

8 糧 太 陽 雑 音 受 信 装 置*

田中春夫・柿沼隆清・村瀬素也

神藤英彦・高柳利男

1. 緒 言

前号掲載の受信方式に関する一文を草したのは丁度今から1年前の1950年5月末日であつた。当時殆ど形をなしていなかつたにも拘らず本年4月初旬から一應観測が出来る所に迄到達出来たのは、偏に文部省始め関係各方面の絶大な御支援の賜と深く感謝している。爾後観測の回を重ねるにつれて意に満たない点を次々と改良しつつある状態で、現在と雖も決して満足すべきものではないが、少くとも一つの段階には達していると思われるので、茲にその詳細を御報告する。

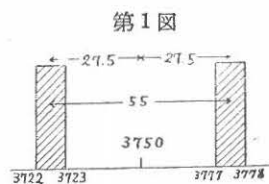
時恰も昨年の U.R.S.I. 国際会議において我が國も太陽雑音国際共同観測の一環に加わることになり、東京天文台における 200 MC 帯の観測の外に 3000 MC 帯の観測も國際的に要望されている折から、なるべく早く装置を完全なものにし、更に一步進んだ装置の研究に進みたいと願っている。

2. 構 成

2.1. 受信周波数帯

受信周波数帯は第1図に示すように、3750 MC を中心とし 55 MC 離れた 1 MC ずつの 2 つの周波数帯である。

このように局部発振周波数の両側の帯域を同時に受信する意味は、受信機の雑音指数が片側のみの場合に比し約 3 db 減少するからである。[†] 従つて前号に述べたように最低検出可能な温度差は約 1/2 になり、中間周波の帯域幅を約 4 倍にするのと同等の S/N 比が得られる。



2.2. 受信方式

雑音信号が微弱である爲、前号に述べた導波管変調方式を用いている。即ちアンテナに続く導波管部において信号雑音と大氣温の標準抵抗雑音とを1秒間に約30回の割合で切換え、中

* 国際会議では“Solar Radio Emission”或は“Solar Radio Wave”と呼ぶことになっているので「太陽電波」と呼ぶ方が適當かと思われるが、電氣通信方面では明らかに雑音の部類に属するので、少くともこれに関係している所では「太陽雑音」と呼ぶことにした。

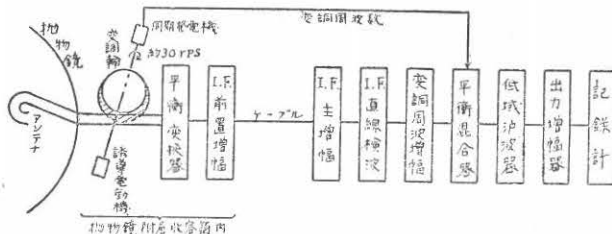
† 片側のみの場合の受信機の雑音指数を F_1 とすると、局部発振器の雑音が平衡変換器で殆ど除去されている場合には、両側で受信する場合の雑音指数 F_2 は次式で與えられる。

$$F_2 = \frac{F_1 + 1}{2}$$

間周波出力において切換周波数成分のみを取出している。

全回路の系統図を第2図に示す。

第2図



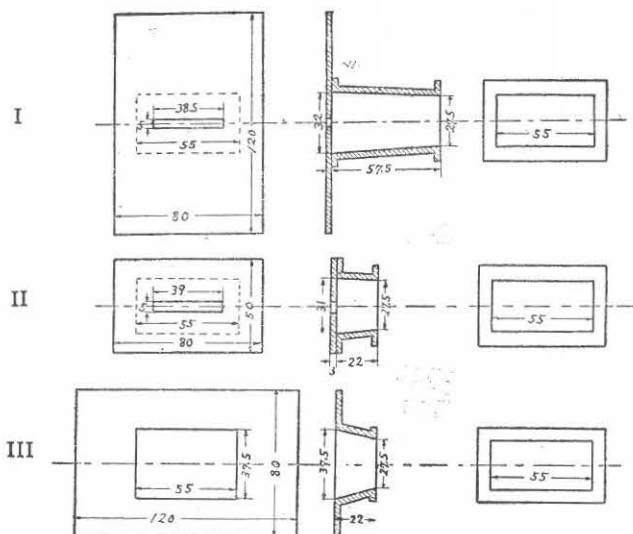
3. 超 高 周 波 部

3.1. アンテナ装置

アンテナは開口面直径 2.5 m の廻轉抛物面反射鏡とその励振アンテナとからなっている(写真1参照)。地面からの熱雑音を極力減らす爲、反射鏡は焦点面で切取られた形とし、従つて焦点距離 62.5 cm で、下部の收容箱と共に同期電動機により赤道儀式に廻轉する。風圧を小にする爲、反射鏡には銀メッキした 2.8 mm 角の真鍮網を張つた。網による電波の漏洩は約 1/15 である。この値は、抛物鏡による空の等価温度と長さ約 1 m の電磁ラッパによる空の等価温度との差が約 20°K である所から推定したものであるが、このとき平衡変換器の平衡が僅かずれていてアンテナ交換による誤差が多少現われていた爲概略の値である。併し目下平衡変換器の改良を行つているので、近く一層正確な値を求める積りである。

