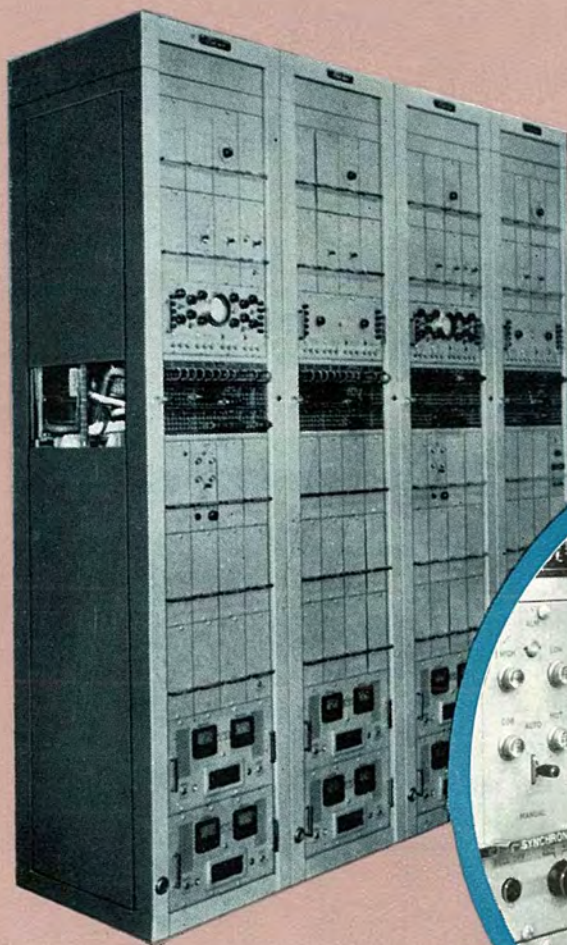


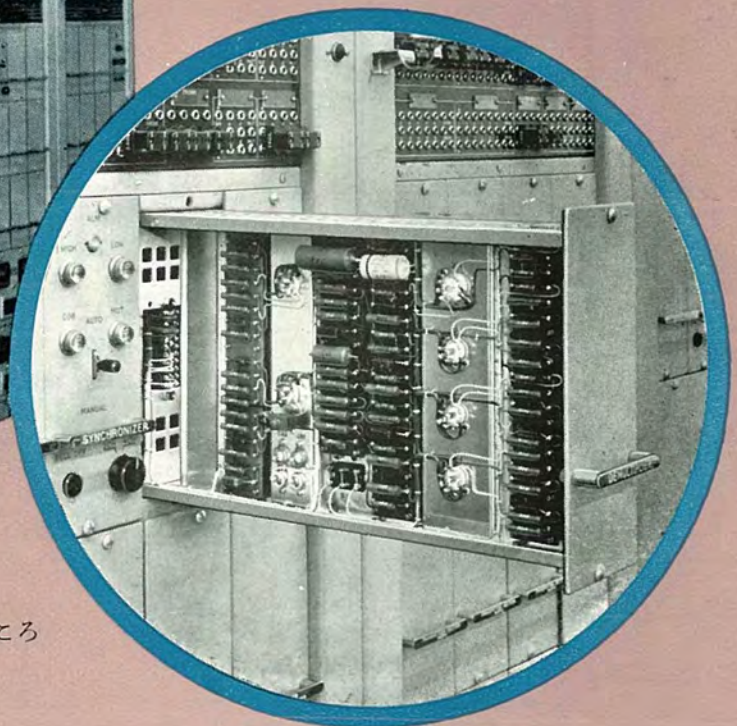
MITSUBISHI DENKI

三菱電機

無線機特集

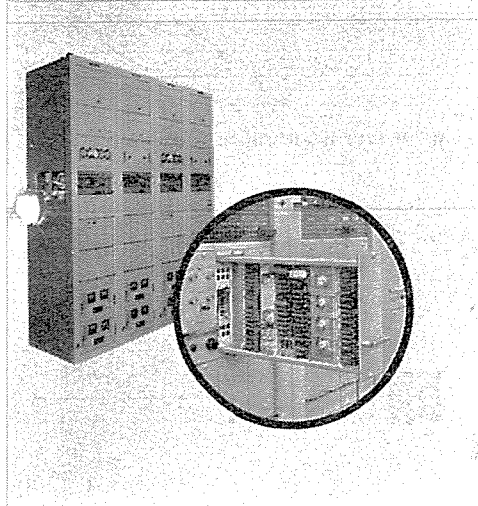


電子管式 ARQ 端局装置
(自動誤字訂正装置)



分周器パネルを引出したところ

7 臨時増刊
VOL31 1957



表紙写真説明

写真は国際電信電話株式会社電信調整所に据付けられた ARQ 端局装置である。

欧文 5 単位印刷電信回線をそのまま無線電送する場合、空中状態の不良時にはフェーディング・ノイズ等により約 50% の誤字を生じ、確認のために電文の再送をしていたが、国際電々のご指導により製作した自動誤字訂正 (ARQ) 装置を回線に付加することにより 97.5% の確実度を有する結果となりテレックス回線の運用が行え、国際電信回線の顧客に対し非常なサービス改善が行われるようになった。

装置は 2 架、4 チャンネルの時分割電信多重端局で表面ジャック盤による切換え、各パネルの引出し点検が行える等斬新な設計が行われている。

三菱電機株式会社

本社

東京都千代田区丸の内 (東京ビル)
(電) 和田倉 (20) 代表 1631・2331

研究所 兵庫県尼崎市南清水
神戸製作所 神戸市兵庫区和田崎町
名古屋製作所 名古屋市東区矢田町
伊丹製作所 兵庫県尼崎市南清水
長崎製作所 長崎市平戸小屋町
無線機製作所 兵庫県尼崎市南清水
大船工場 神奈川県鎌倉市大船
世田谷工場 東京都世田谷区池尻町
郡山工場 福島県郡山市宇境橋町
福山工場 福山市仲野上町
姫路工場 兵庫県姫路市千代田町
和歌山工場 和歌山市岡町
中津川工場 岐阜県中津市駒場安森
福岡工場 福岡市今宿青木
静岡工場 静岡市小島 110
札幌修理工場 札幌市北二条東 12
大阪営業所 大阪市北区堂島北町 8 番地 1
(電) 大阪 (34) 代表 5251

名古屋営業所 名古屋市中区広小路通
(電) 本局 (23) 代表 6231

福岡営業所 福岡市天神町
(電) 中 (4) 7031—7036

札幌営業所 札幌市大通リ西 3 の 5
(電) 札幌 (2) 代表 7236

仙台営業所 仙台市東一番丁 63
(電) 仙台 (2) 代表 6101

富山営業所 富山市安住町 23 の 2
(電) 富山 4692・5273・2550

広島営業所 広島市袋町 6 (富国生命ビル)
(電) 中 (2) 2211—4

高松出張所 高松市紺屋町 34 番地
(電) 高松 3178・3250

小倉出張所 小倉市京町 10 丁目 (五十鈴ビル) (電) (5) 小倉 3614

MITSUBISHI DENKI

三菱電機

昭和 32 年 第 31 卷 第 7 号 臨時増刊

目次

巻頭言	無線機製作所長 更田健彦	2
無線機部門の新製品紹介	津村 隆	3
短パルス変調器	吉田武彦・渡辺 優・若田和明	10
WT-2 型携帯用 VHF/FM 無線機	佐藤 晋・上野芳雄・奥村 徹	16
4,000 Mc 帯広帯域単向管	河津祐元・松丸 勝・石井秀男・喜連川 隆・中原昭次郎・立川清兵衛	22
大口径パラボラアンテナ	竹内彦太郎・和田英明・樫本俊弥・香取由之・喜連川 隆	26
レイドームの設計および測定法と新製品の紹介	尾島学二・喜連川 隆・信岡正祐・有田不二男	30
デジタル表示計数型精密速度計	馬場文夫・渡辺文明・小島一男	39
最近の三菱テレビジョン受像機	杉多重雄・武居 明	44
Hi-Fi ラジオ用キャビネット	藤木 一・進藤武男	58
大電力放送局用 2 万 V・密封型・ペントード・イグナイトロン	阿部久康・竹内宏一・平塚 篤・山口峯男・池田和郎	62

技術解説

研究用原子炉 (IV)	川口 修	74
-------------	------	----

W 社文献抄訳

移動性に富んだ新型レーダ・アンテナ	79
テレビジョン用真空管	79
計算機の発達	80
ニュースフラッシュ	81

品質奉仕の三菱電機



巻 頭 言

無線機製作所長 更 田 健 彦

軌近科学の驚異的発達は、いまや原子力工業と共に電子工業に、時代の陽光を浴びせかけようとしている。エネルギーとしての電気の利用を目的とする重電技術は、過去においては著しい進歩を遂げたが、もはやすでにその発達限界に近づいたといってもあえて過言ではあるまい。これに反して電子技術は、今ようやく幼年期を脱してまさに青年期にはいらんとする齢にあり、したがって今後の発達にはまったく測り知れないものがある。

電子技術は最初情報の伝送手段として、無線通信において採り入れられ、さらに有線通信に及んだのであるが、今は単にその応用範囲を通信技術に局限せず、さらに広い分野に及ぼうとしている。たとえば、自動制御装置においては、従来の機械的・強電的方法に代わって、電子技術が今は主役を演じつつあり、しかも制御を単に自動的に行うというばかりではなく、数値を記憶し、必要とあればこれを引き出し、計算して、その結果の判断によって動作するという頭惱的智性をも備えせしめることができる。した

がって今後諸工業のオートメーション化を図るには、ぜひともエレクトロニックスの技術がその主体とならねばならない。また最高度の技術の総合よりなる最近の航空機においては、電子装置に要する費用が全建造費の半額以上を占めるといわれるほど、航空電子技術、すなわちエヴィオニックスの進出はめざましい。

当社はかかる電子工業の将来性にかんがみ、この部門における事業の一層の進展を図るべく、またとくに総合電機メーカーとしては、強電技術と電子技術の総合という面において、その特長を発揮して、来たるべき新しい時代の要請に答えんがため、先年電子機器部門の機構を改め、同時に人員、設備の強化拡充を図った。その後年を逐うて新技術の研究、新製品の開発は著しくその速度を早めてきたが、本号は過去1ヵ年間にわたる当社の電子機器に関する技術的成果を特集して、大方のご批判に供せんとするものである。各位におかれてはご一読願ひ、今後当社の電子機器に一層のご愛顧を賜われれば、これに過ぎる幸はない。

無線機部門の新製品紹介

無線機製作所 津 村 隆*

Introduction to New Products
in the Field of Electronics

Electronics Works Takashi TSUMURA

The Mitsubishi Electronics Works has made a long stride both in the engineering and production since it laid a corner stone on the present site, so that extension of the factory is busily going on there. The latest achievements in this works of which the company is proud are enumerated in this article, such as radio and TV sets, diatone speakers, FM communication equipment, millimeter wave radars, unidirectional tubes and other many new products.

1. ま え が き

発足以来技術面において、また生産面においても長足の進歩をしてきた無線機製作所は第1期工事による工場は手狭となり、現在第2期工場拡張工事を急いでいる。これひとえに品質奉仕の三菱電機に対する需要家各位のご愛顧の賜と深く感謝いたしている次第である。本号も新製品、新研究を完結論文としてご紹介すると共に本文にはその他の各種新製品を略述し、各方面のご批判に備えたい意向である。なお本文では防衛庁関係の電子機器については割愛した。

2. 三菱ラジオ、テレビジョン

多年にわたるたゆまざる研究と、設計生産の合理化が実を結んで、意匠・性能・価額と三拍子そろった製品をつぎつぎと市場におくり、業界にゆるぎない地位を確保している。とくに三菱テレビジョンは品質はもとより、量においても飛躍的に向上し、月産4,000台ないし5,000台を確保し、格別のご好評を戴いていることはわれわれの喜びとするところである。

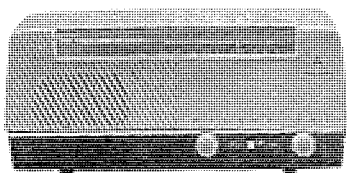
A. 三菱ラジオ 5P-760 型 (短波付, プラスチックキャビネット 5 球スーパー)

1 図は本機の外観を示す。前面にある切替スイッチの操作により、中波放送と短波放送を任意に選択して聞くことができる。スチックアンテナを内蔵しているので、

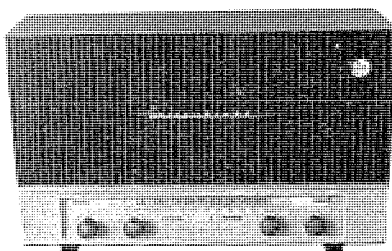
電燈線からはいってくる蛍光灯やモータ等の雑音を拾わないので雑音がきわめて少く、しかもビルや家庭の中で好みの場所へ簡単に移動して放送を楽しむことができる。定評ある当社製ダイヤトーン P-52 型 5in スピーカを使っているので、小形ラジオながら美しい音色が楽しめる。中間周波トランスはリッツ線を巻いて、Q を高くし必要な帯域幅とすぐれた選択度を得ている。本機はまたイヤホンでも聞くことができる。受信周波数は 535~1,605 kc および 3.5~10.5 Mc, 中間周波数は 455 kc, 出力は無歪 1 W, 電源 50~60 c/s, 100~85 V, 消費電力 22 VA, スピーカはダイヤトーン P-52 型 5in パーマ, 使用真空管は 12BE6, 12BD6, 12AV6, 35C5 および 25MK15, キャビネットの大きさは高さ 165, 幅 362, 奥行 130 mm, 重量 2.2 kg である。

イ. 三菱ラジオ 5H-670 型 (ハイファイラジオ)

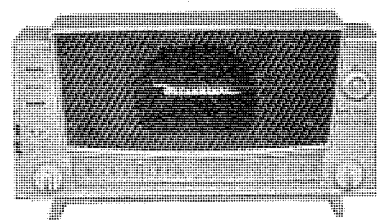
2 図に本機の外観を示す。前面オールプラスチックの豪華なデザインである。本機は低、中音域専用の 8in スピーカと高音域専用の 2in スピーカを併用した 2 ウェイの本格的なハイファイラジオで、最低音域から最高音域まで歪のない美しいしかも立体的な音質が得られる。全帯域、低音強調、高低音強調、高音強調、高音カットの 5 段階の音質切替が可能で、放送番組やレコード演奏の内容に適した音質が選択できる。これらは 3 個のパイロットランプの組合せ点滅で表示される。DX (遠距離受信) と Hi-Fi (高忠実度受信) の切替えができて、DX



1 図 5P-760 型ラジオ
Fig. 1. Model 5P-760 radio.



2 図 5H-670 型ラジオ
Fig. 2. Model 5H-670 radio.



3 図 5P-250 型ラジオ
Fig. 3. Model 5P-250 radio.

