の雑音入力を2乗範囲の20%以下に押えると、ラジオメーターの入力 100°K に対して1mV程度の出力しか得られないから陽極電圧数十 μV の変動が問題になる。特に受信機の時定数1秒と同程度或は更に速い過渡的変動が有害である。第9図で電圧の標準になる放電管の出力を大きい時定数を通して初段の格子に供給しているのはこの為である。この様にすると過渡的変動に対しては標準として電池を用いたのと同等で、大きなループ利得によって出力の変動を極めて小さく保つことが出来る。

2乗検波器を用いると if 増幅器以前の利得の変動が約2倍に拡大されるので、特に電源電圧の影響を受け易い。従って if の電源には一層嚴重な注意が必要である。この為電圧の標準となる放電管の選択に細心の注意を要した。

2. 熱負荷による常時較正

アンテナの直ぐ近くにラジオメーターを置く通常の強度測定機の場合には、アンテナを上空に向ければ殆ど気温に関係なく絶対零度附近の一定値を指示するから標準として極めて便利であることは既に屢述べた所である。併し干渉計の場合には伝送線路が長くなり損失が大きいため、仮令アンテナを空に向けても出力雑音は気温により変り、又損失そのものも変る可能性がある。

そこで先ず低周波の入力を短路して記録計の上で変調輪の温度に相当する点に合わせ(置換誤差が少いか

ら大気温の負荷を接続する必要はない)、次にアンテナを空に向けて受信し標準の損失と気温とから算出される点に記録計の振れを合わせる。斯くすれば仮令損失は変わってもアンテナの入力に対しては同一の感度を示すからそのまま観測が正しく行われるわけである。そして5エレメントのときはこの様にして観測したわけである。

併し熱負荷を常時用意しておけば較正が毎日確실히行われるばかりでなく、受信機の感度がわかるから伝送損失そのものをも測定することが出来る。写真6は 300°C の熱負荷を常時運送しているところで、観測の前後に信号側と切換えて記録している。熱負荷は前号のものと同じの設計である。⁽³⁾記録から見ると梅雨時の最も条件の悪いときでも損失の増加は5%以内であった。

V. 結 言

静かな太陽面上の電波の明るさの分布を測定することは太陽大気の構造の研究に有力な手掛りを提供するもので、太陽電波が観測せられてから初めて迎える現在の最衰期はこの意味では絶好の機会である。現在マイクロ波帯で太陽面の走査が出来るのは波長21cmのオーストラリアの干渉計と、波長10.3cmのカナダのスロットアレー(ビーム半値幅約 $7'$ 、1日1回だけ)と我々の装置であるが何れも一方方向走査で、半径方向の分布を決定することは測定誤差の点から必ずしも容易でない。併し各一応半径方向の分布を推定して、我々も目下この方向に努力を傾けている。これについては次号に記する予定である。

一方異常現象に対しては、ビーム幅が多少広い他はオーストラリアと同等な観測が出来、又経度も略同じであるから同時観測も期待することが出来るので今後よく連絡をとって研究を進めたいと考えている。勿論この装置の完成により、電波予報、地球物理学的諸現象並びに宇宙線との相関の研究などに寄与すること一層大なるものと期待される。

VI. 謝 辞

終りに本装置の製作に絶大な御声援を賜ったU.R.S.I.第5分科会長萩原雄祐氏、当研究研長金原淳氏その他の方々に深く感謝の意を表す。又機械の設計製作には島田理化学工業株式会社並びに法月鉄工所の皆様の御努力に負う所が甚だ多い。尙2乗検波器の実験は現NHK小川修氏が卒業研究として行ったものである。

本装置の増設部分は文部省科学研究費、機関研究費

の一部により製作された。(昭29年7月31日)

附 録

オーストラリアの32エレメント干渉計について⁽⁹⁾

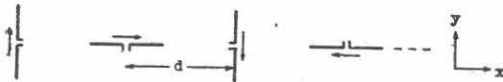
オーストラリアのシドニー周辺の山上にあり、波長21 cmで直径1.68 mのパラボラ32個を7.01 m (33.4波長)の間隔で略東西に200余mに亘って配列してある。各パラボラは簡単な赤道儀で、通常約15分置きに手動で動かす。