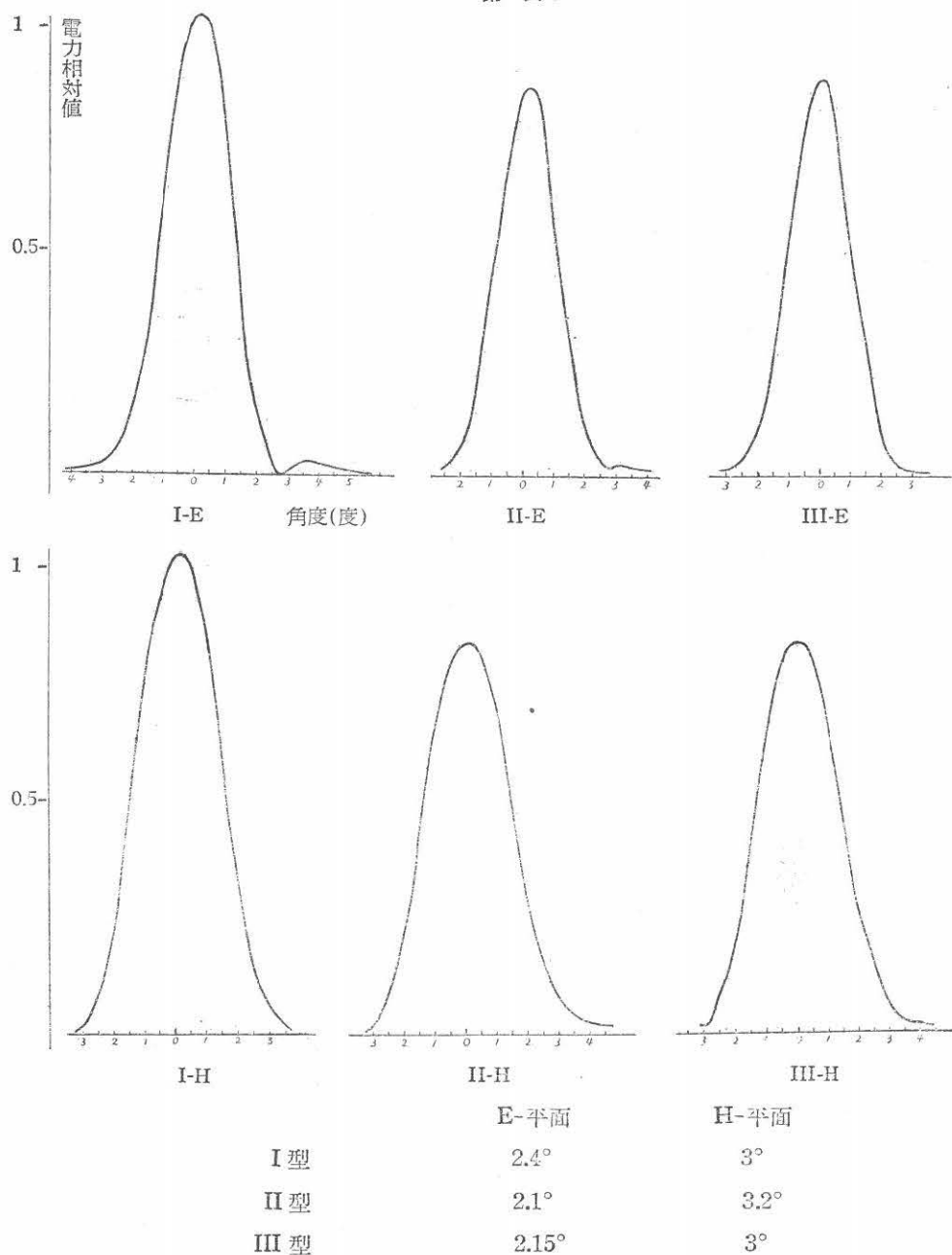
励振アンテナは、写真1に見られるように、反射鏡中央より突出した屈曲導波管の先に取り付けるようにした。実験したアンテナは第3図に示す3種であり、何れも集中リアクタンスを用

第3図



いずに整合を取っている。この受信装置では、太陽を利用することにより、反射鏡に取り付けたときのアンテナ指向性を容易に検べることが出来るが、この方法により測定した各の指向性を第4図に示す。指向角(half power)は次の通りである。

第4図



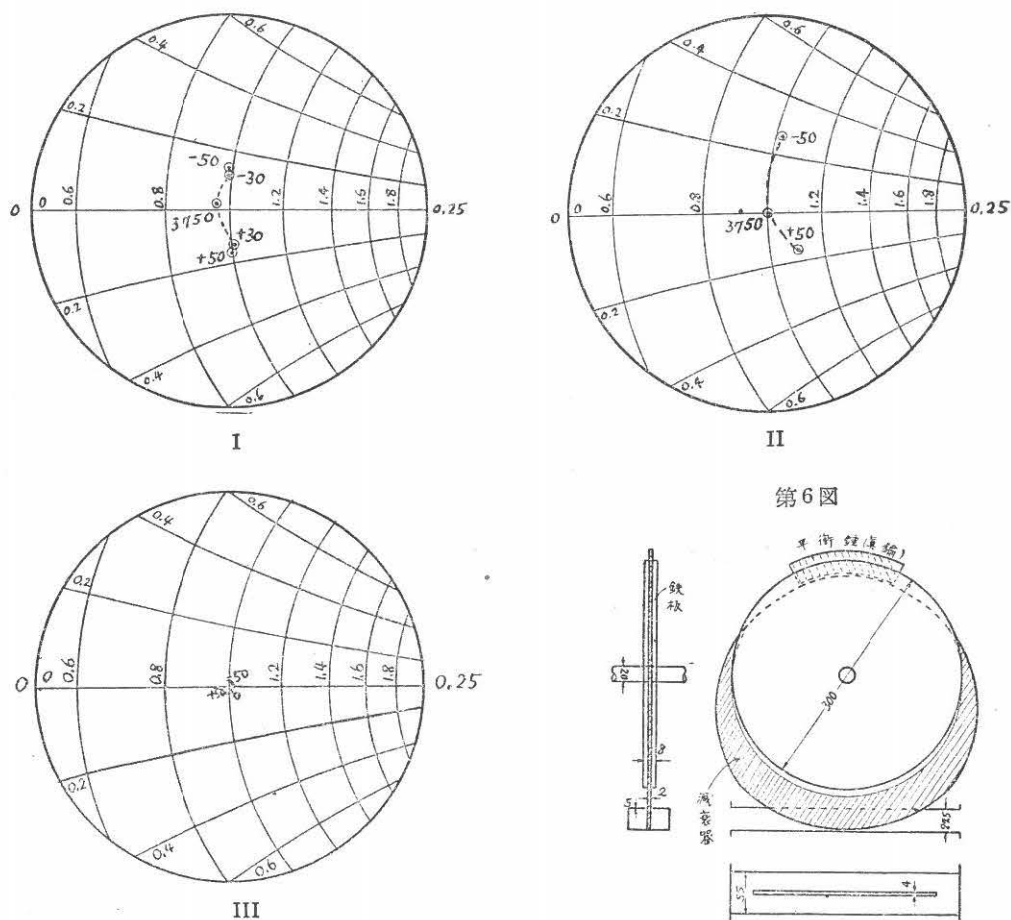
アンテナの利得は電磁ラップと比較して求めた。使用したラップは開口面の短辺の長さ 382 mm, 長辺の長さ 570 mm, 長さ 1195 mm のものである。その利得は計算によると 117 とな

る。¹⁾ この電磁ラップを用いて太陽を観測したときのアンテナ等価温度と空のそれとの差が、拋物鏡附アンテナを用いた場合の $\frac{1}{10.7}$ であることから、アンテナ I の利得は 1250 であることが分る。

従つてアンテナ II 及び III の利得は 1000 である。

周波数特性は第 5 図に示す如く III 型が最もよく、雨に対する防禦 (3.6 節参照) の点もあつて、現在は利得の少い III 型を用いている。耐雨性があつて而も利得の更に高い励振アンテナ