のときは感度がすばらしく、Hi-Fi のときは音質がよくなるよう設計されている。スチックアンテナを採用して電源雑音の影響を防ぎ、また SP や LP レコードが十分楽しめるようそれぞれのレコードに適合したピックアップ補償回路を設けてある。本機の性能は、受信周波数 535~1,605 kc, 中間周波数 455 kc, 出力最大 5.5 W, 無歪 3.8 W, 電源 50~60 c/s, 85~110 V, 消費電力 60 VA, スピーカはダイアトーン P-83D 型 8 in パーマおよび TW-22 型 2 in パーマで、使用真空管は 6BE6, 6BD6, 6AV6, 6V6-GT, 5Y3-GT および 6E5 である。

ウ、三菱ラジオ 5P-250 型 (短波付, 大形プラスチックキャビネット, マジックアイ付 5 球スーパー)

本機はプラスチック技術の粋を集めて完成した大形キャビネットに 6.5 in のスピーカを取付け、3 段階の音質切替装置を設けたもので、プラスチックキャビネットのホームラジオ群の中ではもっとも音質のよいセットで、短波放送も聴取可能である。中波用と短波用の 2 つの独立指針があり、さらに同調に便利なマジックアイ付であるから、選局はきわめて容易かつ正確に行える。本機はまたスチックアンテナを内蔵せしめてあるほか、イヤホンでも聞け、レコードプレーヤを併用すれば電蓄にもなるという画期的な新製品で、プラスチックラジオの王座に位するものである。

エ、三菱テレビ 14T-270 型 (14 in 高級型)

4 図は本機の外観を示す。写真でわかるように、前面はオールプラスチックで、キャビネットは桜材を成型接着するという当社独特の方法で作られており、光や熱あるいは湿気で変色やサメハダを生じない特殊な塗料を使い、マルーン色に美しい光沢のある塗装が施されている。前面ガラスは円筒形のものが使われているので、直接ブラウン管を見たときと同様に歪のない映像が得られるほか、ブラウン管が前方に張出して装着してあるので、画面が非常に広い角度から見られる。またブラウン管の表面に微細な塵が付着したばあい、いちいち重いシャーンを引き出さなくても簡単に拭けるようプラスチック製の前面枠と円筒形のガラスが側面のビスをゆるめると容易に取外せる構造になっている。なお円筒形のガラス板は若干下向きに傾けて、天井灯などの目より上からくる光

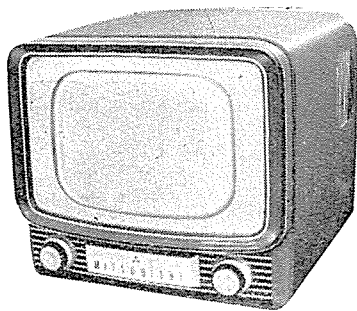
線がガラスで反射して目にはいらないよう工夫されているのも特長である。三菱テレビはすべて画面にツヤがあって明るく美しく、しかも安定しているのでたいへん好評を博しているが、本機も鮮明で安定した映像が得られる。本機はカスコードチューナ付で、ブラウン管は自動焦点式の 14HP4 を使用し、真空管はブラウン管を除いて 16 球で、スピーカはダイアトーン P-67 型 6.5 in パーマ、電源の整流には寿命の長いセレン整流器を使用している。AGC, AFC 付で、帯域幅 3.3 Mc 以上、映像中間周波数 27 Mc, 音声中間周波数 22.5 Mc, 電源は 50~60 c/s, 90~110 V, 消費電力 150 VA, キャビネットの大きさは高さ 426, 幅 444, 奥行 485 mm で、重量 26 kg である。

オ、三菱テレビ 14T-330 型 (14 in 高級型)

5 図に本機の外観を示す。本機もオールプラスチックの前面に木製キャビネットを配した当社独特のデザインである。90 度偏向の広角ブラウン管を採用しており、従来のテレビより画面が 20% も広く、しかも円筒形の前面ガラスを使用しているので名実ともにワイドスクリーンである。メタルバックのブラウン管を採用しているので画面は従来のテレビの 2 倍も明るく、昼間明るいところでも十分鮮明に受像することができるのが特長である。本機はトランスレス方式であるが、ヒータ電流が 600 mA の性能、寿命ともにすぐれた最新型真空管を使用しているので断線の心配は全くない。ブラウン管の表面が容易に拭けるのは前記 14T-270 型と全く同様である。本機はカスコードチューナ付で、ブラウン管は 14RP4A, 真空管はブラウン管を除いて 16 球、スピーカはダイアトーン P-67 型 6.5 in パーマ、AGC, AFC 付で、消費電力 130 VA, 重量 24 kg である。姉妹品にほぼ同一デザインの 11 チャンネル切替式のターレットカスコードチューナ付 14T-380 型がある。

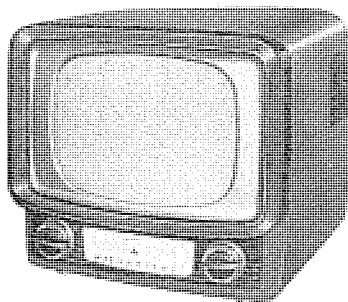
カ、三菱テレビ 14T-360B 型 (14 in 標準型)

6 図は本機の外観写真である。本機は 11 チャンネル切替式のターレットカスコードチューナを使用した標準型テレビで、11 チャンネル切替式であるから将来放送局が増設されても、なんら改造することなくこのままで使用できる。本機も 90° 偏向、メタルバックのブラウン管を



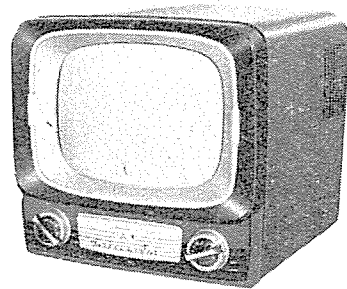
4 図 14T-270 型テレビ

Fig. 4. Model 14T-270 TV receiver.



5 図 14T-330 型テレビ

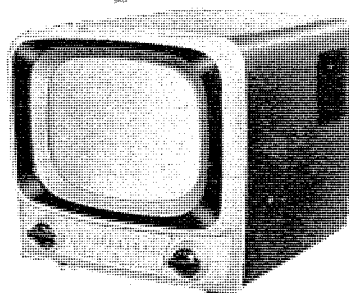
Fig. 5. Model 14T-330 TV receiver.



6 図 14T-360B 型テレビ

Fig. 6. Model 14T-360B TV receiver.

1 表 三菱ダイアトーンスピーカ一覧表



7 図 14T-590 型テレビ
Fig. 7. Model 14T-590
TV receiver.

型 名	口径 (in)	許容 入力 (W)	ボイス コイル イン ピー ダ ン ス (Ω)	低域共振 周波数 (c/s)	再生周波数帯域 (c/s)	磁石寸法 MK-5 (mm)	有効磁束 密度 (gauss)	付属用出力変 成器の1次イ ンピーダンス (Ω)	重 量 (トランス 含まない) (kg)	備 考
TW-22	2	3	8	1,500~2,000	1,500~10,000 \pm 10 db	25 ϕ ×20	8,500		0.45	小形 Hi-Fi 用
TW-25	2	※ 3(20)	15	1,300~1,800	1,300~13,000 \pm 5 db	35 ϕ ×30	12,000		1.2	Hi-Fi 用 (※ピーク値)
P-52	5	2	4	150~ 180	150~ 8,000 \pm 10 db	25 ϕ ×20	9,000	600 Ω , 2.5K 7K-12K	0.6	(JISC-5501)
P-54	5	2	4	150~ 180	150~ 8,000 \pm 10 db	25 ϕ ×20	7,500	600 Ω , 2.5K 7K-12K	0.6	(JISC-5501)
P-60F	6 $\frac{1}{2}$	3	6	60~ 80	70~10,000 \pm 5 db	30 ϕ ×25	9,000	600 Ω , 7K-12K	0.8	フリーエッジ Hi-Fi 用 (JISC-5501)
P-67	6 $\frac{1}{2}$	3	6	100~ 120	100~10,000 \pm 10 db	30 ϕ ×25	9,000	600 Ω , 7K-12K	0.8	(JISC-5501)
P-80	8	4	6	60~ 80	70~10,000 \pm 10 db	30 ϕ ×25	9,000	600 Ω , 7K-12K	1.0	小 形 (JISC-5501)
P-83D	8	5	7	60~ 80	70~10,000 \pm 10 db	45 ϕ ×25	9,000	5K	1.2	ダブルエッジ Hi-Fi 用 (JISC-5501)
PW-125	12	20	15	48~ 55	50~ 1,500 \pm 5 db	70 ϕ ×45	9,000		8.0	ダブルエッジ Hi-Fi 用

使用しているので、鮮明で歪のない映像が楽しめる。広角ブラウン管の持味を生かすためわが国で初めてのバーチカルシャーンを採用して、キャビネットの奥行きを従来のテレビより 50 mm 以上浅くしているほか、最新の回路と無限寿命のゲルマニウムダイオードを採用して性能を落さずに球数を減らし、価額の低減がはかられている。

キ. 三菱テレビ 14T-590 型 (14 in 超高級型)

7 図に本機の外観を示す。前記各型と同様、前面オールプラスチックで木製キャビネットを配し、円筒形の前面ガラスを採用したスマートで豪華なデザインで、ワイドスクリーンになっている。本機が一番大きい特長は極めて弱い電界すなわち放送局から非常に遠く離れた電波の弱い地方でも充分な感度と安定した同期の得られる点で、14 in テレビとしては最高級品に属する。11 チャンネル切替式のターレットカスコードチューナを使用し、中間周波 3 段増幅、映像検波には無限寿命のゲルマニウムダイオードを使用している。隣接チャンネルトラップ付で、将来放送局が増設されても混信の心配はない。同期の安定をはかり、同期分離回路には 2 本の真空管とノイズキャンセラを設け、性能のすぐれた鋸歯状波 AFC を採用している。またキード AGC 付であるから飛行機等による電界強度の急激な変動、電車、自動車等の雑音電波による妨害にも同期が乱されない素晴らしい性能をもっている。ブラウン管はメタルバックの 14RP4A、使用真空管はブラウン管を除いて 19 球である。

3. ダイアトーンスピーカ

世界的水準を行くダイアトーンスピーカは、1 表に示すように口径 2 in から 12 in まで各種のシングルコーン・ダイナミック型のものであって、6 $\frac{1}{2}$ in フリーエッジ P-60F 型および 2 ウェイスピーカ装置 2S-205 型は NHK、民間放送などの音質監視 (モニタ) 用としてその真価を発揮している。なお無線機製作所のスピーカ工場はすでに JIS 工場の指定を受け、卓越した品質管理のもとに優秀な製品を生産しつつある。

ア. 2S-205 型スピーカ装置

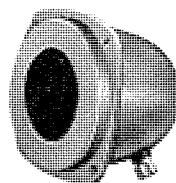
無線機部門の新製品紹介・津村

本スピーカ装置は NHK 技術研究所の設計によってさきに完成した 2S-660 型にさらに改良を加えた 2 ウェイ方式の新製品で、

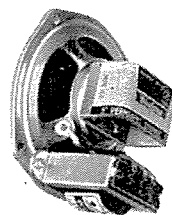
TW-25 型高音専用スピーカ (トゥイータ)

PW-125 型低音専用スピーカ (ウーファ)

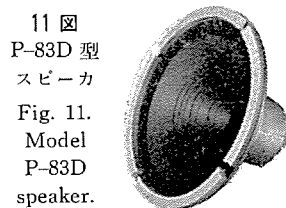
HP-170 型ハイパスフィルタ



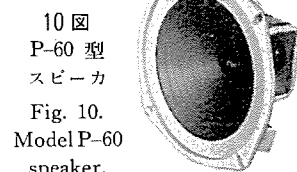
8 図 TW-25 型
トゥイータ
Fig. 8. Model
TW-25 tweeter.



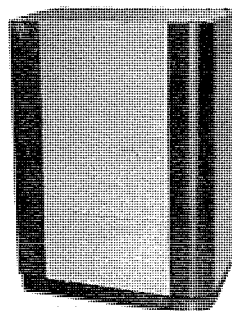
9 図 P-52 型
スピーカ
Fig. 9. Model
P-52 speaker.



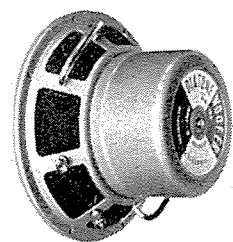
11 図
P-83D 型
スピーカ
Fig. 11.
Model
P-83D
speaker.



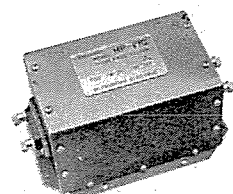
10 図
P-60 型
スピーカ
Fig. 10.
Model P-60
speaker.



13 図 2S-205 型
スピーカ装置
Fig. 13. Model 2S-205
speaker.



12 図 PW-125 型ウーファ
Fig. 12. Model PW-125
woofer.



14 図 HP-170 型ハイパス
フィルタ
Fig. 14. Model HP-170
high pass filter.

を BR-220 型位相反転型キャビネット

に収容したもので、NHK 各放送局、民間放送などの大形モニタ用として、また読売会館ホール、五島プラネタリウムその他大ホールでの音楽鑑賞用、そのほか有名喫茶などに広く使用されている。

規格の概要はつぎのとおりである。

再生周波数帯域	40~16,000 c/s \pm 5db
低域共振周波数	48~55 c/s
クロスオーバー周波数	1,500 c/s
公称入力 (300 c/s)	20 W
ボイスコイルインピーダンス	15 Ω
低音共振の Q	$Q_0=1/2$
指定キャビネットの容積	$1.7 \times 10^5 \text{ cm}^3$
ポートの開口	17 cm \times 29 cm
ポートの長さ	20 cm

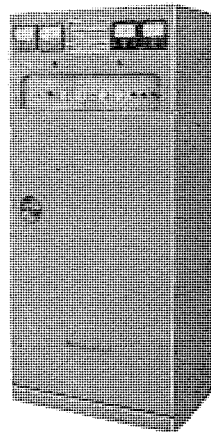
4. 40 kc セパレーションの 150 Mc/FM 無線機

近時無線局開設希望の激増のため郵政省において 150 Mc 帯のチャンネルセパレーションを従来の 80 kc から 40 kc に改正し逐次実施されることとなった。以上当社において開発した 40 kc セパレーション用新機種を紹介する。これは郵政省の要求する規格を満足する高性能機であり、とくに混信対策に注目している。本機は固定架用であるが、送受信部は移動用とも共通である。

ア. 主要性能

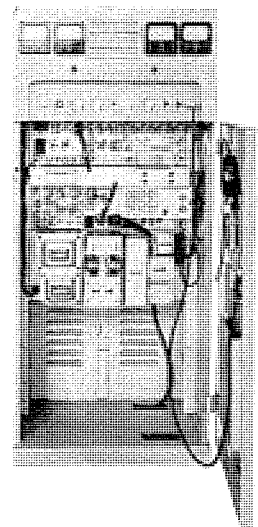
- (1) 周波数 148~162 Mc の間の 1 周波
- (2) 通信方式 プレストーク方式
- (3) 定格 連続使用
- (4) 送信部
 - a. 回路方式 水晶制御位相変調方式
 - b. 定格出力 50, 25, 10 W の 3 種類
 - c. 周波数通倍数 24
 - d. 最大周波数偏移 $\pm 10 \text{ kc}$ ($\pm 15 \text{ kc}$)
 - e. 不正電波輻射
基本波に対し 帯域内 -80 db 以上
(-70 db 以上)
帯域外 -60 db 以上
- f. 占有帯域幅 26 kc (40 kc)
- (5) 受信部
 - a. 回路方式 水晶制御 2 重スーパーヘテロダイン
 - b. 局部発振通倍数 16
 - c. 第 1 中間周波数 5.25 Mc
 - d. 第 2 中間周波数 455 kc
 - e. 選択度 $\pm 25 \text{ kc}$ で -70 db 以上
($\pm 40 \text{ kc}$ で -80 db 以上)
 - f. 感度抑圧効果 $\pm 40 \text{ kc}$ で 80 db 以上
 - g. 相互変調特性 $\pm 40 \text{ kc}$, 80 kc で
 65 db 以上
 - h. 不正周波数受信感度 -80 db 以上

注 () 内の数字は従来のものの性能を示す。



15 図 FS-3A 型
150 Mc/FM 無線機

Fig. 15. Type FS-3A
radio telephone equipment.