励振アンテナはダイポールで、パラボラの中心から突き出ている2枚のストリップ状平行板で支えられている。平行板の根本近く短絡板があり、そこから4分の1波長アンテナに寄った所から平行コードで主伝送路に接続している。伝送路は径4 mmの硬銅線で作られた平行線で中心間隔9.4 mm, 7 m置きに200 kgの張力をかけてポリスチレンで支え、途中3箇所と同じ材料の小さい隔板が置いてある。信号の合成点は3分岐で、合成した後のところで整合をとっている。伝送損失は約0.033 db/mで全損失約6 dbである。

受信機はコンデンサーを機械的に回転させる切換式で、切換周波数は25サイクル、抵抗終端としては長いケーブルを用いている。 f は30 MCで帯域4 MC、出力のフラッキは約1°Kである。100°Cの熱負荷で毎日受信機の較正をするが、これは記録の山の高さと同程度等しい。併しアンテナ系の損失がわからないので記録の山を積分して強度測定器と比較しその補正を行っている。これは波長21 cmでは宇宙電波が無視出来ない為、空の等価温度がも早一定と考えられなくなるからであろう。ビーム幅は約3'でビーム間の間隔は1.7°であるが、次に述べる円偏波の観測をするときにはこの間隔が51'と2分の1になる。

円偏波の観測をするときにはアンテナを第10図の如く配列する。

第10図 円偏波観測をするときのアンテナの配列



入力波を直角2成分に分解しその振幅を $\epsilon_x \epsilon_y$ とすると、 x 方向のアンテナ群と y 方向のアンテナ群とで受信する夫々の入力 v_x, v_y は次の如く表わすことが出来る。

$$\left. \begin{aligned} v_x &= \alpha \epsilon_x \sin(\omega t - 2\pi l_1/\lambda) f(\theta) \\ v_y &= \alpha \epsilon_y \sin(\omega t - 2\pi l_2/\lambda + \delta) f(\theta) \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

ここに α は比例定数； l_1, l_2 は各アンテナ群の中心と電波源との距離； δ は両成分の電波源における位相差であり、

$$f(\theta) = \sin NP / \cos 2p \quad (\text{但し } N \text{ は } 4 \text{ の倍数}) \quad (22)$$

$$p = \pi d \sin \theta / \lambda, \quad (23)$$

N はアンテナの総数； d はアンテナ間の距離； θ は電波源とアンテナの法線面となす角である。

さて $f(\theta)$ は、

$$2p = (2n+1)\pi/2 \quad (n=0, 1, 2, \dots) \quad (24)$$

のときMax.となり、通常の観測法による場合の2倍の周期を持っている。

$$l_1 = l_2 + d \sin \theta \quad (25)$$

の関係があるから、 $\epsilon_x = \epsilon_y = \epsilon$ 、 $\delta = \pm \pi/2$ の円偏波の場合を考えると、

$$\left. \begin{aligned} v_x + v_y &= 2\alpha \epsilon f(\theta) \\ &\quad \cos(p \pm \pi/4) \sin(\omega t - \gamma) \\ \gamma &= 2\pi l_1/\lambda - (p \pm \pi/4) \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

となる。+符号、即ち左廻りの円偏波のときには(24)式で示されるMax.の中 n が奇数のときだけMax.になって、 n が零及び偶数のときには零になってしまう。右廻り円偏波のときは全くその逆であるから、ビームは交互に右左の円偏波を受信することになる。勿論randomの場合には通常の観測と同じ波形が2倍の周期で繰返されるに過ぎない。

上述のことが厳密に当てはまるのはビームの中心においてだけであるが、消えるべきビームの両側にある残留ビームは最大0.1%であるから実用上何等問題はない。

我々の装置にこの原理を適用しようとする、現在のパラボラの間1つずつ同じものを設置して行って数を倍にしなければならない。同じことなら少ない数で格子を置いた方が経済的であると云うわけである。この様なわけで32エレメントの干渉計と云っても我々流に考えれば実は16エレメントに格子をつけたことに匹敵する。