第 5 図



の研究及び利得の絶対値を正確に求めることは今後に残された問題である。

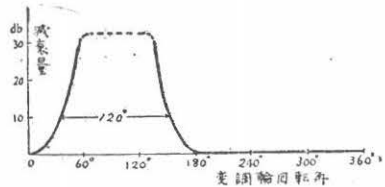
3.2. 変調器

機械的構造を第 6 図に示す (写真 2 参照)。図のように変調輪の寸法を比較的大きくしたのは、減衰量を 30 db 以上取ること、及び平衡変換器から来る微少な残留波の反射をも極力減少せしめる目的である。

抵抗減衰器には通常繩波減衰器に用いられているように、ペークライトの上にアカダックを

塗布して処理したものを用いた(理研電具製)。抵抗値は $30 \Omega/\square$, $90 \Omega/\square$, $150 \Omega/\square$ の3種の試片により反射試験を行った所、 $150 \Omega/\square$ (一般標準品)が最適であつたので、この値のものをを用いた。減衰特性を第7図に示す。減衰 10 dB 以上の所の回轉角を 180° 近くする予定であつたが、寸法の誤りから 120° しか取れなかつた。この爲中間周波出力の変調周波数分が約 15% 減少して、 S/N の点より多少不利であるが、機を見て改める予定である。

第7図



アンテナを接続した状態で測定した各回轉角における V.S.W.R.(電圧平流率)は 1.1 以下である。

3.3 平衡變換器

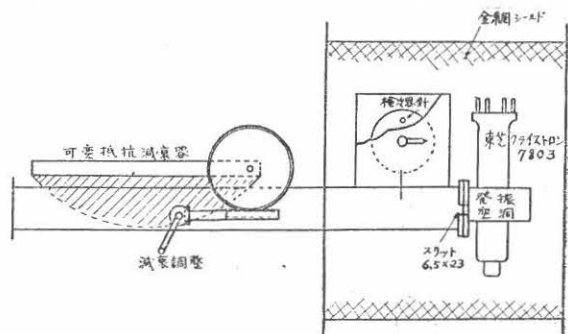
2.1 で述べたように局部発振周波数の両側の帯域を受信する爲には、少くとも I.F. 周波数の 2 倍即ち 55 MC の帯域に亘つて傳送特性をよくしなければならない。現用のものは ± 50 MC で V.S.W.R. が 1.1 以下である。

詳細は「廣帯域平衡變換器」として稿を改めてあるからそれを見られたい。この型式は機械的構造に多少無理がある爲微細な調整が難しいとゆう欠陥を有しているので、更に平衡を取り易くし又信頼度を一層高めるべく目下研究中である。

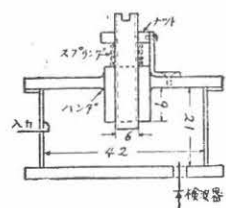
3.4. 局部發振器

Magic Tee の E-arm に導くもので、發振器、波長計及び可変減衰器よりなつている(第8図及び写真 2 参照)。發振管は東芝製 クライストロン 7803 で、その附属空洞をスリットにて導波管に結合した。このとき導波管側から見た空洞の共振抵抗値は導波管波動抵抗の約 $1/5$ である。これに続いて第9図に示す小型半同軸型空洞波長計を取付け、發振器と共に金網で遮蔽した。波長計は小口氏のもの⁽²⁾を多少変形し、調整棒を図の如く半固定とすることによつて接触部の影響を減らすように努めた。Q は結合アンテナ及び檢

第8図



第9図



波器を含めて約 4000 であり、現在の場合十分監視に適する。

可変減衰器は図のように、半円形の減衰材料(変調用のものと同一)を slit の中に出し入れする型のもので、ウォーム齒車を通じ、拋物鏡附属の收容箱外から調整出来るようにした。

3.5. 機械的振動に對する防禦

拋物鏡附属の收容箱は、太陽儀式回轉機構上、2 点で支えられ且その重量があまり大きくないので、変調器の機械的回轉によりかなりの振動を生ずる。従つて檢

波用鉱石、クライストロン等を振動から守らなければならない。そこで平衡変換器、局所発振器及び次に述べる中間周波前置増幅器は何れも スポンジ ゴム により支持し、アンテナ側導波管との結合には金網導波管を用いた。その長さ約4cm、網目約0.9mm角で銀メッキを施してある。これによる反射は目立つて曲げて取付けない限り V.S.W.R. にして1.1以下である。

3.6. 雨に対する防禦

雨中で観測する場合最も問題になるのは、拋物鏡を励振するアンテナの部分であつて、このアンテナの開口部に雨滴が附着して整合がくずれること、及び風のあるとき雨が導波管を通して受信機内部に侵入することを防がねばならない。

励振アンテナに第3図 I, II のような細隙アンテナを用いると、細隙の縁に僅か雨滴が附着しても整合が甚だしくずれ、観測を行うことが出来ない。そこで細隙の前面に誘電体の薄膜を貼り付けて雨滴を防ぐことが考えられるが、これも誘電体に雨滴が附着した場合に細隙だけの場合と殆ど同様であつて、使用することが出来ないことが実験により判つた。

雨滴が附着した場合整合が甚だしくずれるのは、雨滴の大きさに比して細隙の幅が狭く、雨滴の影響が大きく現われるからであると考えられる。それ故、若し細隙の幅を広げ導波管開放端の如く開口面積を大きくして雨滴の大きさが問題にならないようにすれば、この影響は極めて小さくなる筈である。

更に、このようなアンテナを用いれば、細隙の場合に比して周波数特性も良好になる利点がある。

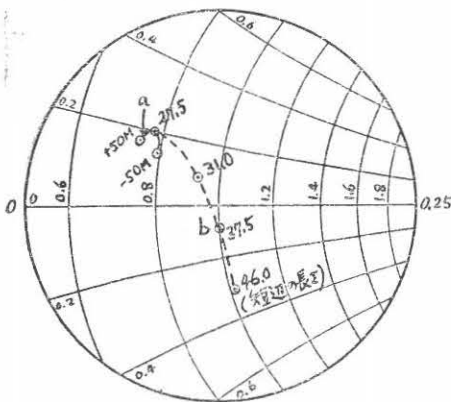
但し、開口面積を大きくした場合雨が深く侵入するが、これは後部より導波管を通して空気を送り雨を吹き飛ばすようにすれば防げる。

以上のような理由で、励振アンテナは第3図 III に示すような導波管開放端に近い形のものを用いることにしたのである。開放端の儘では第10図 a の如くなつて整合が取れないが、整合を取るのに窓や棒を用いると、雨がその部分に