16 図 FS-3 型
60 Mc/FM 固定用無線機

Fig. 16. Type FS-3 60Mc/FM
radio telephone equipment.

5. 60 Mc/FM 無線機

本機は従来のものに比較し小形軽量、取扱い容易で性能は一段と向上している。送受信機はおのの同一寸法の標準シャーシに組まれており、固定用にも移動用にも使用することができる。接続箇所は接栓になっており取りはずしがきわめて容易である。

ア. 送受信機主要性能

- a. 周波数範囲 54~65 Mc
- b. 送信出力 固定用 50, 25, 10 W
移動用 25 W
- c. 周波数許容偏差 $\pm 0.003\%$ 以内
($-20^\circ\text{C} \sim +50^\circ\text{C}$ において)
- d. 受信感度 0 db 入力で S/N 20db 以上
- e. 不正周波数感度 -80 db 以下
- f. 低周波出力 歪率 10% 1 W 以上

イ. 使用真空管

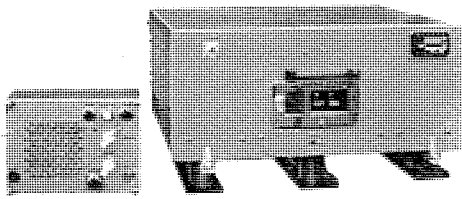
- a. 送信機 6AL5 1 本, 12AX7 1 本,
6AU6 3 本, 6AQ5 1 本, 2E26 1 本,
2B29 1 本
- b. 受信機 6CB6 2 本, 6AU6 6 本,
6AL5 2 本, 6AQ5 1 本, 12AT7 2 本,
12AX7 1 本

ウ. FS-3 型 60 Mc/FM 固定用無線機

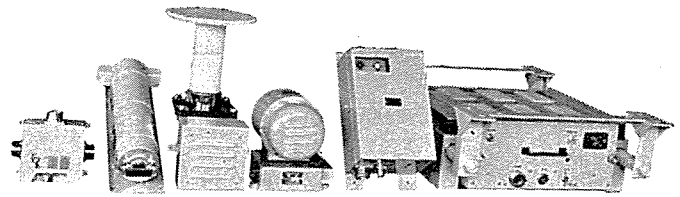
ア. 項の送受信機と交流電源部、操作部とを組込んだ小形固定局装置でとくに修理、点検に便利な構造になっている。外形寸法は高さ 1,150 mm, 幅 520 mm, 奥行 350 mm であり、16 図にその写真を示す。

エ. FM-3 型 60 Mc/FM 移動用無線機

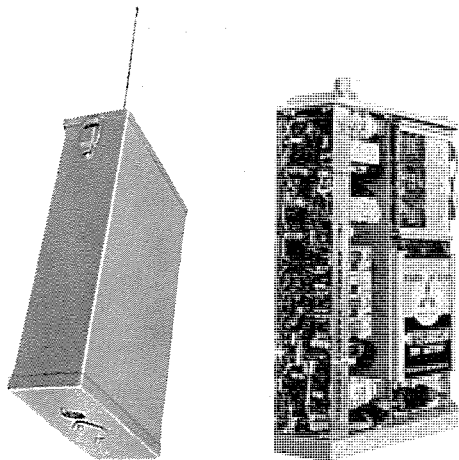
ア. 項の送受信機と直流電源部とを一体に組合せた小形移動局装置であり、外形寸法は高さ 255 mm, 幅 460 mm, 奥行 500 mm で総重量は約 35 kg である。



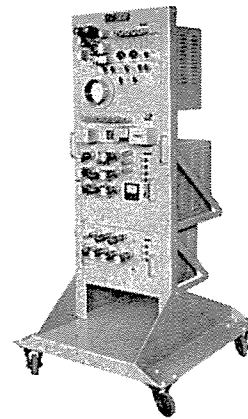
17 図 FM-3 型 60 Mc/FM 移動用無線機
Fig. 17. Type FM-3 60 Mc/FM radio telephone equipment.



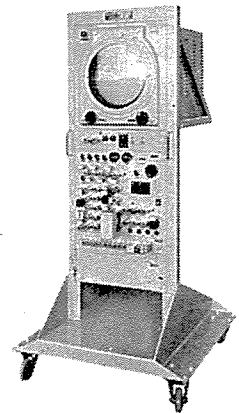
18 図 電気機関車用無線機外観
右より無線機本体、制御器、インバータ、空中線およびスピーカ箱、同軸同調器、制御器切替用切換箱
Fig. 18. 10 W 150 Mc/FM radio telephone equipment for locomotive engine.



外観 Outside view 内部 Interior
19 図 操車用 0.5 W 携帯型 150 Mc/FM 無線機
Fig. 19. 0.5 W 150 Mc/FM portable yard radio.



20 図 ミリ波レーダ指示機 (A スコープ) 外観
Fig. 20. Millimeter wave radar indicator. (scope A)



21 図 ミリ波レーダ指示機 (PPI 外観)
Fig. 21. Millimeter wave radar indicator. (PPI)

本装置には別にスピーカ内蔵型の移動用制御器がついている。17図にその写真を示す。

6. 電気機関車用 150 Mc/FM 無線機

現在東海道線の主要機関車に試用されている同時送受話用の無線機で、別に客車に装備される無線機との間で乗務員同士の連絡を行っている。

機関車への装備状況は、前後部の各運転室にそれぞれ制御器およびスピーカ箱を設け運転士が列車運行のかたわら簡単に無線機を操作できるようになっている。

無線機の電源は A-C 100 V で機関車内の 100 V 直流電源からインバータを使用して供給されている。

無線機本体は取付用枠からクッションゴムによって完全に宙吊りとなっていて、機関車の振動、衝撃に対してとくに安全なように考慮されている。

7. 操車用 0.5 W 携帯型 150 Mc/FM 無線機

とくに操車用として受信中に両手を自由に使用できるように設計された縦型背負式の小形携帯用無線機である。

本体送受信部は WT-2 型 (標準機) 携帯用無線機のものの一部改造して使用し、簡便な背負具と、載頭送受話器および腰部バンドに取付ける制御器とによって、小形軽量、操作簡単な構成になっている。

主要性能

無線機部門の新製品紹介・津村

- | | |
|-----------|----------------------------------|
| (1) 使用周波数 | 150 Mc 帯のうち 1 波 |
| (2) 送信出力 | 最大 0.5 W |
| (3) 通達距離 | 建物密集地区で約 2 km, 見越し距離で約 10 km |
| (4) 電池寿命 | 約 7 時間 |
| (5) 重量 | 本体 4.8 kg (送受話器を含まず) 制御器 0.35 kg |
| (6) 外形寸法 | 幅 210 × 奥行 84 × 高さ 330 mm |

8. ミリ波レーダ

三菱電機は昭和 31 年春、24,000 Mc レーダの一部の試作、実験に成功し、A スコープによりきわめて高分解度の映像を得たが、ミリ波レーダの完成には電氣的、構造的に解決すべき多くの問題がある。欧米において K バンドレーダは主として ASDE (Airport & Surface Detection Equipment) すなわち飛行場における航空機の交通管制に使用されていて、その特長はきわめて短いパルスと細いビームを使用することにより、航空機の形さえも識別できるほどの高分解能を有する点にある。

当社はこれらの研究を強力に推進しつつ、このほど実験用の指示機を完成した。以下試作中のミリ波レーダにつき簡単に紹介する。

ア. 空中線および送信機部

- (1) 構造 反射器は合成樹脂を主体とし、その反

射面に金属の層を設けたもの。歯車装置ケース内にマグネトロン、導波管混合器、前置増幅器などを収納する。

反射器開口寸法は 2,000 mm×500 mm である。

(2) 仕様

- a. 周波数 23,742~24,176 Mc
- b. ビーム幅 水平 0.5°
垂直 2°
- c. 回転数 20 rpm
- d. 偏波 ホーンの交換により水平、垂直および円偏波選択
- e. 空中線利得 約 43 db
- f. 送信管 マグネトロン 3J31
- g. 尖頭出力 10 kW

イ. 変調器

- (1) パルス幅 0.05 μ s
- (2) パルス繰返し周波数 2,000 cps

ウ. 指示機

- (1) 表示方式 PPI (12 in) および
A スコープ (5 in)
- (2) 固定距離目盛 0.5, 1, 5, 10 km
- (3) 可変距離目盛 40 km まで
- (4) 中間周波数 100 Mc
- (5) 中間周波バンド幅 20 Mc
- (6) ビデオ増幅バンド幅 10 Mc
- (7) AFC ダブルピーク検出方式 (特許申請中)

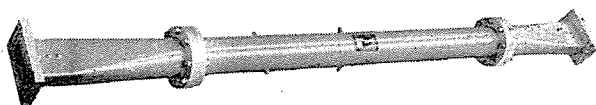
9. 4,000 Mc 帯用広帯域単向管

日本電信電話公社の 4,000 Mc マイクロ波中継回線には当社製のアンテナおよびアンテナ系のマイクロ波部品が使用されているが、この回線のエコー歪を除去してさらに性能を良くするため広帯域単向管を電気通信研究所のご指導の下に完成し、このたび東京-大阪間に使用する 36 台を納入する運びとなった。

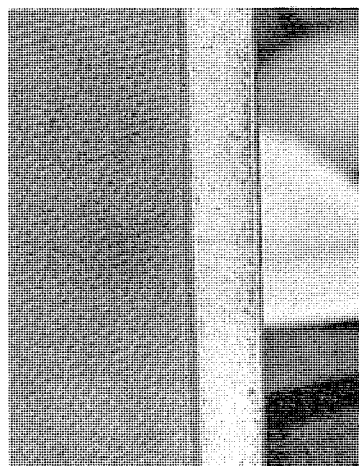
単向管はフェライトの Gyromagnetic effect を巧みに利用したもので 1 方向のみに電波を通し、逆方向には電波を吸収してまったく通さない導波管である。

その性能はつぎのとおりである。

- (1) 周波数 3,640~4,200 Mc
- (2) 挿入損失 1.5 db 以下
- (3) 逆方向減衰 20.0 db 以上
- (4) 電圧定在波率 1.08 以下



22 図 4,000 Mc 帯用広帯域単向管
Fig. 22. Isolator for 4,000 Mc band.



23 図 5,300 Mc 帯
レイドーム
Fig. 23 5,300 Mc
band radome.

10. 5,300 Mc 帯レイドーム

5,300Mc 帯の地上搜索レーダのアンテナを収容するレイドームを製作し、予期していた性能のものを防衛庁へ納入することができた。

レーダアンテナは 4.2 m (幅)×1 m (高) の反射鏡を持ち、これが内径 5.8 m の正 24 面に作られた室内で回転するのであるが、レーダ電波の通る壁面は 1.5 m (高)×0.75 m (幅) のレイドーム板を 21 枚金属枠にはめ込んでいる。

レイドーム板はいわゆるサンドイッチ型で内外面はガラス繊維入りポリエステル板で、中央部に発泡ポリエステルがはいったものである。

実装状態のレーダ電波と等価的に、種々試験した結果、電力損失は 0.15 db 以下であることがわかった。

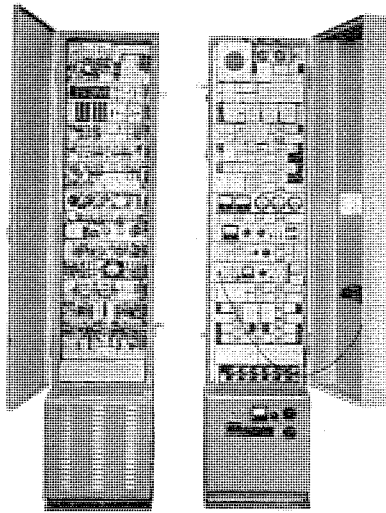
また正面から風速 60 m/sec の風圧を受けた場合、最大応力に対する安全係数は約 4 であって十分風圧にも耐えることがわかった。

11. PC-2 型電力線搬送装置

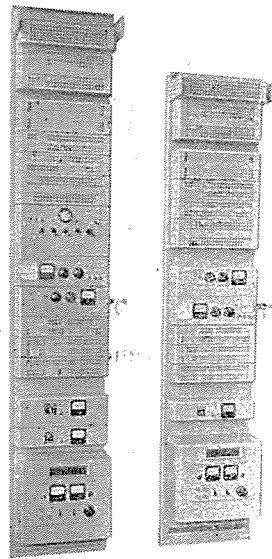
本装置は今般三菱金属鉱業株式会社小又川系 (獅子沢変電所、小又川第4発電所および小又川第1発電所間) 送電線系統保護のために設置された、電力方向比較式搬送保護継電装置に使用する電力線搬送装置であり、常時は同時通話式1通話路搬送電話として使用できるものである。

ア. 概要

一般に搬送保護継電装置は線路に故障のあるごく短時間だけ動作するものであるから、そのために専用の搬送装置を置くことは周波数帯域あるいは結合装置などの点で、小系統の場合には経済的であるとはいえない。したがって保護継電動作に支障のない範囲でこれを他目的で使用頻度の高い電話回線として使用し、装置の利用率を高めることが考えられる。しかしその反面継電装置専用の搬送装置に比して構成の多少複雑化することは避けられない。本装置では保護継電動作の確実なることを第一義として回路構成および使用部品が考慮されており、したがって電話としては回路構成のもっとも簡単な B.S.B



24 図 PC-2 型電力線搬送装置
Fig. 24. Type PC-2 power line carrier equipment.



25 図 PC-3A 型電力線搬送装置
Fig. 25. Type PC-3A power line carrier equipment.

方式搬送電話としてできるだけ構成を簡易化すると共に常時パイロット信号によって回線全体を監視し、継電回線に対しては自動点検装置によって定期的に点検するなど、信頼度の向上についてはとくに注意が払われている。

イ. 仕様概略

- (1) 伝送方式 B.S.B 方式
- (2) 通話路数 電話 1 通話路
ただし線路事故時には、この通話路は搬送保護継電装置 2 回線分となる。
- (3) 送信出力 標準 30 db; 線路故障時 40 db
- (4) 搬送周波数 165 kc, 175 kc
- (5) 信号方式 帯域外 1 周波 16 c/s 呼出方式
- (6) 通話帯域および偏差 300~2,300 c/s にて 5db 以内

- (7) 搬送保護継電器用発振器周波数
1,445 c/s, 1,785 c/s
- (8) 電力方向比較時のビルドアップ時間
5 ms 以下

12. PC-3A 型電力線搬送装置

本装置は当社の HKB-2 型常時位相比較搬送保護継電方式に使用される搬送装置で、同方式に使用される継電器との協調により、高度の信頼性をもって保護区間遮断器の高速保護動作を行うものであり、九州電力株式会社山家、嘉穂変電所に納入された。

ア. 概要

HKB-2 型常時位相比較搬送保護継電方式は、従来から行われていた位相比較方式の適用範囲を拡張して、最大負荷電流以下の故障電流にも応動しうようになっており、3 端子保護区間への適用も可能で短絡および接地故障に対する定限時後備保護能力を持たせることもできる。またこの方式においては搬送

波は抑制信号として利用されているわけで、内部故障時搬送波が相互に伝達されない場合があってもなんら遮断器の保護動作に支障を来すことはない。また常時位相比較方式であるから常時装置の自己監視が可能であるなど種々の特長を有している。

イ. 仕様概略

- (1) 搬送周波数 250 kc 付近を標準とする。
- (2) 送信出力 常時 40 db; 故障時 50 db
- (3) 最低受信レベル +7 db
- (4) 位相比較時の位相弁別特性 受信継電器の動作不動作の限界点は保護区間両端の電流位相差 ± 60 度を標準とする。
- (5) 電力方向比較時のビルドアップ時間 5 ms 以下

短パルス変調器

無線機製作所 吉田武彦*・渡部 優*・若田和明*

A Short Pulse Modulator

Electronics Works Takehiko YOSHIDA・Masaru WATANABE・Kazuaki WAKATA

A very short pulse modulator to be used for a compact, high resolution radar for 24,000 Mc has been built by Mitsubishi to cope with world trend of employing millimeter wave apparatus at airports in foreign countries. To make the unit compact an ordinary hydrogen thyatron is used as a switching tube, and the shortest limit of pulse duration has been studied to find it to be about 0.05 micro seconds. A single radar of A-Scope system assembled with this modulator is found to have a resolving power of about 20 m for the pulse width of 0.07 μ s.