文 献

- (1) 田中・柿沼：空電研究所報告，3，1-2，p. 55 (昭27.12)。
- (2) 田中・柿沼：空電研究所報告，4，1，p. 21 (昭28.7)。
- (3) 田中・柿沼：空電研究所報告，4，2，p. 132, p. 135 (昭28.12)。
- (4) A. E. Covington: Proc. I.R.E., 37, 4, p. 407 (Apr., 1949)。

- (5) A. E. Covington : J. R. Astr. Soc. Can., **45**, p. 157 (1951).
- (6) J. H. Piddington and H. C. Minnett : Aus. Jour. Sci. Res., A, p. 138 (June 1951).
- (7) M. I. T. Rad. Lab. Ser. : Waveguide Handbook, p. 28.
- (8) 田宮 : 電気学会誌, **73**, 781, p. 1175 (昭28-10).
- (9) W. N. Christiansen and J. A. Warburton : Aus. Jour. Sci. Res., A, **6**, 2, p. 190 (June, 1953).

写真1. 8エレメント干渉計前景

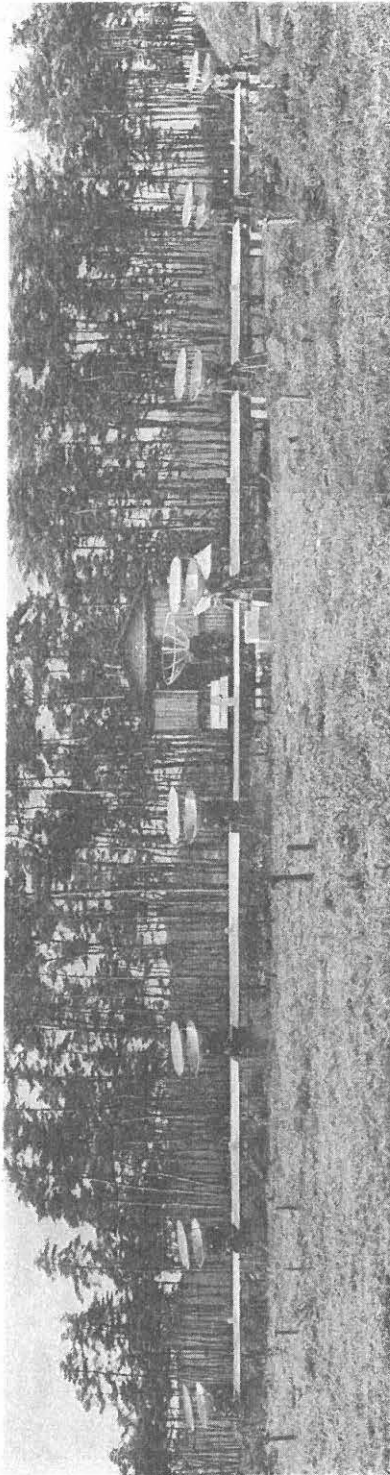


写真2. 8エレメント干渉計背景

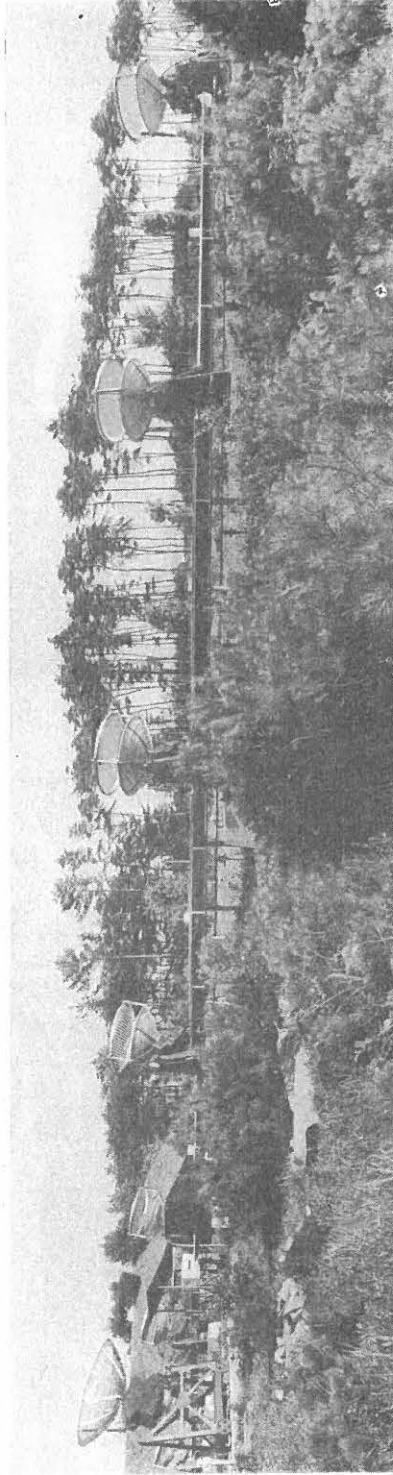


写真 4. 偏波格子子

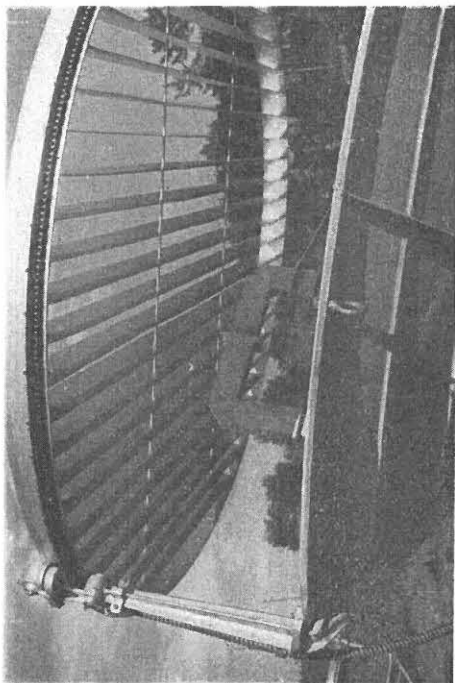


写真 3. 偏波格子子廻転用クランクとアンテナ素子

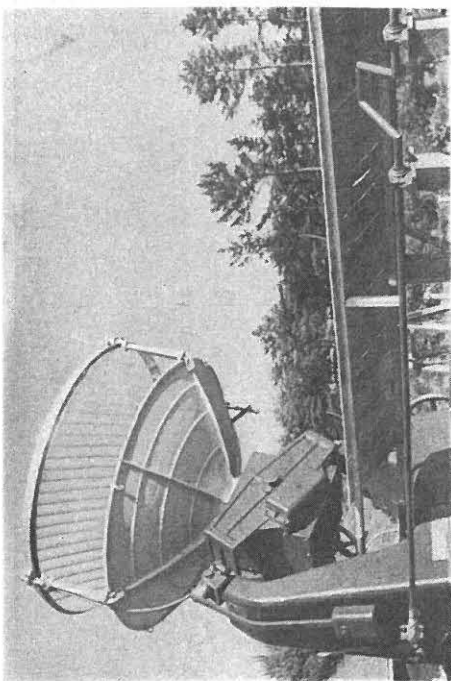


写真 6. 熱負荷とその制御部

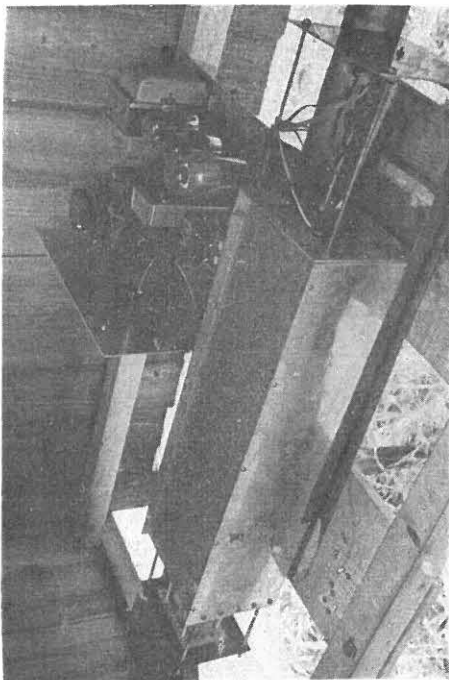


写真 5. 熱負荷を入れた小屋(右)と受信機前置部(左)附近