附着したとき影響が大きく現われる心配があるので、かかるものを用いなくて整合を取ることを考えた。即ち先端の小部分の短辺を払って短いラッパの如くしてあるのは整合を取る爲である。更に少しく説明を加えると第10図 b に変形部の長さを一定にして傾角を大きくした場合の impedance 変化 (smith chart) を示す。これだけでは chart 上 1.0 の位置に持つて行くことが出来ないが、大体その位置に近付いたならば、ラッパの先端のフランジを適當の大きさにすることにより 1.0 の位置に持つて行くことが出来る。

かくして第5図に示すように、 ± 50 MC で V.S.W.R. 約 1.02 以下、水滴に対する影響は認められないと云う結果を得た。

第10図



雨天の場合には拋物鏡附屬の收容箱を密閉してパイプでその中に風を送り、それが Magic Tee 上部の金網導波管及び導波管變調用細隙を通つてアンテナから外に吹きぬけるようにするのである。

4. 中間周波増幅器

4.1. 方式及び周波數

前号において述べた如く太陽雜音強度は相当微弱な爲、I.F. 増幅器は相当大きな増幅度を必要とする。従つて製作を容易にする点から double superheterodyne 方式とし、第 1 I.F. を 30 MC 附近、第 2 I.F. を 10 MC 附近、帶域幅を約 1 MC とした。實際の周波數は I.F. 局部發振周波數を基準とした次に示す値である。

局部發振器	4.298 MC × 4 = 17.2 MC
第 1 I.F.	27.5 MC
第 2 I.F.	10.3 MC

4.2. 利得の算出基準

先づ I.F. 出力における靜時太陽雜音に基づく電力 (S) と受信機内部雜音に基づく電力 (N) との比を考えると (前号 (3) 式及び (2) 式参照)。

$$\frac{S}{N} \cong \frac{G \overline{EN}_{\min}}{\overline{NF}}$$

ここに G : 無指向性アンテナを基準としたアンテナ利得

\overline{EN} : 外來雜音指數

\overline{NF} : 受信機の總合雜音指數

となり、更に前号第 2 図より $\overline{EN}_{\min} \cong 10^{-3}$ であるから、 $G \cong 10^3$ 、 $\overline{NF} \cong 10$ とすれば $S/N \cong 0.1$ となる。即ち太陽が靜かなときには、その雜音を受信しても I.F. 雜音出力は大して変化しない。一方太陽が靜かなとき記録計に入る信号對雜音比を最良にすべきであるから、I.F. の利得は受信機雜音出力自身が直線檢波される程十分大きいことが必要である (前号 (13) 式参照)。併しあまり大きくすると通常の I.F. 増幅管では終段管の入力が飽和するので常時檢波管入力を 10 V 以上にすることは望ましくない*。

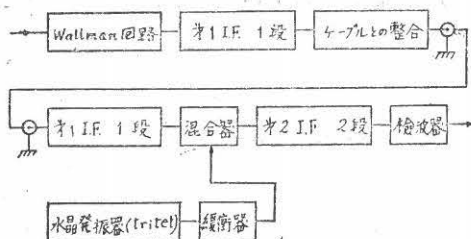
以上 2 つの点から檢波器入力としては平均二乗電圧にして数 V が適當で、帶域幅 1 MC、 $\overline{NF} = 10$ として計算すると、I.F. の所要利得は約 130 db となる。

4.3. 構成

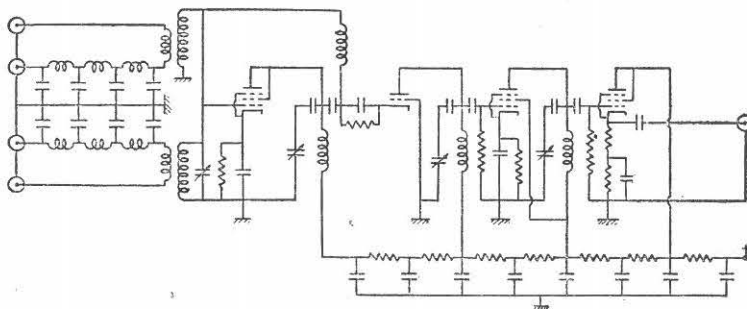
以上の点を考慮した I.F. 増幅器の構成を第 11 図に、又全回路を第 12 図に示す。

* 格子偏倚電圧を -2 V とすれば、許容最高入力電圧は実効値で約 1.3 V である。雜音信号の場合、忠実に増幅する爲には、平均二乗電圧にしてこの 1/4 以下にしなければならないから、0.3 V を越えてはならない。このとき檢波器入力電圧は約 10 V となる。

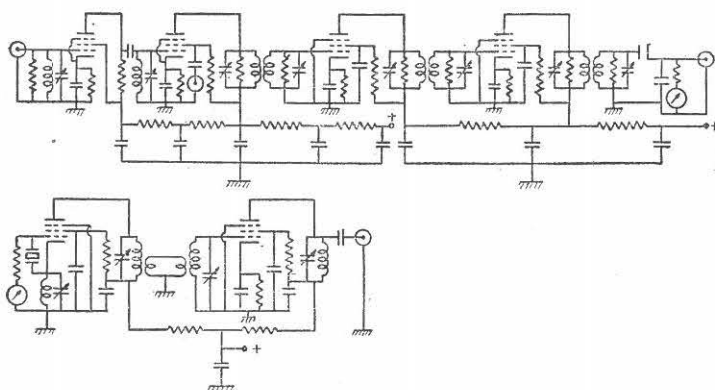
第11図



第12図 (1)



第12図 (2)



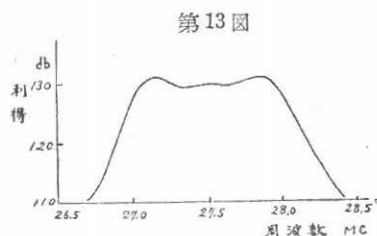
Magic Teeに続く入力回路は push-pull である。I.F. 初段には \overline{NF} を出来る限り小さくする爲 Wallman 回路⁽³⁾を用い、これを拋物鏡附属收容箱内の Magic Tee の近傍に置いて接続用高周波同軸ケーブルを出来るだけ短くした。Wallman 回路の後に一段増幅を行つているのは、主増幅器に導く爲のケーブル (6 m) に損失があり、又その結合の爲の cathode follower が利得 1 以下である爲これがないと \overline{NF} 劣化の恐れがあるからである。尚、I.F. 主増幅部も含めて、第 1 I.F. は凡て単一同調、第 2 I.F. は復合同調である。