1. ま え が き

近時海外では空港監視用などに、ミリ波高分解能レーダが盛んに実用されている。分解能は方位分解能と距離分解能に分けられるが、高分解能レーダとしては、両方を同様に高くしなければならない。方位分解能は主として空中線のビーム幅により決定され、距離分解能はほとんど送信パルス幅により決定される。送信パルス幅を $\tau \mu$ s とすると、理論上の距離分解能は 150τ m である。今回 24,000 Mc/s 高分解能レーダの試作に先立ち、距離分解能 15 m 以下を目標に、従来レーダ用変調器に用いているパルスライン方式で、パルス幅 0.1 μ s 以下、尖頭出力約 100 kW 変調器の実験を行い、また水素ガス入りサイラトロンを用いたパルスライン方式におけるパルス幅の限界について、実験検討を行った。その結果パルス幅 0.05 μ s がほぼ限界であるが、0.05 μ s までならば従来のパルスライン方式で十分実用になることがわかった。この変調器を用いて組立てた簡単な A-Scope 方式レーダの距離分解能の実測値は、パルス幅 0.07 μ s のとき約 20 m であった。以下にその実験方法および結果について述べる。

2. 変調器の構成とその原理

変調器の構成は 1 図のごとくである。パルス成形回路は高圧電源よりチャージングチョーク、チャージングダイオードを通して、電源電圧の約 2 倍に充電される。マスターオシレータの出力トリガによりサイラトロンはイオン化されて、パルス成形回路の充電電圧は負荷を通して放電し、負荷の両端にはパルス電圧が生ずる。負荷が純抵抗の場合、理想的な矩形パルスをつくるには、パルス成形回路は、特性インピーダンス Z_0 が負荷抵抗 R_L に等しく、伝送時間 δ がパルス幅 τ の半分であるような、一端開放の無損失伝送線路またはこれと等価な回路でなければならない。伝送線路を用いたときの放電回路は、理想的には 2 図のようになる。電流 $i(t)$ の Laplace 変換は、伝送線路の充電電圧を V_0 とすると

$$i(p) = \frac{V_0}{p(R_L + Z_0 \coth p\delta)}$$

$$= \frac{V_0(1 - e^{-2p\delta})}{p(Z_0 + R_L)} \left[1 - \frac{Z_0 - R_L}{Z_0 + R_L} e^{-2p\delta} + \left(\frac{Z_0 - R_L}{Z_0 + R_L} \right)^2 e^{-4p\delta} - \dots \right] \dots \dots (1)$$

$$\therefore i(t) = \frac{V_0}{Z_0 + R_L} \left\{ 1 - U(t - 2\delta) - \frac{Z_0 - R_L}{Z_0 + R_L} [U(t - 2\delta) - U(t - 4\delta)] + \left(\frac{Z_0 - R_L}{Z_0 + R_L} \right)^2 [U(t - 4\delta) - U(t - 6\delta)] \dots \dots \right\} \dots \dots (2)$$

$$\text{ただし } U(\Delta t) = 1 \quad \Delta t > 0$$

$$U(\Delta t) = 0 \quad \Delta t < 0$$

$$\Delta t = (t - n\delta) \quad n = 2, 4, 6, \dots$$

$Z_0 = R_L$ ならば

$$i(t) = \frac{V_0}{2} \{ 1 - U(t - 2\delta) \} \dots \dots (3)$$

ゆえに振幅 $\frac{V_0}{2}$ 、パルス幅 2δ の矩形波となる。 $Z_0 \neq R_L$ のときは正または負の跳返りが現われることになる。

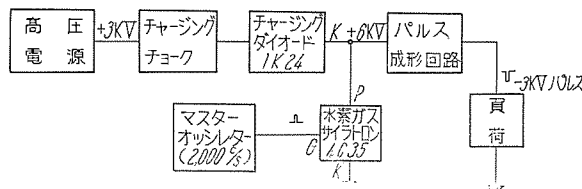
3. 短パルス変調器の諸問題

ア. 充電回路

充電回路のパルス波形に対する影響はない。

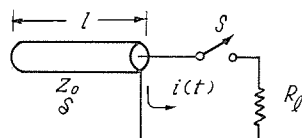
イ. サイラトロン起動トリガ

トリガが加えられてから、サイラトロンが起動し始めるまでの時間的遅れおよびその遅延時間の変動は、トリガ波形によってかなり異なるが、起動トリガそのものはパルス波形には影響しない。というのはトリガ電圧によ



1 図 変調器の構成

Fig. 1. Block diagram of modulator.



2 図 変調器の放電回路

Fig. 2.

Discharging circuit diagram of modulator.

リサイトロン（サイクロトロン）のグリッド電流が流れて、カソード・グリッド領域がイオン化されてから後、イオン化がプレート領域に広がり、プレート電流が流れて定常状態に達するまでの時間は、サイクロトロン自体の構造により決まるからである。

ウ. サイクロトロンのイオン化時間

サイクロトロンのグリッド電流が流れ始めてからイオン化が完了するまでの時間をイオン化時間といっているがこれはパルス波形に影響する。イオン化が完了するまでの間、サイクロトロンの内部抵抗および管内電圧降下は、時間的に変化するからである。

エ. パルス成形回路

2項で述べたように、サイクロトロンの内部抵抗を考えたとき、理想的矩形パルスをうるには、パルス成形回路は、伝送線路またはそれに等価な回路でなければならない。伝送線路として同軸ケーブル RG-8/U (50 Ω) を用いるとすると、伝送時間は実験値で約 1 μs/200 m であり、普通のレーダではケーブルがあまり長くなりすぎるので、構造上 3 図のような擬似伝送線路を用いている。この回路の p -函数インピーダンスを $Z(p, n)$ とすると

$$Z(p, n) = \frac{1}{cp_L} \left[\frac{\sinh(n+1)\theta}{\sinh(n\theta)} - 1 \right] \\ = \frac{1}{cp_L} \left[\cosh \theta + \coth n\theta \sinh \theta - 1 \right] \dots (4)$$

$$\text{ただし } \cosh \theta = 1 + \frac{LC}{2} p^2 = 1 + \frac{L_N C_N}{2n^2} p^2$$

$$\sinh \theta = \frac{\sqrt{L_N C_N}}{n} p \sqrt{1 + \frac{L_N C_N}{4n^2} p^2}$$

$$n\theta = 2n \sinh^{-1} \frac{\sqrt{L_N C_N}}{2n} p$$

n = 回路の素子の数

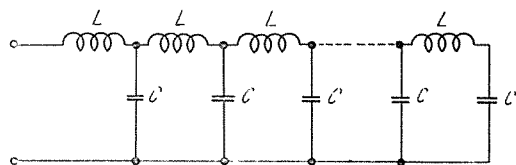
$$L_N = nL$$

$$C_N = nC$$

L_N, C_N 一定で $n \rightarrow \infty$ の場合を考えると

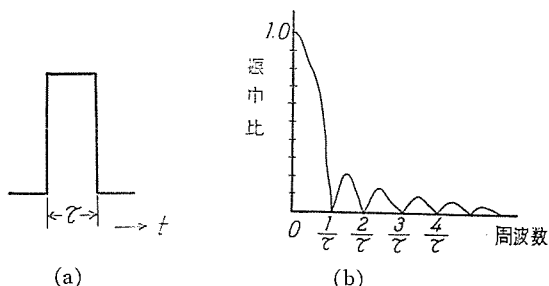
$$\lim_{n \rightarrow \infty} Z(p, n) = \sqrt{\frac{L_N}{C_N}} \coth p \sqrt{L_N C_N} = Z_N \coth p \delta \dots (5)$$

ゆえに素子の数が無限のとき 3 図の回路は伝送線路に



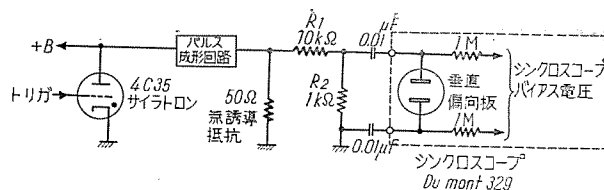
3 図 擬似伝送線路

Fig. 3. Simulating transmission line.



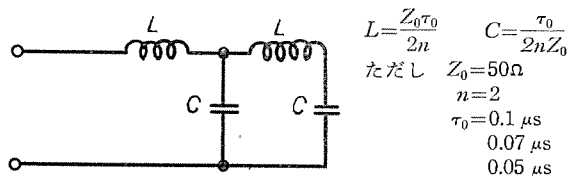
4 図 矩形パルスの周波数スペクトル

Fig. 4. Frequency spectrum for the rectangular pulse.



5 図 測定回路

Fig. 5. Measuring circuit diagram.



6 図 実験に使用したパルス成形回路

Fig. 6. Pulse forming network (simulating network)

等価となる。普通 $n=2 \sim 10$ 位を用いているから、この擬似回路によるパルス波形は、理想的な放電回路においても矩形波と異なる。

オ. 測定回路

普通パルス波形の観測には、シンクロスコープを用いる。4 図 (a) のような矩形パルスの周波数特性は、同図 (b) のごとくであるから、シンクロスコープを垂直増幅器を通して用いるときは、その増幅器の帯域は最低 $\frac{1}{\tau}$ 、普通 $\frac{5}{\tau}$ 程度以上でなければならない。

また測定回路を負荷に接続することによる負荷インピーダンスの変化は、直接パルス波形に影響するから十分注意意味しなければならない。

4. 測定およびその結果検討

ア. 測定方法

測定回路は 5 図に示す。負荷には 50 Ω 無誘導抵抗を用い、この両端の電圧波形をシンクロスコープ (Du Mont 329) で観測した。この Du Mont 329 のビデオ増幅器の帯域幅は 10 Mc/s であるが、今回はパルス幅 0.1 μs, 0.07 μs, 0.05 μs について実験を行ったので、帯域幅不足を考慮して、直接端子で観測を行った。場合帯域幅の概算値は、3 db 低下までが約 80 Mc/s である。パルス成形回路には、6 図のような擬似回路および同軸高周波ケーブル RG-8/U (50 Ω) を用い、おのおのの波形を比較検討した。

負荷の耐電圧およびシンクロスコープの垂直偏向の点より、負荷におけるパルス電圧が約 500 V になるように、+B 電圧を正規動作状態より下げて実験を行った。この電圧を下げたことによる波形の変形については、後に検討する。

イ. 擬似回路による観測波形

パルス成形回路に擬似回路を用いたときのパルス波形は、7 図の実線で示すような波形であった。これを見ると、波形は矩形波より半波正弦波に近い形になっている。この原因は種々考えられる。第 1 に、シンクロスコープの帯域幅であるが、実験は直接端子で行っており、帯

域幅も前述のように 80 M c/s であるから問題にはならない。第 2 は負荷両端の分割抵抗による波形の歪である。シンクロスコープの直接端子の入力容量は最大 5 pF であり、これに配線容量を加えて、浮遊容量 10 pF 程度と考えると、5 図の分割回路の等価回路は 8 図のようになる。負荷における振幅 V_0 の矩形パルスはシンクロスコープ端では、頭

部が $\frac{R_2 V_0}{R_1 + R_2} \left\{ 1 - e^{-\frac{1}{C_s} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) t} \right\}$ 、尾部が $e^{-\frac{1}{C_s} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) t}$ で

表わされる波形となる。しかしこのときの時定数は

$$\frac{C_s}{1/R_1 + 1/R_2}$$

$\approx 0.01 \mu s$ であり、ほとんど問題にならない。また実際に R_1 , R_2 を種々変えて波形を観測した結果でも、 R_1 , R_2 が 100 k Ω 程度以下では、波形の変化はほとんど認められなかった。第 3 には擬似回路は、回路素子数 $n=2$ の場合であり、3. エ. 項に述べたように発生パルスは矩形波とはならないから、この擬似回路のためではないかということである。これに対しては、次項で理想的伝送線路にもっとも近いものとして、高周波ケーブル RG-8/U を用いた場合の結果と比較検討する。

なお 7 図の点線は、パルス成形回路と負荷の間を、約 2 m の同軸ケーブルで接続した場合の波形で、レーダでは、変調器とマグネトロンが、構造上離れた位置にあり、その間を同軸ケーブルで接続することが多いから、レーダ実装状態の波形に近いものである。この程度のケーブルでもパルスは、かなり広がっていることがわかる。

ウ. 同軸高周波ケーブルによる観測波形

パルス成形回路として、同軸ケーブル R-8G/U (50 Ω) を用いたときの波形を 9 図に示す。これを 1. 項の結果と比較すると 1 表のようになり、ほとんど一致している。ゆえに波形の歪は前項で考えたような、擬似回路によるものではない。すると歪の原因として考えられるのは、サイラトロン自体の特性の問題である。つぎにこれについて検討する。

エ. サイラトロンのイオン化時間の問題

サイラトロンのイオン化時間については、すでに 3. イ. 項でものべたが、水素ガス入りサイラトロン 4C 35 のイオン化時間は約 0.05 μs であり、そのイオ

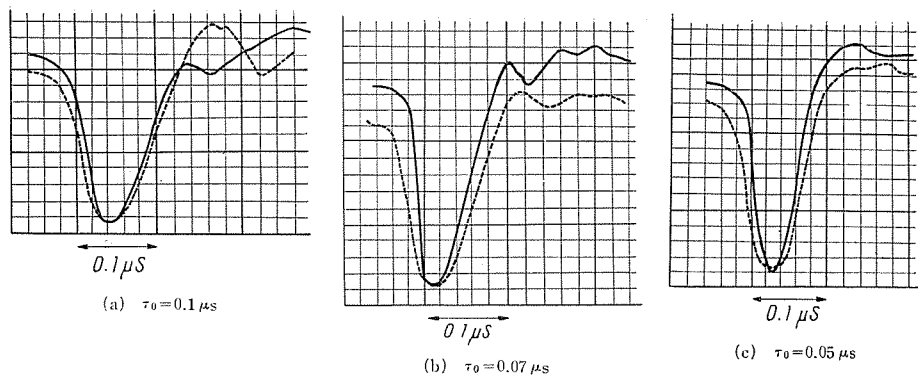


Fig. 7. Voltage pulse shapes obtained with the simulating network.