I.F. 局部発振器には 4.298 MC の水晶片を用いて所謂 tritet 回路⁽⁴⁾で 4 倍の周波数を取り出し、更に緩衝増幅を一段行つて不要周波数の除去に努めた。又出力検波器は前述の如く直線検波である。

4.4. 特 性

周波数特性を第13図に、又利得の配分を第1表に示す。

総合利得 129.5 db, 雑音指数約 1.5 (0.88 db) である。



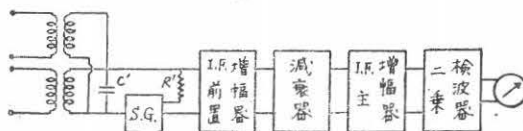
第1表

第1 I.F.				変 換	第2 I.F.		
使用真空管	6AK5 3極 + 1/2 6T6	6AK5	6AK5 3極 Cathode follower	6AK5	6AG5	6AC7	6AC7
公称 Gm (mS)	6.7	5	6.7	5	5	9	9
負荷抵抗 (kΩ)	5	5	0.05	3	10	10	10
利得 db	計 算	30.5	28	-9.5	23.5	15.9	33.1
	実 測	28	25	-12	20	9	30

4.5. 周波数特性, 雑音指数の測定法

周波数特性曲線の測定回路を第14図に示す。増幅器を使用状態にしたままでは雑音出力が

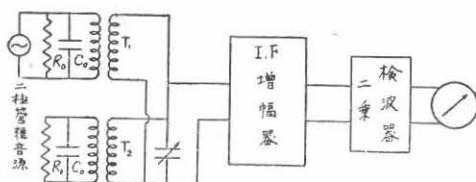
第14図



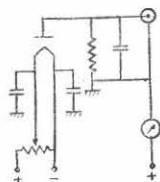
数 V ある為測定不能であるから、図の如く適当に減衰器を入れて雑音の影響を出来るだけ小さくした。尚図中 C' , R' は入力変成器の一次側の容量及び抵抗値を二次側に換算した値である。この場合変成器利得は計算によつた。

雑音指数の測定⁽⁵⁾は第15図の回路により行つた。 C_0 は実際の回路で鉱石を取り除いて実測した値とし、 R_0 は500 オームと仮定した。二極管雑音源の詳細は第16図に示す通りで、又出力の二乗検波器はビーム管を用いた第17図に示す回路である。測定は普通行われているよう

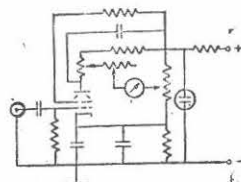
第15図



第16図



第17図



に二乗検波器の読みを2倍にする二極管電流から計算により求めたが、この場合 T_1 , T_2 の tap を同時に加減することと、雑音源の負荷が $R_0/2$ になる点が異なる。即ち

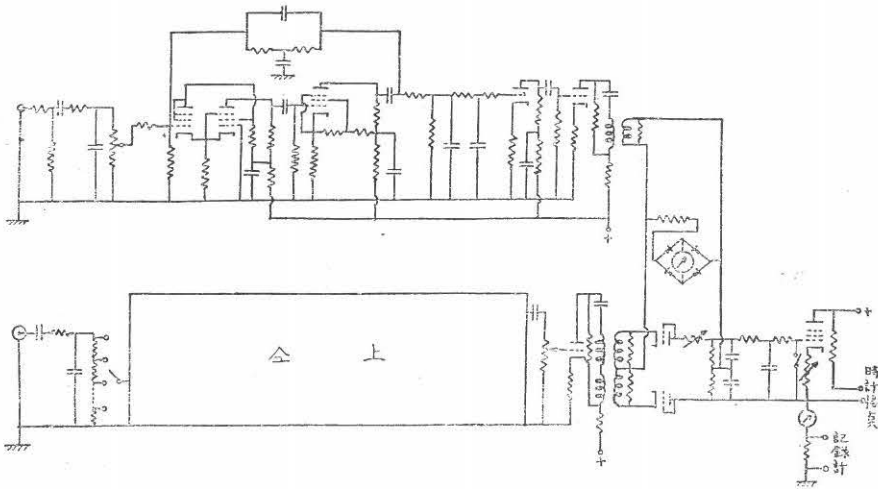
$$NF_{if} = 20 \frac{R_0}{2} I_0 = 5 \times 10^3 I_0$$

測定の結果 I_0 の最小値は $300 \mu\text{A}$ で $\overline{NF}_{if} \cong 1.5$ となつた。

5. 低 周 波 部

低周波部の全結線図を第 18 図に示す。

第 18 図

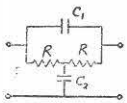


5.1. 低周波選擇増幅器

変調周波数が電源周波数に直接関係していてもこれが時により変動するので、低周波の選択度をあまり大にすることは出来ない。電源周波数が $57 \sim 60 \text{ c/s}$ の間変化すると仮定すると、変調用電動機の滑りが 1.4 c/s であるから、変調周波数は $27.8 \sim 29.3 \text{ c/s}$ の間変化する。設計はこの間の利得変動 3% として行つた。

回路は調整が容易である点、及び安定度の向上を図る意味から、第 18 図に見られるように、橋絡 T 型電橋と高利得増幅器とを組合せた選択濾波器と、通常の RC 低域濾波器 2 段とを縦続に接続したものをを用いた。

第 19 図 第 19 図に示すような橋絡 T 型電橋⁽⁶⁾ の傳送特性即ち饋還量 β は次式により與えられる。



$$\beta = \frac{2 + jm\Delta}{m^2 + 2 + jm\Delta}$$

ここに
$$m^2 = \frac{C_2}{C_1}, \Delta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}, \omega_0 = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}$$

濾波器用増幅器⁽⁷⁾ は第 18 図に示すように 3 段型で利得は 35 db 位である。特殊な結合方式を用いているのは発振を防止する爲である。増幅度が高い爲濾波器としての傳送特性は殆ど $1/\beta$ となり、真空管による変化が少い。変調周波数 1.5 c/s の変動に対し利得変化を 3% 以内にすると、 $m^2 = 100$ となる。

選択濾波器の特性及び低域濾波器と組合せて電源周波の減衰を更に改善したものの特性を第

20 図に示す。これによつても分るように帯域幅を取る爲に減衰が犠牲にされているので、目下更に高級な帯域濾波器について研究中である。

5.2. 平衡混合器

アンテナの等価温度が大気温度より低い場合と高い場合とでは低周波出力の位相が逆になり、而も出力の直流は各の場合で向きが逆にならなければならないこと、及び其の間直線的に変化すること等の要求から、低周波の整流には第 18 図に示すような平衡混合器を用いた。この回路では低周波局部電圧が或る大きさ以上になるとその電圧の影響が非常に小さくなる上に、二極管であるから非常に安定に動作する。2 箇の二極管の不平衡は図に示すように一方に半固定抵抗を入れて修正出来るようにした。

ここで重要なことは、平衡混合器に至る迄の局部電圧及び信号電圧の周波数に対する位相関係を全く同一にすることで、これが満足されない位相のずれによる誤差を生ずる。この爲第 18 図に見られるように両者の低周波部には全く同一の回路を用いた。

5.3. 直流出力増幅器及び総合特性

この部分は直接真空管の安定度が問題になるので特に良質の真空管を用いた。信号が大きいときに或程度目盛がつまつた方がよいが、あまり目盛をつめ過ぎると読取が不正確になるので、真空管の特性をその儘利用し、特に信号が大きいときには低周波の入力端で切換えることにした(写真 5 参照)。

第 21 図に低周波部の総合特性を示す。

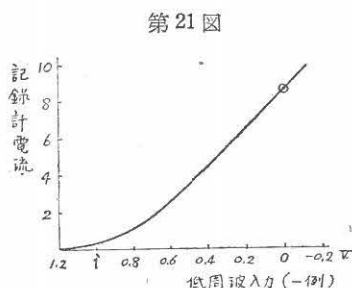
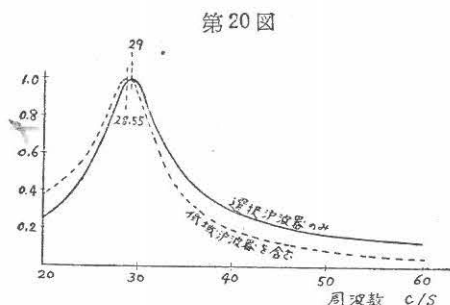
5.4. 時刻目盛装置

時刻目盛は記録紙に別に記入するのが理想であるが、経費の点から、記録用指針を瞬間アンテナ温度の低い側へ振らせることにした、これは記録の性質上逆に瞬間振れると云うことがないからである。即ち、毎時の切れ目には出力管の格子を手動で短絡して零点校正を兼ね、その間毎分のマークは第 18 図のように記録計に流れる電流を瞬間自動的に増すことにより挿入した。接点は標準電気時計の秒針により動作させた(8 節参照)。

かくすることに依り毎時のマークは比較的長く、毎分のマークは指針の位置如何に拘わらず略、一定の短いものになるから読取り易い。

6. 電 源 装 置

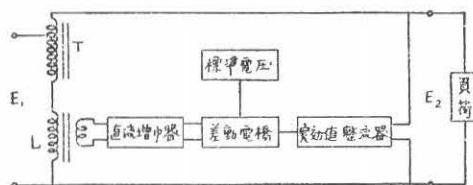
当地における商用電源の質は甚だ悪いので電源電圧の安定化には特に注意を拂つた。その結果電源の信頼度は極めて良好で、これによる測定誤差は全く認められない。



電源の安定化は2段階とし、先ず電動機をも含めた装置全体の交流電源の実効値を安定化して、次に真空管の陽極直流電源を安定化している。

6.1. 安定化交流電源

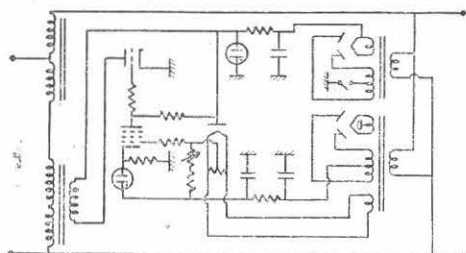
第22図



構成は第22図の如きもので、オートトランス T 、飽和リアクトル L 及び饋還回路よりなっている。

飽和リアクトル L の直流電流が小さくインダクタンスが大きいと T は直列リアクトルの如く働き $E_2 < E_1$ の方向に向い、直流電流が大きくインダクタンスが小さいとオートトランスの作用が優勢となり $E_2 > E_1$ の方向に向う。従つて二次側から実効値の変化分を増幅して飽和リアクトルに流せば実効値の安定化が出来るわけである。実際の回路を第23図に示す。

第23図



負荷電流の許容範囲は2~5アンペアで、最大負荷のとき幹線電圧 ± 10 V の変化に対して出力電圧の実効値の変動は0.2 V 以内である。以上の値は負荷の力率によつても変り、あまり力率が悪いと性能が悪くなるので、現在は進相用蓄電器 (50 μ F) を用いている。負荷電流は5アンペアである。

電源電圧の急変に対する出力電圧の変動は、饋還回路に整流器及び飽和リアクトルの2つの時定数がある為振動的になり、その時定数は0.5秒位である。これは電動機或は真空管加熱線条に対しては何等影響を認められないが、これが問題になる場合には、飽和リアクトルの直流励磁を大電流型にしてこの部分の時定数を減少させればよい。

長時間安定度は標準電圧として定電圧放電管を用いている関係上多少劣り、気温 10°C の変化に対して0.3 V 位変るので、気温変化の著しい時には30分に一度位監視する必要がある。

6.2. 安定化直流電源

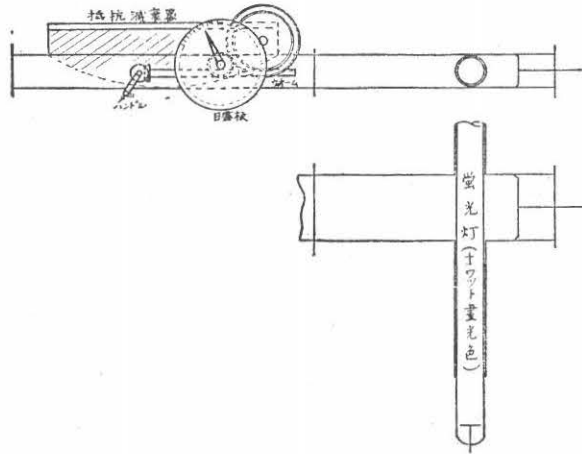
これは直流饋還型のもので、クライストロン電源⁽³⁾ とその他の電源⁽⁹⁾ との2つの部分に分れている。後者の直列管には2A3を2本並列に用い、最大電流150 mA、使用電流125 mA である。

7. 調 整

7.1. 総合雑音指数を最小にする調整

総合雑音指数の測定には第24図に示す廣帯域の螢光灯雑音源⁽¹⁰⁾ を用いた。その周波数特性は第25図の如くである。これを用いて総合雑音指数を最小にするには、第26図の如く配置して、抵抗減衰器を全く挿入したときと(減衰35 db程度)と全く取除いたときとの二乗検波出力