7 図 擬似回路によるパルス波形

ン化の間、内部抵抗、管内電圧降下は時間の函数である。これについては文献 (1) に述べてあるが、その時間的変化を 10 図に示す。

電圧降下の時間函数を $\{V_0 - V(t)\}$ とすると、このとき負荷を流れる電流は p -函数インピーダンスが $(R_l + Z_0 \coth p\delta)$ なる回路に、 $\{V_0 - [V_0 - V(t)]\} = V(t)$ なる電圧を加えたときの電流である。ただし V_0 はパルス成形回路の初期充電電圧、 Z_0 は特性インピーダンス、 δ は伝送時間、 R_l は負荷抵抗である。 $V(t)$ および $Z_0 = R_l$ なるときの電流 $i(t)$ の Laplace 変換をおのの $V(p)$, $i(p)$ とすると、(1) 式より

$$i(p) = \frac{1}{2Z_0} V(p)(1 - e^{-2p\delta}) \dots\dots\dots (6)$$

$$\therefore i(t) = \frac{1}{2Z_0} \{V(t) - V(t-2\delta) \cdot U(t-2\delta)\} \dots\dots (7)$$

$$\text{ただし } U(t-2\delta) = 1 \quad t > 2\delta \\ = 0 \quad t < 2\delta$$

サイラトロンのイオン化時間を a とすると $V(t)$ は

1 表 パルス成形回路に擬似回路および同軸ケーブルを用いたときのパルス幅の比較 (単位は μs)

τ_0 (μs)	0.1		0.07		0.05	
パルス成形回路	擬似	ケーブル	擬似	ケーブル	擬似	ケーブル
振幅比 $\frac{1}{3}$	0.1	0.1	0.08	0.08	0.07	0.08
振幅比 $\frac{1}{2}$	0.08	0.08	0.06	0.07	0.06	0.07
振幅比 $\frac{1}{\sqrt{2}}$	0.07	0.06	0.05	0.06	0.04	0.04

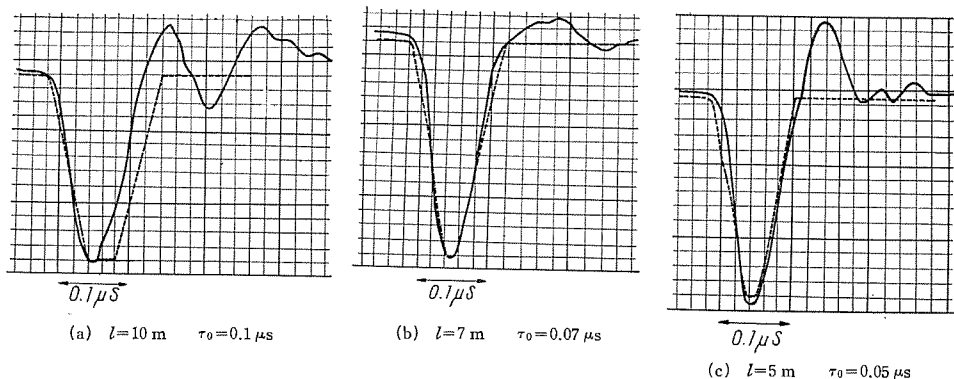
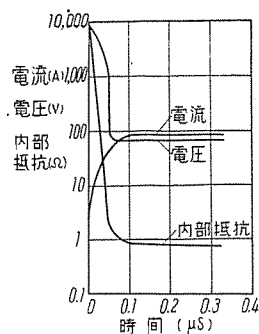


Fig. 9. Voltage pulse shapes obtained with the coaxial cable RG-8/U.

10 図 4C35 の電圧降下、内部抵抗、電流の時間的変化
Fig. 10. Tube drop, current and impedance as a function of time for a 4C35 hydrogen thyatron.



$$\left. \begin{aligned} V(t) &= 0 & t \leq 0 \\ &= V_0 v(t) & 0 < t \leq a \\ &= V_0 \text{一定} & t \geq a \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

ゆえに (7) 式より $i(t)$ は

(1) $2\delta > a$ のとき (すなわちパルス幅 τ_0 がイオン化時間 a より長いとき)

$$\left. \begin{aligned} i(t) &= 0 & t = 0 \\ i(t) &= \frac{V_0}{2Z_0} v(t) & 0 < t \leq a \\ i(t) &= \frac{V_0}{2Z_0} & a \leq t \leq 2\delta \\ i(t) &= \frac{V_0}{2Z_0} \{1 - v(t - 2\delta)\} & 2\delta \leq t \leq 2\delta + a \\ i(t) &= 0 & 2\delta + a \leq t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

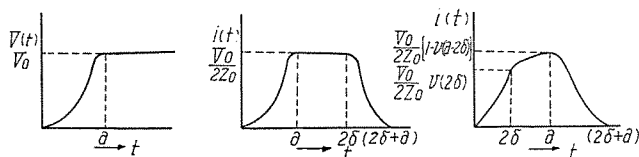
(2) $2\delta < a$ (すなわちパルス幅 τ_0 がイオン化時間 a より短いとき)

$$\left. \begin{aligned} i(t) &= 0 & t = 0 \\ i(t) &= \frac{V_0}{2Z_0} v(t) & 0 < t \leq 2\delta \\ i(t) &= \frac{V_0}{2Z_0} \{v(t) - v(t - 2\delta)\} & 2\delta \leq t \leq a \\ i(t) &= \frac{V_0}{2Z_0} \{1 - v(t - 2\delta)\} & a \leq t \leq 2\delta + a \\ i(t) &= 0 & 2\delta + a \leq t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

これを図示すると 11 図 (b) (c) のようになる。すなわち τ_0 が a より長いときは、一応波形頭部には平坦部分が存在するが、その時間は $(\tau_0 - a)$ であり、基部では $(\tau_0 + a)$ の幅を有する梯形波に近い形となる。 τ_0 が a より短いときは、頭部平坦部は存在せず、半波正弦波に近い形となり、またその波高値も $\frac{V_0}{2Z_0}$ より小さく、サイラトロン内部抵抗による損失が顕著に現われ始め、変調器の能率は急激に減少する。

サイラトロンのイオン化特性を求めるために、12 図 (a) の測定回路で波形を観測したところ (b) 図のごとくであった。

この放電回路に流れる電流 $i(t)$ の Laplace 変換



(a) $V(t)$ (b) $2\delta = \tau_0 > a$ (c) $2\delta = \tau_0 < a$

11 図 イオン化特性を考えたときのパルス波形

Fig. 11. Computed effect of the variable switching tube resistance on the current pulse shape.

$i(p)$ は (8) 式の $V(t)$ を用いて

$$i(p) = \frac{L\{V_0 - [V_0 - V(t)]\}}{R_i + \frac{1}{Cp}} = \frac{V_0}{R_i} \left\{ v(p) - \frac{\alpha v(p)}{p + \alpha} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

ただし $V_0 = C$ の初期充電電圧

$$\alpha = \frac{1}{R_i C}$$

ゆえに $i(t)$ は

$0 \leq t \leq a$ のとき

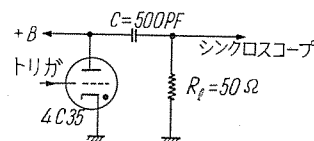
$$i(t) = \frac{V_0}{R_i} \left\{ v(t) - \alpha e^{-\alpha t} \int_0^t v(\xi) e^{\alpha \xi} d\xi \right\}$$

$t \leq a$ のとき

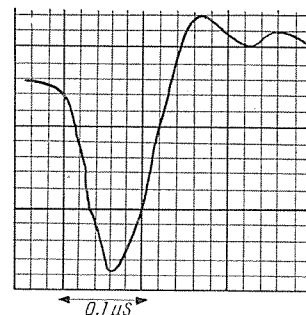
$$\begin{aligned} i(t) &= \frac{V_0}{R_i} e^{-\alpha(t-a)} \left\{ 1 - \alpha e^{-\alpha a} \int_0^a v(\xi) e^{\alpha \xi} d\xi \right\} \\ &= i(a) e^{-\alpha(t-a)} \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

(12) 式より電流の立上りから振幅最大になるまでの時間は、 α に無関係にイオン化時間 a に等しい。

つぎに 13 図 (a) の測定回路で観測したサイラトロンのプレート電圧波形は、イオン化特性を示す。これは 13 図 (b) のようであった。12 図、13 図よりイオン化時間 a は、ほぼ $0.06 \mu s$ であり、(文献 (1) では 4C35 のイオン化時間は $0.045 \mu s$) イオン化特性はほとんど直線的である。この結果より、イオン化時間 a とすると、



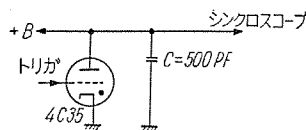
(a) 測定回路



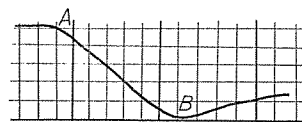
(b) 観測波形

12 図 パルス形成回路にコンデンサを用いたときの負荷電圧波形

Fig. 12. Voltage pulse shape obtained with the capacitance as the pulse forming network.



(a) 測定回路



(b) 観測波形

A→B 曲線はイオン化特性を示す

13 図 サイラトン 4C35 のイオン化特性

Fig. 13. Ionization characteristic for a 4C35 hydrogen thyatron.

(8) 式の $v(t)$ は

$$v(t) = \frac{t}{a} \dots\dots\dots (13)$$

と考えてよい。(9), (10) 式よりパルス電圧
 $v_i(t) = i(t) \cdot R_l$ は

$2\delta > a$ のとき

$$\left. \begin{aligned} 0 \leq t \leq a & \quad v_i(t) = \frac{V_0}{2} \frac{t}{a} \\ a \leq t \leq 2\delta & \quad v_i(t) = \frac{V_0}{2} \\ 2\delta \leq t \leq 2\delta + a & \quad v_i(t) = \frac{V_0}{2} \left\{ 1 - \frac{t - 2\delta}{a} \right\} \\ 2\delta + a \leq t & \quad v_i(t) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

$2\delta < a$ のとき

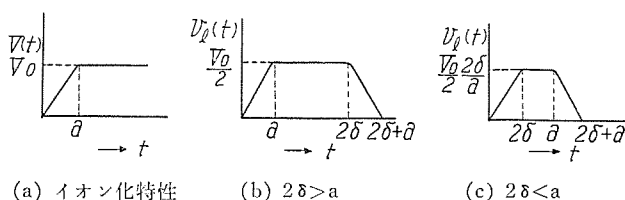
$$\left. \begin{aligned} 0 \leq t \leq 2\delta & \quad v_i(t) = \frac{V_0}{2} \frac{t}{a} \\ 2\delta \leq t \leq a & \quad v_i(t) = \frac{V_0}{2} \frac{2\delta}{a} \\ a \leq t \leq 2\delta + a & \quad v_i(t) = \frac{V_0}{2} \left\{ 1 - \frac{t - 2\delta}{a} \right\} \\ 2\delta + a \leq t & \quad v_i(t) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

これを図示すれば、14 図のようになる。 $a = 0.06 \mu s$ とすると、波形は 9 図 (a), (b), (c) の点線のようになり、観測波形とほぼ一致していることがわかる。ゆえにパルス波形の歪の原因は、ほとんどサイラトロンのイオン化特性と見なしてよい。

オ. その他

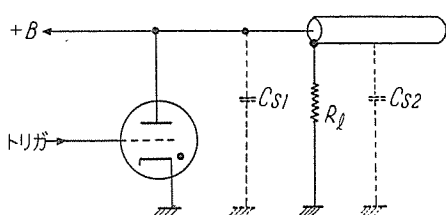
今まで負荷は純抵抗と考えてきたが、これにインダクタンスがある場合、また回路に浮遊容量のある場合、波形の歪の原因となる。この実験に使用した抵抗は、 50Ω 無誘導抵抗でそのインダクタンスは問題にならない。また 15 図のように浮遊容量 C_{s1} , C_{s2} がある場合を考えると、 C_{s1} の充電電圧は、サイラトロンのみを流れ、負荷 R_l には流れないから、波形の立上りには影響しない。またパルスの終りでは、サイラトロンの内部抵抗は非常に小さいから問題ない。

C_{s2} は直接波形に影響する。実験には浮遊容量を少くするよう注意を払ったが、いま C_{s2} を 10 pF とすると



14 図 イオン化特性 $v(t) = \frac{t}{a}$ のときのパルス波形

Fig. 14. Computed effect of the linearly varying ionization characteristics of switching tube on the voltage pulse shape.



15 図 放電回路の浮遊容量

Fig. 15. Stray capacitance of the discharging circuit.

R_l との時定数は $0.0005 \mu s$ であり同じく問題にならない。

つぎに測定上、電圧を下げて実験を行った。しかしイオン化時間は、サイラトロンの幾何的寸法構造により決り定常状態後の管内電圧降下は、そのプレート電流によりほとんど変化しないから(文献(1)参照)、電圧を下げた場合には、変調器としての能率は悪くなるが、波形には変化がない。

5. パルスライン方式変調器のパルス幅の限度

上述のようにパルス波形はサイラトロンのイオン化特性により、決定的な影響を受ける。また変調器尖頭出力をパルス波高値 v_i のみで考えたときの放電回路の能率を η_d とすると、理想的回路では出力は $\frac{(V_0/Z)^2}{R_l}$ であるから、パルス成形回路の損失および定常状態後のサイラトロンプレート損失を無視すれば、14 図より $2\delta > a$ のときは $\eta_d = 100\%$, $2\delta < a$ のときは $\eta_d = \left(\frac{2\delta}{a}\right)^2 \times 100(\%)$ となり、パルス幅がイオン化時間より短くなると能率は急激に減少する。ゆえに波形および能率の点より、パルス幅はほぼイオン化時間に等しい値が限度である。

サイラトン 4C35 を用いるときは、イオン化時間が、 $0.06 \mu s$ であるから、 $\tau_0 = 2\delta = 0.05 \mu s$ のとき $\eta_d = 70\%$ となる。一方波形についても、9 図および 1 表の結果が示すように、 $\tau_0 = 0.05 \mu s$ のときのパルス幅は $\tau_0 = 0.07 \mu s$ のときのパルス幅に比してわずかに頭部付近で短くなっているだけで、 τ_0 には比例していない。ゆえにサイラトン 4C35 によるパルスライン方式のパルス幅の限度は約 $0.05 \mu s$ である。

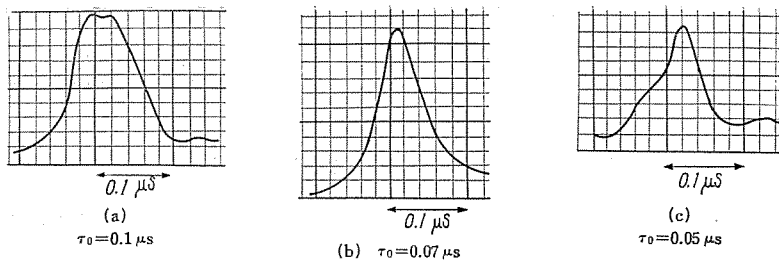
他のサイラトロンの場合も同じくイオン化時間に大体等しいパルス幅が限度である。文献(1)によると、イオン化時間は 3C45 で $0.03 \mu s$, 4C35 で $0.045 \mu s$, 5C22 で $0.07 \mu s$ であり、大電力になるほどイオン化時間は大きくなる。これは大電力になるほど球の寸法が大きくなり、一方イオン化時間はほぼ寸法に比例するからである。ゆえに大電力変調器のパルス幅限界は多少大きくなるが一般的にいて、尖頭出力 10 kW ないし 1 MW 位の変調器のパルス幅の限界は約 $0.05 \mu s$ 程度である。

6. 短パルス変調器によるマグネトロン動作

マグネトロンの電流立上りは普通約 $0.01 \mu s$ 以下であるから、パルス幅 $0.05 \mu s$ 位ではこの点に関してはあまり問題がない。しかしマグネトロンは入力電圧が変動すると、出力電力、周波数共に安定な値で動作しない。ゆえにパルス頭部の平坦、安定な矩形パルスが必要となる。本器のような波形のパルスでマグネトロンが安定に動作するか否か、2J42 (X-Band), 2J55 (X-Band), 3J31 (K-Band) 等につき実験を行ったが、いずれも良

2 表 マグネトロン 3J31 発振パルス幅

τ_0	$0.1 \mu s$	$0.07 \mu s$	$0.05 \mu s$
振幅比 $\frac{1}{3}$	$0.12 \mu s$	$0.1 \mu s$	$0.08 \mu s$
" $\frac{1}{2}$	$0.1 \mu s$	$0.07 \mu s$	$0.05 \mu s$
" $\frac{1}{\sqrt{2}}$	$0.07 \mu s$	$0.05 \mu s$	$0.04 \mu s$



16 図 マグネトロン 3J31 発振パルス波形
Fig. 16. R-F pulse shapes obtained with the 3J31 magnetron.

好な結果を得た。

レーダの距離分解能を決定するのは、送信パルスすなわちマグネトロンの発振パルスである。3J31 を用い、マイクロ波パルスを鉱石検波器 1N26 で検波した後の検波電流波形を 16 図 に示す。パルス幅は 2 表のようになる。これを 1 表の結果と比較すると、パルス幅には大きな変化はないが、基部の広がりが大きくなっており、とくに $\tau_0 = 0.05 \mu s$ では立上りが悪くなっている。変調器出力昇圧およびマグネトロンと変調器のインピーダンス整合のため、パルストランスを用いている。パルストランスの立上り時間を Δ 、パルストランスのリークインダクタンスを L 、浮遊容量を C とすると、 $\Delta \propto \sqrt{LC}$ であるから、 Δ を小さくするには L 、 C の値を小さくしなければならない。この点についての実験検討は後日に譲ることにするが、発振パルス波形の立上りが悪くなっているのは、パルストランスの L 、 C の影響、およびマグネトロン自体の電流立上りによるものと考えられる。

7. 短パルス変調器を用いたレーダの距離分解能

マグネトロン 3J31、および広帯域受信機（中間周波数 160 Mc/s、帯域幅 20 Mc/s）を用いた 24,000 Mc/s A スコープレーダの距離分解能の実測値は $\tau_0 = 0.07 \mu s$ のとき約 20 m であった。A スコープの場合距離分解能は、送信パルス幅によってほとんど決定されているが、なお受信機におけるパルスの広がり等の問題もあり、理論値よりは多少悪くなる。パルス幅が矩形パルスでない場合はさらに悪くなるから 20 m という値は、一応所期の目的を達したといえる。

PPI 方式の場合は、ブラウン管のスポットの大きさにより距離分解能に限度がある。普通レーダの場合のようにブラウン管 12SP7 を用いると、その画面半径は約 150 mm、スポットの大きさは 1 mm 位である。いま測定距離範囲を 1 km とすると、画面上で 1 mm に相当する時間は、 $0.045 \mu s$ であるから、パルス幅をこれより短くしても、スポットが重なり距離分解能は良くならない。すなわちこの場合はパルス幅を $0.05 \mu s$ 以下にすることは意味がない。

8. む す び

以上述べたように水素ガス入りサイラトロンを用いるパルスライン方式変調器では、パルス幅の限度は約 $0.05 \mu s$ であり、またこの程度までならば、レーダとし

て十分実用になることがわかった。

これよりさらに短いパルスの発生は他の方式たとえば真空管変調器によらなければならない。この方式はパルスライン方式に比してパルス波形は良好であり、広範囲のインピーダンス不整合が許され、繰返周波数は高くでき、またパルス幅の変化が低圧部で制御容易であり、時間的変動も少いという利点はあるが、一方能率は悪く、マグネトロンの尖頭電圧以上の高圧電源を必要とし、回路構成は複雑となり、寸法重量も大きくなり、また特殊管が国内にないなどの欠点があり、設計製作は困難である。この方式のパルス幅の限度は約 $0.02 \mu s$ といわれている。実際海外諸国で実用されている空港監視用レーダでも、現在のところパルス幅は $0.02 \mu s$ までのようである。実際にマグネトロンの立上り時間は約 $0.01 \mu s$ であるから、 $0.02 \mu s$ より狭いパルスの発生は困難であると思う。

またパルス幅が $0.05 \mu s$ 以下になると、レーダ総合距離分解能の点に関しては、受信機特性によるパルスの広がりさらに重要な問題となり、分布増幅器などの広帯域受信機および特殊高分解能ブラウン管の使用が必要となり、パルス幅に比例して分解能を上げることは困難となる。海外の高分解能レーダの例をみても、パルス幅 $0.05 \mu s$ 、受信機帯域幅 20 Mc/s のレーダと、パルス幅 $0.02 \mu s$ 、帯域幅 70 Mc/s のレーダでは、そのパターンにはほとんど変化がない。

ゆえにパルス幅限度 $0.05 \mu s$ のパルスライン方式は高分解能レーダの変調器としては十分であると考えられる。

終りに臨み本器設計製作にご指導、ご協力を頂いた関係者諸賢に、深甚なる謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) G.N. Glasoe and J.V. Lebacqz "Pulse Generator" M.I.T. Radiation Laboratory Series Vol. 5, 1948 Part II The Line-type pulser.
- (2) J.E. Woodward and D.R. Kirshner: "Design of ASDE Radar Equipment" Tell-Tech. & Electronic Industries June, 1956 p. 86.
- (3) "Das Decca 8-mm-Radar für Rollfeld-Überwachung" Elektronische Rundschau Nr. 8/1955 (pp. 303, 304 Vorträge)
- (4) "Decca Q Band Radar Equipment" Interavia Feb. 1956.
- (5) 吉田武彦 "A.S.D.E. について" 電気通信学会航空電子機器研究専門委員会資料 昭和 31 年 11 月 24 日

WT-2 型携帯用 VHF/FM 無線機

無線機製作所 佐藤 晋*・上野芳雄***・奥村 徹***

Type WT-2 VHF/FM Portable Radio Telephones

Electronics Works Susumu SATO・Yoshio UENO・Toru OKUMURA

Spectacular is the latest development and diffusion of VHF communication equipment. Demand for small size portable VHF/FM radio equipment is on rapid increase in the sphere of electric power generation, railway transportation, newspaper, broadcasting, harbour works and general business transaction. To cope with this trend Mitsubishi has developed and put on the market type WT-2 portable VHF/FM radio telephones, which have the same excellent performance as other high powered and larger sized unit in spite of only 0.5 W output.

1. ま え が き

超短波無線電話装置の目ざましい発達、普及に伴い従来の固定局 50W, 移動局 25 W (または 10 W) という系列以外に新しい用途として小出力の無線電話装置の利用が急激に増加してきた。

ここに紹介する WT-2 型超短波無線機は出力は 0.5 W の小出力であるが、その他の諸特性は他の出力の大きいものに比較してほぼ同程度のすぐれた性能をもっている。

本機は携帯用として相互に使用する場合には通話範囲も市街地で約 2 km, 見透し地点で約 4 km 程度のものであるが、地上高 30 m 程度の基地局と通話する場合には通話範囲は条件により数十 km 以上となる。とくに携帯用折畳式指向性空中線を併用する場合には一段と良好な通話を行うことができる。

WT-2 型は上記種々の使用条件に合わせてもっとも能率よく経済的に動作させるために種々の電源装置、空中線装置などを付属しており、そのいずれとも簡単に取替使用することができる。

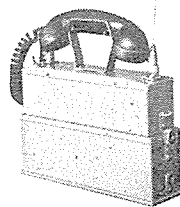
以下に仕様の詳細と、種々の組合せ使用法および実地の通達状況の例について説明する。

2. 仕様および構成

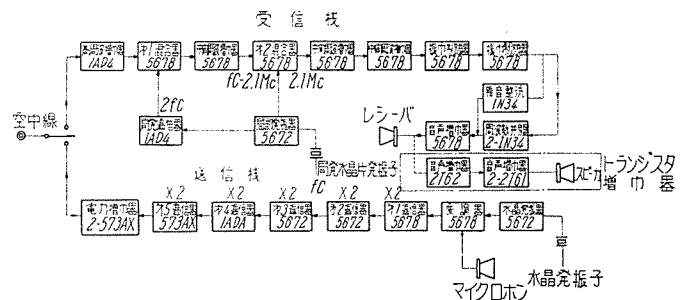
ア. 仕様

使用周波数は 60 Mc 帯, 150 Mc 帯または 160 Mc 帯のいずれか 1 周波数を使用し、本機間はもちろん従来の大型の送受信機と対向して使用できる諸特性をもっている。

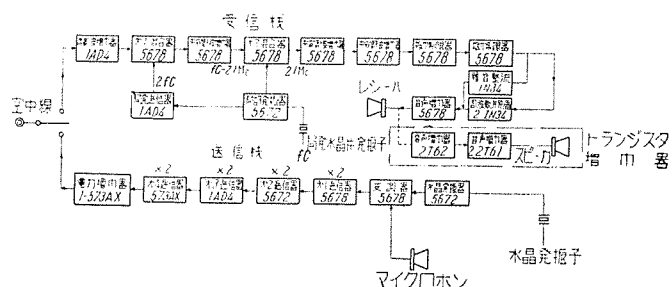
仕様およびブロックダイアグラムは 1, 2 表, 2, 3 図および 4 図のとおりである。



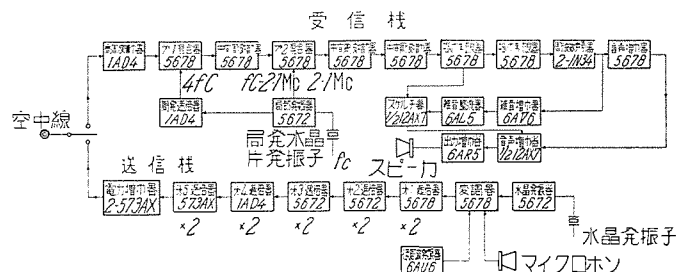
1 図 WT-2 型携帯用無線電話機
Fig. 1. Type WT-2 portable radio telephone.



2 図 148~170 Mc 帯送受信機系統図
Fig. 2. Block diagram of transmitter and receiver (148~170 Mc).



3 図 54~65 Mc 帯送受信機系統図
Fig. 3. Block diagram of transmitter and receiver (54~65 Mc).



4 図 148~170 Mc 帯送受信機系統図
(AC-1 型交流電源使用の場合)
Fig. 4. Block diagram of transmitter and receiver connected with type AC-1 eliminator.

1 表 送 受 信 部 定 格

		150 Mc, 160 Mc 常用	60 Mc 常用
	周波数帯域 使用温度範囲 周波数許容偏差	148~170 Mc の間の1波 -10°C~+40°C ±0.003% 以内	54~65 Mc の間の1波 左と同じ "
送	送信定格出力 変調方式	0.5 W 水晶制御位相変調方式	" "
	周波数通倍数 不正電波輻射 変調周波数範囲 変調周波数特性	32 -40 db 以下 0.3 kc~3 kc 1 kc を基準として 0.3 kc で -10.5±3 db 2 kc で +6±3 db 3 kc で +9.5±3 db	" 16 左と同じ " " " "
信	最大周波数偏移 変調入力レベル 変調入力インピーダンス S/N 比	1 kc 100% 変調に対し ±15kc 70% 変調で -2 ±3 db 40 Ω ±10 Ω 1 kc 100% 変調で 50 db 以上	" " " "
	歪率 動作定格 所要電源	1 kc 70% 変調で -20 db 以下 20秒動作, 40秒停止の連続定格 低圧 1.25 V 1.3 A 高圧 135 V 60 mA 以下	" " 1.25 V 1.1 A 135 V 35 mA 以下
受	回路方式	水晶制御2重スーパーヘテロダイ ン方式	左と同じ
	中間周波数	第1=(水晶周波数-2.1 Mc) 第2=2.1 Mc (受信周波数+2.1 Mc)/5	" "
信	局発水晶周波数 局発水晶通倍数	第1局発 4 第2局発 1	(受信周波数+2.1 Mc)/3 第1局発 2 第2局発 1
	帯域幅 選択度 不正電波受信感度 S/N 比	±17kc で 6db 以内 ±80 kc で 60 db 以上 -50 db 以下 1 kc 周波数偏移 15 kc の被変 調波を受信した時, 空中線端子 入力電圧 0 db で S/N 比 15 db 以上	左と同じ " " " "
部	出力および歪率 所要電源	歪率10% において 2 mW 以上 低圧 1.25 V 0.65 A 高圧 67.5 V 25 mA	左と同じ 1.25 V 0.65 A 67.5 V 25 mA
	寸法 (mm ³)	300×95×75	300×95×75
重量 (kg)		1.9	1.9

〔注〕 寸法は突出部を含まず。

2 表 電 源 部 定 格

	乾電池電源 DD-2 型	乾電池電源 DD-3 型	蓄電池電源 DS-2 型	蓄電池電源 DS-3 型	交 流 電 源 AC-1 型	交 流 電 源 AC-2 型
外 部 供 給 電 源				D-C 6 V または 12 V	A-C 85 ~ 110 V	A-C 100 V
低 圧 用 電 源	単一型乾電池 UM-1 型 1.5 V 12個並列接続	単一型乾電池 UM-1 型 1.5 V 3個並列接続	DS-A 型 蓄 電 池 2 V 8AH 1 個	外部電池電源 直列抵抗により 電圧降下	セレン整流器 使用 1.5 V	セレン整流器 使用 1.5 V
高 圧 用 電 源	積層乾電池 BL-145 67.5 V 3 個	積層乾電池 BL-145B 67.5 V 2 個	DS-B 型 蓄 電 池 64V 0.25AH 2 個	バイブレータ およびセレン 整流器使用	整流管 6X4 使用 増幅器と共用	セレン整流器 使用
受信時 (V)	67.5	67.5	64	67.5	67.5	67.5
送信時 (V)	135	135	128	135	135	135
スケッチ調整器	簡易型	簡易型	簡易型	簡易型	入力 0 db 以下 ~20 db ま で可変	簡易型
出力増幅管					6AR5	
スピーカ出力					0.5W 以上	
寸 法 (mm ³)	310×110×85	310×39×85	310×140×85	310×135×85	311×250 ×286	310×150×95
重 量 (kg)	2.7	1.1	3.9	4	—	—
使用時間 (h)	6~7	2~3	6~7	—	—	—

〔注〕 寸法は突出部を含まず。

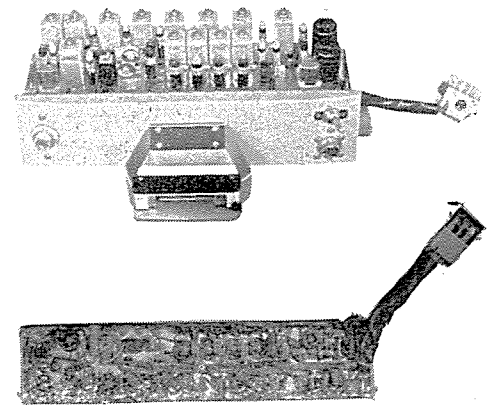
5 図に送受信部の上面および裏面を示す.

イ. 構成

WT-2 型 VHF/FM 無線電話の構成は 下記のとおりである。

- | | | |
|-----|-------|-----|
| (1) | 送受信部 | 1 台 |
| (2) | 電 源 部 | 1 台 |
| (3) | 送受話器 | 1 式 |

WT-2 型攜帶用 VHF/FM 無線機・佐藤・上野・奥村



5 図 送受信部上面および裏面
Fig. 5. Upper and bottom view of transmitter and receiver.