第24図



の比が最小になるように T_1 , T_2 の tap A, B を調整すればよい。

減衰器を入れたときの二乗検波器の振れを P_0 とし、

$$P_0 = K \overline{NF} T_0$$

ここに K : この受信機に固有な常数

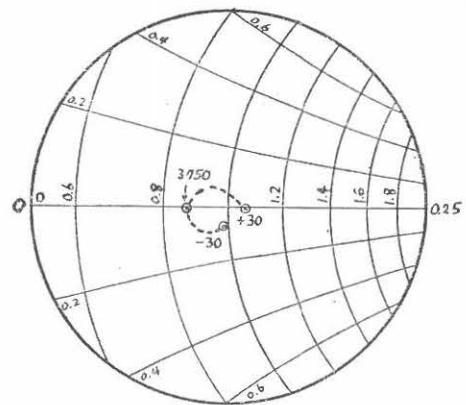
T_0 : 大気温度($^{\circ}\text{K}$)

とすれば、減衰器を取除いたときの振れ P_l は

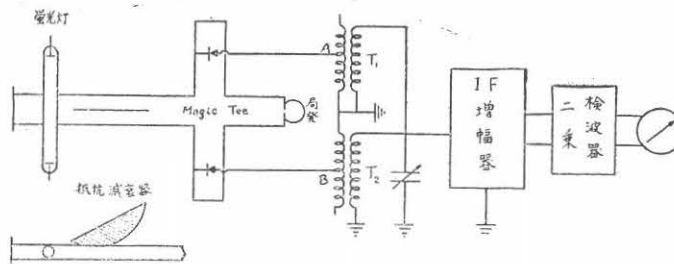
$$P_l = (\overline{NF} - 1) K T_0 + K T_l$$

ここに T_l : 蛍光灯雑音の等価温度

第25図



第26図



従つて $P_l = \alpha P_0$ とすれば

$$\overline{NF} = \frac{T_l - T_0}{(\alpha - 1) T_0}$$

Mumford⁽¹⁰⁾ によれば、 $T_l \cong 11400^{\circ}\text{K}$ であるから、

$$\overline{NF} = \frac{38.3}{\alpha - 1}$$

今の場合 α の最大値は 5.3 程度であるから $\overline{NF} \cong 8.9$ (9.5 db) である。

7.2. 低周波局部電壓位相の調整

この調整は実際に動作状態にしてアンテナを空に向け、記録計の振れで温度最低になるように変調輪と発電機との相対位置を加減すればよい。5.2 節に述べたように電氣的移相器を用いることは避けなければならない。

7.3. 感度の調整

受信機の感度は気温により変化するので、感度の調整は少くとも2時間に一度は行わなければならない現状である。幸いなことに上空の等価温度は cm 波ではあまり変化しないので、かなり正確な較正が出来る。これについては写真5を参照され度い。

7.4. アンテナ等価温度對出力目盛の較正

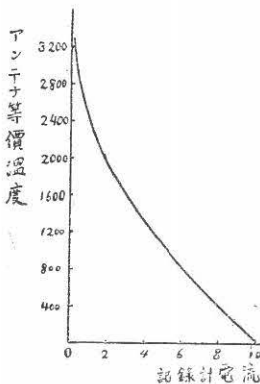
雑音信号には、総合雑音指数の測定に用いたものと同じ螢光灯と抵抗減衰器を用いた。

抵抗減衰器の較正は検波用鉱石の二乗特性を利用して 3 db step で行つた。二乗特性を検べるには、平流測定器中に鉱石を挿入し、反射終端によるその振れが距離に対し正弦波状になるように鉱石及び直列抵抗値を選んだ。

信号雑音強度は次のようにして算出した。

$$\begin{aligned} \text{信号雑音} &= (\text{螢光灯より減衰器を通して来る雑音}) \\ &\quad + (290^\circ\text{K の雑音}) \\ &\quad - (\text{抵抗負荷を接続した場合減衰器を通して来る雑音}) \end{aligned}$$

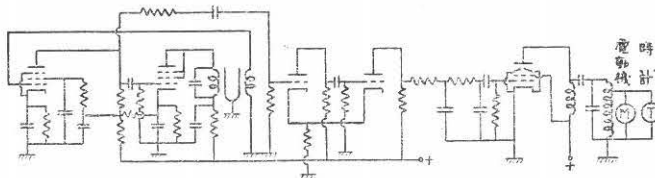
以上の測定によると、アンテナ等価温度對記録計出力の関係は第27図のようになる。空の等価温度は約 65°K になるが、3.1 節に述べた金網による地面の漏洩輻射を考えると実際の空の温度は約 45°K と云うことになる。



上述の較正法は減衰器の減衰が多い所の値を用いなければならない爲、多少不正確になることを逃れない。そこで目下実際に温度を均一に而もかなり高く上げられる抵抗終端について研究中である。これが出来れば、アンテナ等価温度の測定が一層正確になることは勿論、減衰器の較正を念入りにやれば、目下盛に研究されている螢光灯雑音の正確な実測も可能である。

8. 時刻標準及び自動追尾装置

第28図



時刻の標準は1日数秒以内の確度があればよいので音叉発振器⁽¹¹⁾によることにした。現在700サイクルの安定化音叉発振器よりマルチバイブレータにて50サイクルに周波数を下げ、これにより時刻目盛用電気時計及び自動追尾用同期電動機(8W)を回轉させている。60サイクルにしなかつたのは電源周波による同期を避ける爲である。回路を第28図に示す。

9. 性 能

フラツキの幅	5°K*
信号変化に対する時定数	0.5 秒
アンテナ利得	約 1000 (30 db)
幹線電圧変動による変化	な し
幹線周波数変動による変化	57~60 c/s で 3% 以内
気温による変化	1°C につき 1% 程度
較正後の測定精度(相対値)	±2%

10. 結 言

現在の装置は未だ完全でなく、解決しなければならない多くの問題が残されている。これらは本文において個々に述べているが、大きなものを列挙すると、

1. 機械的並びに気温に対する安定度の向上
2. アンテナ等価温度測定確度の向上
3. アンテナ利得の向上及び利得測定確度の向上

等がある。この外、I.F. 帯域幅を拡張し、更に最低検出可能温度を低めて宇宙雑音測定も正確に出来るようにすること、或はクライストロン雑音源を利用して切換法により利得変化の影響を無くする方式等も研究中である。

更に進んで第2段階として、偏波面の測定や、太陽面上における雑音源の localization が出来る装置についての具体策も研究中である。

11. 謝 辞

終りに臨み、本装置の完成に御盡力下さつた次の諸氏に深甚の謝意を表する。

経 費 について	文部省及び電離層委員会
文 献 について	東京天文台 畑中武夫氏、鈴木重雅氏他
立体回路について	東大高周波研究室 岡村総吾、柳井久義両助教授 及び中野道夫氏他、電気通信研究所 小口文一技 官、東芝小向工場 中原裕一氏他、放送技研 鈴 木桂二氏他

* 前号の計算によると記録計における雑音出力は1.5°Kとなるが上記の値は実験値である。

雑音関係

反射鏡及び回轉機構製作について

抵抗減衰材料について

電源について

クライストロンについて

東大高周波研究室 瀧 保夫助教授及び田宮 潤氏

島田理化工業会社 荷口康一郎氏他

科学研究所 中井達人氏

日本電源機器会社 栗冠俊勝氏

東芝マツダ研究所 相浦正信氏

文 献

- (1) 木原太郎: 導波管, p. 141.
- (2) 小口文一: 電通学誌, 昭 24.3, p. 1.
- (3) H. Wallman 他: Proc. I. R. E. June 1948.
- (4) 無線工学ポケットブック, p. 344.
- (5) 関 英男: 電通学誌, 昭 24.8, p. 7.
- (6) 國枝寿博: 電通学誌, 昭 24.7, p. 215.
- (7) 田中春夫: 電通学誌, 昭 24.12, p. 423.
- (8) M. I. T. Rad. Lab. Ser.: Tech. of Microwave Measurements, p. 53.
- (9) 田中春夫: 昭 22 年電氣 3 学会東京支部連合大会, 2.20.
- (10) W. W. Mumford: B. S. T. J. Oct. 1949, p. 608.
- (11) E. Norman: Electronics, Jan. 1940, p. 15.

(以上 昭 26.6.15)

写真 1-1 アンテナ装置全景

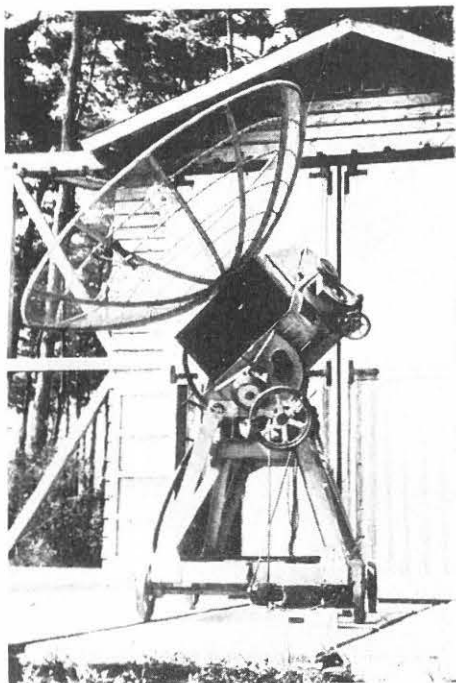


写真 1-2 アンテナ装置全景



写真 2 拋物鏡附属箱内部

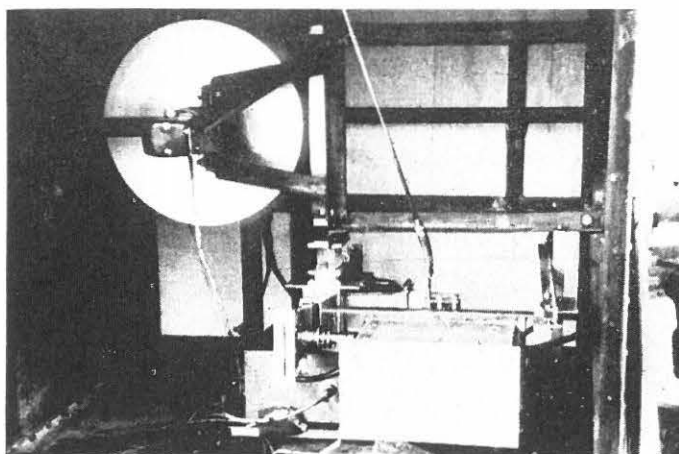


写真3 交流安定化電源装置

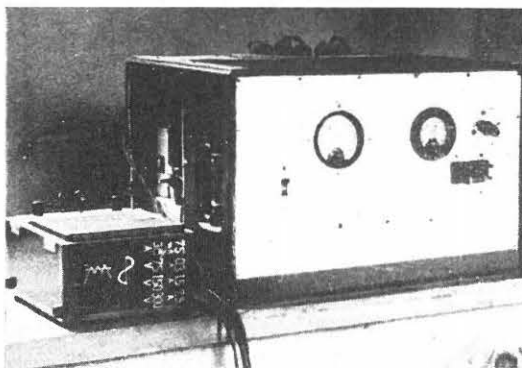


写真 4-1 主装置前面

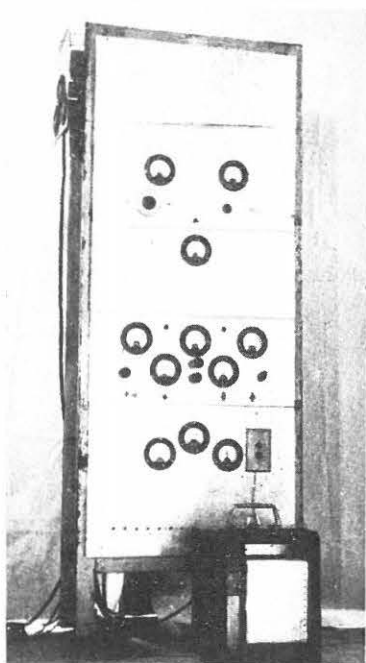
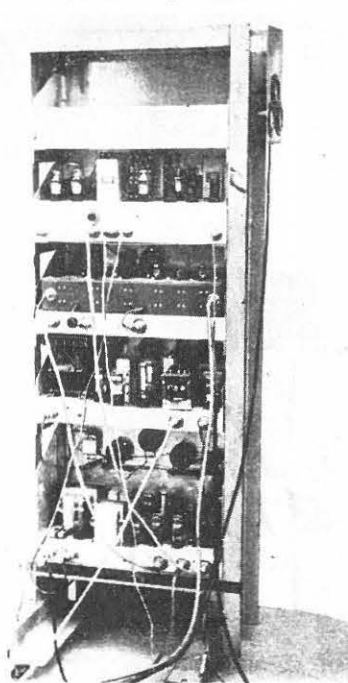


写真 4-2 主装置背面



下より主電源，クライストロン電源，
I.F. 主増幅器，低周波部

写真 5