- | | | |
|-----|-----|-----|
| (4) | 空中線 | 1 基 |
| (5) | 携行具 | 1 式 |
| (6) | 付属品 | 1 式 |

注：(1) の送受信部は 2 表のいずれの電源装置ともそのまま組合せて使用できる。

(2) の電源部は後述の使用目的により 2 表の 5 種類の中のいずれか 1 種類または数種類を使用する。

(3) の送受話器は後述の 3 種類の中のいずれか 1 種類を使用する

(4) の空中線は 150, 160 Mc 帯の場合はピアノ線または 3 段引伸式で, 60Mc 帯の場合は携帯用は折畳式ばね鋼板アンテナで, 車載する場合は 3 段引伸機を使用する。

(5) の携行具としては肩掛バンドまたは背負鞆（革製あるいは布製）を使用する

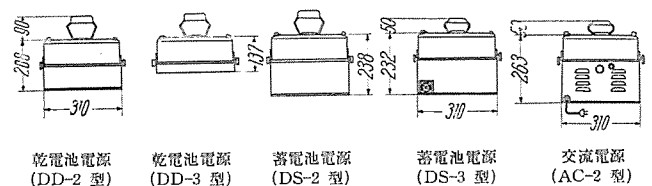
(6) の付属品としては調整用工具の外に
ダミーロード（ランプ式または指示計

式), トランジスタンプ付スピーカボックス, 携帯用折畳式指向性空中線(携帯用収容袋付)などがあり客先の希望により付属する.

6 図に種々の組合せの場合の単位を示す.

ウ、本機の特長

携帯用無線機は小形、軽量であると共に取扱
保守がきわめて容易であることが何よりも必要



6 図 種々の電源装置と組合せた WT-2 型
Fig. 6. Various types of WT-2.

なことである。本機はこれらの点を十分に留意して設計製作されている。

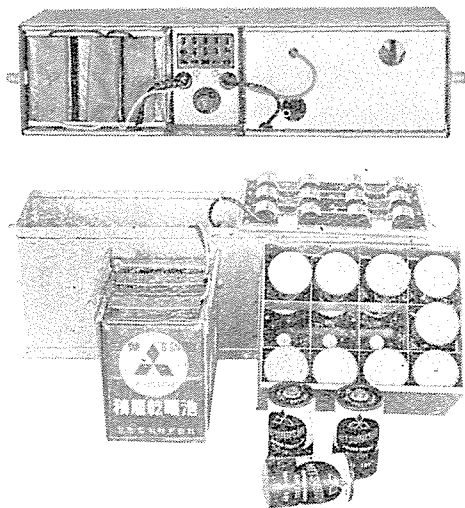
送受信部は大形機と同様1枚のシャーシ上に全部品を配列、接続しさらに送信部を7区分のブロックに色分けして送受信部の配置および動作系列を一目瞭然にわかるようにしている。各ブロックをシャーシ上で直接ハンダ付接続することにより、接栓等を使用するものに比して故障をできるだけ少なくするよう留意されている。

シャーシ裏面は5図のとおりで小形部品を使用すると共に部品数を大幅に減らし配線も整頓して調整および点検を簡単に行えるようにしている。調整および点検に必要な端子は送受信部別々に色分けして下面および側面に取出して便利を図っている。

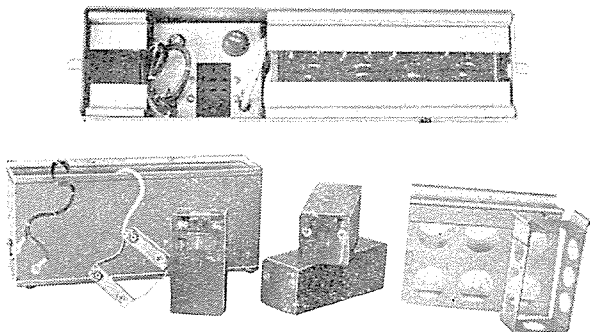
また送受信部シャーシはケースから引出したとき1/4回転するようになっているのでシャーシ上面の調整および真空管の取替は簡単に行うことができる。

なお本機は下記に詳述するように種々の電源、操作具と組合せ使用する場合になんら手を加えずにそのまま組合せうように構造的にも回路的にも総合設計されている。

3. 組 合 せ



7 図 DD-2 型乾電池電源
Fig. 7. Type DD-2 dry battery power unit.



8 図 DS-2 型蓄電池電源
Fig. 8. Type DS-2 storage battery power unit.

ア. 携帯用として使用する場合の組合せ

(1) 電 源

携帯用として使用する場合は乾電池 (DD-2 型) 乾電池電源 (DD-3 型) または蓄電池電源 (DS-2 型) を使用する。

乾電池電源 (DD-2 型) は標準型で低圧用として単一型電池 1.5V 12 個 と、高圧用として積層乾電池 (BL-145) 67.5 V 3 個を使用し連続7時間の使用に耐える。

7 図に DD-2 型の組立図および分解図を示す。

乾電池電源 (DD-3 型) は使用時間の短い場合に便利で非常に小形軽量にできている。低圧用として単一型電池 3 個と高圧用として積層乾電池 (BL-145B) 67.5 V 2 個を使用し、約 2~3 時間の使用に耐える。上記乾電池はいずれもポータブルラジオ用として市販されているから補充も容易である。

蓄電池電源 (DS-2 型) は寸法重量ともやや大きくなるが毎日 7~8 時間も使用するような使用頻度の高い場合に有利である。使用電池は特殊な構造となっているため電池をひっくり返しても液がこぼれることはない。低圧用として DS-A 型 2V, 8 AH 蓄電池 1 個、高圧用として DS-B 型 64 V, 0.25 AH 蓄電池 2 個を使用する。高圧蓄電池は素子電池が小さく液量も少ないため長期間の放置はできないが保守をよくすれば 50 回程度の充放電ができる。

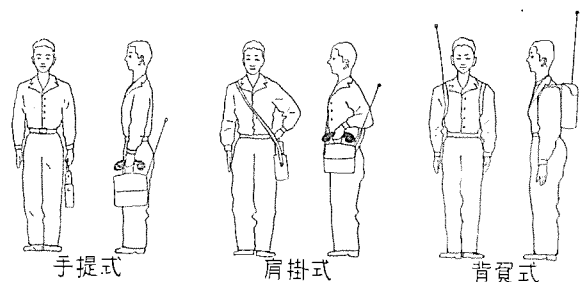
8 図に DS-2 型の組立図および分解図を示す。

(2) 携行具

携行具としては手提式、肩掛式、背負式のいずれの方法でも携行できるようになっており客先希望によりそれぞれ携行具を添付するようにしている。携行方法は 9 図のとおりである。

(3) 操 作

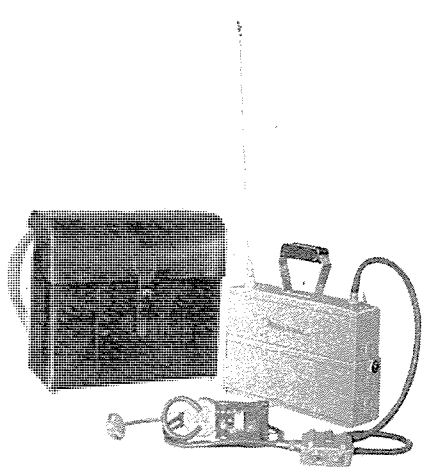
この無線機の操作はとくに簡便であり、電源スイッチ



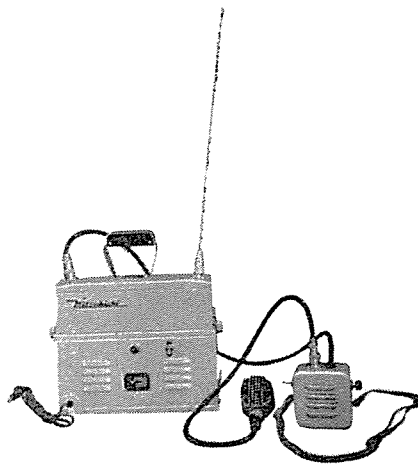
9 図 携帯方法の3例
Fig. 9. Three examples of carrying the portable telephone.



10 図 種々の操作方法
Fig. 10. Various methods of control.



11 図 腰バンド操作器とマイク、レシーバ
Fig. 11. Control with microphone and ear-phone.



12 図 ハンドマイクと増幅器内蔵のスピーカ
Fig. 12. Hand-microphone and speaker box with amplifier.

を入れるだけで受話器にて適当な音量で受信することができる。送信する場合には押ボタンを押して送話する。スケルチ調整器も半固定式となっており、電源部に組込んで、受信時信号電波のない場合に雑音を適当に抑圧する。操作は上記のとおりであるから電源スイッチ、送信用押ボタンスイッチ、送話器および受話器があればすべての操作ができる。また下記のとおり種々の組合せにより使用条件に適した操作具を選ぶことができる。

a. 4 号送受話器による場合

手提式、肩掛式で携行し、短時間の運用の場合に 4 号押ボタン付送受話器を使用するのがもっとも簡単で、電源の接断は送受信機本体上部に取付けた電源スイッチで行い、送受話器の押ボタンを押して送信する。

b. 両耳受話器およびハンドマイクによる場合

肩掛式、背負式で携行し、待受受信中には両手をあける必要のある場合にはこの組合せによる。押ボタン付ハンドマイクは小形であるから受信中には上衣のポケットにさし入れておく。送信する場合にはハンドマイクの押ボタンを押して行う。

c. 腰バンド操作器の場合

電源スイッチ、送信用押ボタンスイッチを小さな操作器に収め腰バンドに引掛けて操作を行う方式で、受信中には両手を、送信中には片手をつねにあげておくことができるので高所作業などに背負式で携行する場合に非常に有利である。受信器は片耳式受話器で防水型の送話器はつねに口の前にあるように調整して装備することができる。

11 図に腰バンド操作器と組合せた無線機を示す。

d. 待受用スピーカ（トランジスタ増幅器つき）

通常携帯用無線機の出力は受話器で利用できる程度の出力であるため、待受受信の際にはつねに受話器を耳にあてていなければならないという不便がある。この不便を除くためにトランジスタ 3 個を内蔵した小形スピーカを外付してスピーカで受信することもできる。移動しな

がら使用する場合にはこのスピーカは腰または首から下げることができる。

12 図にスピーカ付操作器を示す。

(4) 携帯用折畳式指向性空中線

携帯用無線機を前記携行方法で歩きながら使用する場合には空中線の高さが低いために必然的にサービスエリアは大して広くも望み得ないが、工事現場などで短時間でも移動せずに使用するには下記の携帯用折畳式指向性空中線を使用して、サービスエリアを格段に広げることができる。

携帯用折畳式指向性空中線は 3 方ステーにより最高 5 m に建柱できる 3 素子または 4 素子八木空中線で常時は折畳んで収容袋に格納しておき、必要な場合には約 2~3 分で建てることのできる。

組立の場合にもねじ回しやペンチを使用する必要はなく、工具類を一切使用せずに誰にでも間違いなく建設できるように設計されている。

13 図は 150 Mc 帯用 4 素子八木空中線を示す（支柱は約 3 m の場合を示す）

イ. 移動用として使用する場合の例

この無線機は元来携帯用として開発された機種であるが、自動車または船舶に装備して近距離を行動範囲とする移動無線局として使用することができる。この場合電源としては自動車の 6 V または 12 V 蓄電池を使用する。

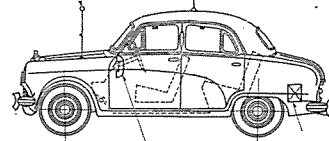
14 図に移動局に設置する場合の例を示す。

構成は送受信機本体（パイブレータ電源つき）を自動車の荷物入れまたは適当な場所に設置し、空中線は 150 Mc の場合は自動車の屋上に、60 Mc の場合は自動車前部または後部に取付け、75 Ω の高周波同軸ケーブルで無線機



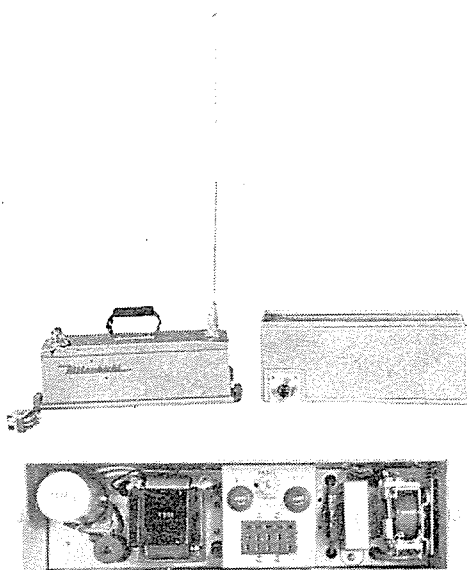
13 図 4 素子八木空中線
Fig. 13. 4-element Yagi antenna.

空中線(60Mc の場合) 空中線(150Mc の場合)



14 図 自動車に装備した一例

Fig. 14. Example of mounting on automobile.



15 図 DS-3 型 電源
Fig. 15. Type DS-3 power unit.

本体に接続する。送受信部の空中線取付部は上記同軸ケーブルにも合致するように構成されている。制御器としては送受信器および電源スイッチを取付けるだけでよく制御器の必要はない。必要により上記トランジスタ増幅器付スピーカを使用できることはもちろんである。パイプ電源付送受信機の外形構造は 15 図のとおりである。

ウ. 基地局（または固定局）として使用する場合は近距離連絡などのために 0.5W 無線機を基地局または固定局として使用することもできる。この場合電源としては A-C 100 V 50/60 c/s を使用する。下記に紹介する交流電源装置は WT-2 型送受信装置と組合せて使用する電源装置で、固定局として使用する以外に保守点検時に乾電池または蓄電池電源のかわりに使用できることはもちろんである。

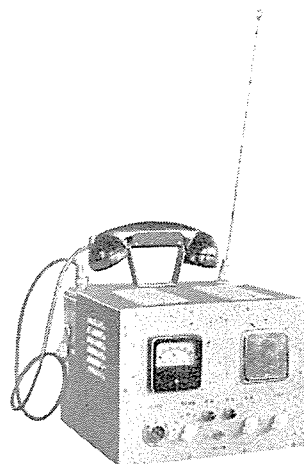
(1) AC-2 型交流電源装置（簡易型）

もっとも簡単な交流電源装置で低圧、高圧共にセレン

3 表 市街地の通達状況 (150 Mc 帯, 携帯無線機相互)

無線機位置	距離 (km)	携行状況	Merit	備 考
A ₁ —B ₁	1	携帯地上高 1m	M ₅	
A ₂ —B ₁	1.5	"	M ₅	
A ₃ —B ₁	1.5	"	M ₅	
A ₄ —B ₁ —B ₂	1.5—1.8	"	M ₃ —M ₄	A の位置を $\lambda/2$ 程度動かすと感度が変化する
A ₅ —B ₃	2	"	M ₄	B ₁ →B ₂ へ移動
A ₆ —B ₃	2	"	M ₃	地上高 0.5 m にすると M ₂
A ₇ —B ₃	約 2	"	M ₃	
A ₇ —B ₃ —B ₄	約 1.8—1.5	A 地上に置く	M ₃	A 地上に置く。B ₃ →B ₄ 移動
A ₇ —B ₄ —B ₅	約 1.5	"	M ₁	同上。B ₄ →B ₅ 移動
A ₈ —B ₆	約 1.2	携帯地上高 1m	M ₃ —M ₄	B が 5 階建ビルの 1 階内部に入ると M ₁ 同ビルの奥側移動中 M ₂ —M ₁

(注) Merit M₁ 搬送波は受信できるが、通話の内容はわからない。
 " M₂ 雑音が多く、通話内容がとぎれとぎれである。
 " M₃ かなり雑音があるが、通話は十分可能。
 " M₄ 若干雑音はあるが、問題なく通話ができる。
 " M₅ 全く雑音なく、きわめて明瞭に通話ができる。



16 図 AC-1 型交流電源と組合せた送受信部
Fig. 16. Transmitter and receiver mounted on type AC-1 eliminator.

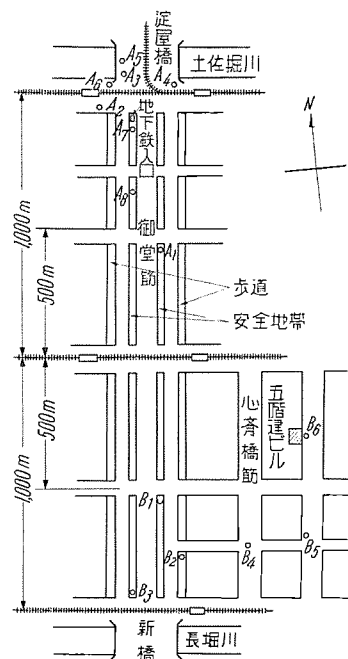
整流器で整流して送受信部に供給し、電池電源のかわりをするもので、スケルチ装置は電池電源の場合と同じ簡易型である。交流入力を接断する電源スイッチを電源部に内蔵して電源の投入をパイロットランプにより表示する。

12 図は送受信部と組合せた場合を示す。

(2) AC-1 型交流電源装置

基地局または固定局として携帯用無線機を使用する場合の本格的な制御装置付電源装置で、下記の操作ができる。

1. 電源の接断および電源電圧の調整 (85~110 V)
2. 電源電圧の監視
3. 送受信動作のランプによる表示
4. スピーカによる受信
5. 音量およびスケルチ調整
6. プレストーク方式による送信



17 図 御堂筋付近ビル街平面図
Fig. 17. A map of part of Osaka.

4 表 山岳地帯の通達状況 (60 Mc 帯, 対基地局間)

無線機位置	距離 (km)	Merit	備 考
①	7.4	M ₅	
②	11.6	M ₅	
③	12.2	M ₃ ~4	場所により感度が変化する。
④	13.4	M ₅	峠付近。峠を降りると急激に低下。
⑤	16	0~M ₁	峠を下り岡谷市に入るとほとんど不感
⑥	11	M ₅	
⑦	16	M ₅	
⑧	16.5	M ₂ ~3	町に入ると不感地帯もある。
⑨	25.4	M ₃	
⑩	26.7	M ₅	峠付近。峠を降りると急激に低下 峠以遠不感。

(注) 1. 基地局 送信出力 50 W 空中線 ブラウン型
空中線地上高 30 m 地図上黒点位置。
2. Merit は 3 表 (注) のとおりで、基地局受信状況を示す。
移動局受信は、基地局受信 M₂~M₃ の場合で M₄~M₅ 程度である。

7. 呼出用 1 kc 信号音の送り出し

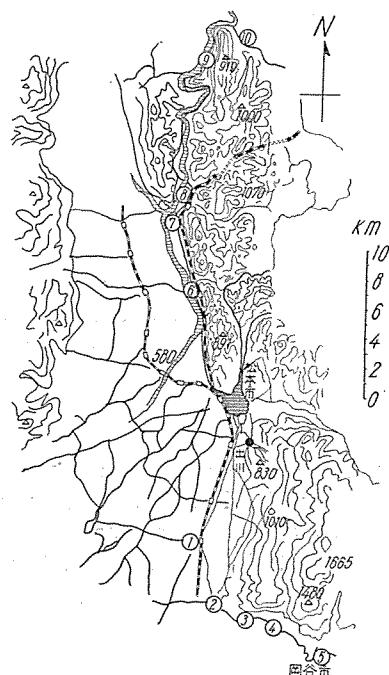
送受信部の低圧電源はセレン整流器により整流し、高圧電源は交流電源内蔵の増幅装置と共用で整流管 6X4 により整流している。スケルチ回路は雑音出力とリミッタ格子電流を組合せてとくに高感度で働くように設計されている。この装置の空中線は携帯無線機用のホイップ空中線を使用することもできるが、同軸ケーブルにより高所に取付けた無指向性空中線または指向性空中線と接続して、より高能率に働かせることもできる。

16 図は AC-1 型交流電源と組合せた場合を示す。

4. 携帯無線の通達状況

150Mc 帯における携帯無線機相互の市街地 (ビル街) の通達状況の一例を 3 表および 17 図に、60 Mc 帯における基地局 (50 W) 対携帯無線機間の山岳地帯の通達状況の一例を 4 表および 18 図に示す。

基地局を相手とした場合、相互の空中線が完全に見透しうるような位置では 30 km 程度までは十分通話可能



18 図 松本附近平面図

Fig. 18. Vicinity of Matsumoto-city.

であり、地形および建物、遮蔽物などの影響を考慮して適切な運用方法によれば相当広範囲の距離の間で通信連絡を行うことができる。

5. む す び

以上紹介した WT-2 型はその用途、目的に応じ種々の電源装置、操作装置と組合せることにより、携帯用無線電話機として申分ない威力を発揮し、さらに広範囲に有効に利用されんことを期待する次第である。

4,000 Mc 帯 広 帯 域 単 向 管

日本電信電話公社電気通信研究所 河津祐元・松丸 勝・石井秀男
研究所 喜連川 隆* 無線機製作所 中原昭次郎**・立川清兵衛**

4,000 Mc Broad Band Isolators

Electric Communication Laboratory of the Japan
Telegraph and Telephone Public Corporation
Engineering Laboratory
Electronics Works

Sukemoto KAWAZU
Katsu MATSUMARU・Hideo ISHII
Takashi KITSUREGAWA
Shojiro NAKAHARA・Seibei TACHIKAWA

Studies on the electronic engineering in the microwave region of ferrite have been actively going on in the last few years, which has brought a number of reversible and non-reversible circuits, which were considered difficult in the conventional transmission system, into practice. An isolator of Faraday rotation type has been developed in the Mitsubishi Electronics Works as a result of cooperative study with the research laboratories. This isolator is such an excellent product that its forward insertion loss is below 1.5 db, backward attenuation above 19 db, input voltage standing wave ratio of both terminals below 1.08 over the range of 3,640~4,180 Mc.

1. ま え が き

数年前よりフェライトのマイクロ波領域における電子工学的な研究が盛んになり、とくに Kittel⁽¹⁾ および Polder⁽²⁾ 等がフェライト結晶内の電子作用を古典的模型を用いて解析して以来、導波管その他マイクロ波伝送系と組み合わせることによって、単一方向伝送導波管、循環回路、移相器など従来の伝送系においては困難であった種々の可逆的および非可逆的回路が実用化されるに至った。

電気通信研究所においてもかかる情勢に着目し、数年前から広帯域中継回線の性能向上を図るのにもっとも必要な単一方向伝送導波管すなわち単向管の実用化に着手した⁽³⁾。また三菱電機大船工場は OP マグネット、IF トランスコア、テレビ用フライバックトランスコア等に輝かしい歴史と新しい技術とを持っていたので、⁽⁴⁾ 三菱電機研究所と共にマイクロ波用フェライトの研究を続け、これをもっとも原理的な形で応用した単向管を無線機製作所で開発した。⁽⁵⁾⁽⁶⁾

偏波面回転型単向管はフェライトの Gyromagnetic effect をその基礎的な形で利用したものであって、1 方向のみに電波を通し逆方向には電波を吸収除去してまったく通さない導波管回路である。

マイクロ波の測定に当って負荷の変動による発振器の不安定を避けるため、あるいは超高周波増幅器による増幅の際の反結合による発振を防止する等に緩衝減衰器の代わりに簡易単向管を用いれば電力損失を伴わないで非常に都合が良い。

また、レーダやマイクロ波通信装置において、long line effect に伴う発振器の不安定を除去する場合においても単向管は非常に有効である。

単向管のうちとくに高級なものは、ここに述べるような広帯域中継方式用単向管であって、マイクロ波超多重通信装置においてエコー歪による通信の質の低下を防ぐために、空中線に至る給電導波管中の長い区間を電波が 1 往復半以上通らぬように反射波を除去するもので、広い周波数範囲にわたって入力電圧定在波比および順方向挿入損失が小さくしかも逆方向減衰の大きなことが必要である。昨年 5 月に日本電信電話公社の東京大阪間超多重電話およびテレビジョン中継 4,000 Mc 回線に試作品 4 台を試験的に挿入して、好成績を得たので、最近これをさらに改良したものを 36 台製作した。

以下その原理と構造および性能等について記す。

2. フェライトのファラデ効果

負荷よりの反射波を除去し、負荷の電源に対する影響を無くするために用いる単向管には、偏波面回転型、電界変位型および共鳴吸収型があるが、ここに述べるものは回転型単向管と称せられるもので、フェライトのファラデ効果を利用したものである。

一様に磁化され飽和状態にあるフェライト結晶内の電子スピンによる磁気能率 M は、外部印加直流磁界 H_a と方向が一致しているものとし、スピンの軸が直流磁界の方向から偏心せしめられたときにはスピンの軸は元に戻らないで直流磁界 H_a の方向を軸として歳差運動をすると考える。すなわちフェライトの磁性に与かる電子を磁性コマと見なす古典的模型を用いて、一様に磁化されたフェライトの透磁率を直線偏波に対してテンソルで表わし、フェライトのマイクロ波特性の解析を容易にしたのが Polder である。

一定直流磁界 H_a が直交座標の z 方向に加えられているとき、 H_a と比べて十分小さな交番磁界 h が無限大の

フェライトに作用すると合成交番磁束密度 \mathbf{b} は⁽⁷⁾,

$$\begin{aligned} b_x &= \mu h_x - j\kappa h_y \\ b_y &= j\kappa h_x + \mu h_y \\ b_z &= \mu_0 h_z \end{aligned}$$

となる。ここに

$$\begin{aligned} \mu &= \mu' - j\mu'' \\ \kappa &= \kappa' - j\kappa'' \\ \mu_0 &= \text{真空中の透磁率} \end{aligned}$$

であって、 μ および κ は外部直流磁界、周波数、フェライトの磁化その他物理常数の函数である。

このように磁化されたフェライトは直線偏波に対してはテンソル透磁率を有する。ところが外部直流磁界方向すなわち z 軸方向に向って右旋する円偏波すなわち正の円偏波

$$h_y = -jh_x$$

に対しては、 \mathbf{h} と \mathbf{b} との関係は

$$\begin{aligned} b_x &= (\mu - \kappa) h_x \\ b_y &= -j(\mu - \kappa) h_x \end{aligned}$$

となり、 \mathbf{h} と \mathbf{b} とは同じ方向へ回転し、フェライトの透磁率はスカラー量 $(\mu - \kappa)$ となる。外部直流磁界の方向すなわち z 軸方向に向って左旋する円偏波すなわち負の円偏波

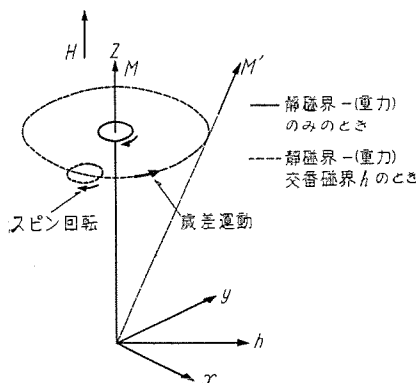
$$h_y = jh_x$$

に対しても、 \mathbf{h} と \mathbf{b} との関係は

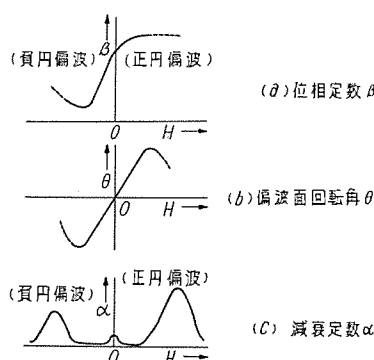
$$\begin{aligned} b_x &= (\mu + \kappa) h_x \\ b_y &= j(\mu + \kappa) h_x \end{aligned}$$

となり、 \mathbf{h} と \mathbf{b} とは同じ方向に回転し、フェライトの透磁率はスカラー量 $(\mu + \kappa)$ となる。なお正あるいは負の円偏波と称するのは外部直流磁界についてであって、電波進行方向に関していうときには、右旋および左旋円偏波という。したがって直流磁界の向きと電波進行方向の向きとが一致しているときには右旋円偏波は正の円偏波と同じものになる。

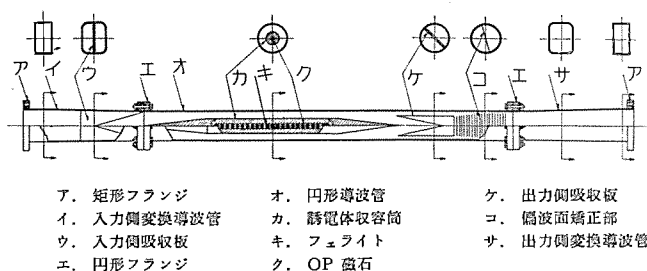
正負の円偏波に対する伝播定数 Γ_+ および Γ_- は



1 図 交番外力を加えたコマの歳差運動
Fig. 1. Precessional motion of a gyroscopic top in the alternating applied force.



2 図 軸方向印加直流磁界 (H) による位相定数 (β)、ファラデー回転 (θ) および減衰定数 (α) の変化
Fig. 2. Phase constant (β) Faraday rotation (θ) and attenuation constant (α) versus applied axial magnetic field (H).



3 図 単向管の構造

Fig. 3. Construction of isolator.

$$\Gamma_+ = \alpha_+ + j\beta_+ = \frac{j\omega}{C} \sqrt{\epsilon(\mu - \kappa)}$$

$$\Gamma_- = \alpha_- + j\beta_- = \frac{j\omega}{C} \sqrt{\epsilon(\mu + \kappa)}$$

α_{\pm} = 正負円偏波に対する伝播減衰定数

β_{\pm} = 正負円偏波に対する伝播位相定数

ϵ = フェライトの複素誘電率

$C = 3 \times 10^{10}$ cm/sec

ω = 交番電磁界の角周波数

となる。直線偏波が磁化された強磁性物質中に入射されると、2つの円偏波成分がこのように相異なる速度で進むので、それから出てくるときには偏波面が入射波の偏波面に対して回転した直線偏波となり、その偏波面回転角は

$$\theta = \frac{l}{2} (\beta_- - \beta_+)$$

l = 強磁性体中の路長

で与えられる。これが強磁性体のファラデー効果と呼ばれる現象であるが、正負両円偏波の減衰定数 α_+ , α_- が相等しくないときには出てくる波は直線偏波ではなく楕円偏波となる。

実際に基本姿態の波を伝送する円形導波管内にフェライトを挿入して管軸方向に磁化し、正負円偏波の伝播特性を測定すると2図のようになる。2図(a)は位相定数 β で、位相定数の差による単位長の偏波面回転角が2図(b)であって、2図(c)は減衰定数である。

3. 単向管の原理と構造

ファラデー効果を利用した偏波面回転型単向管の構造を3図に示す。フェライトの左端より入射した波がファラデー効果により、フェライトの右端に出たときに偏波面が磁界の向きに右旋りに45度回っているものとする。そうすると右端から入射した波が左端に出たときには、磁界の向きにさらに45度偏波面が回転するので、その偏波面は左端から入射する波の偏波面と90度を成すことになる。それで、フェライトの左側に入射電界に垂直に入力側吸収板を挿入しておくと、左側からはいる波は無事右側へ通過するが、

右側からはいった波はこの入力側吸収板によって完全に吸収除去されてしまっており、左側の出入口から出て行かない。偏波面回転型単向管はこのような原理によって、1つの方向に進む電波のみを伝送し、逆方向に進む電波を吸収除去するものである。

ファラデ効果は強磁性体内部の磁性コマの磁気能率あるいは媒質の磁化と直流磁界および交番磁界との相互作用の結果であるから、フェライト内部の交番磁界が強いほどその効果が著しくなるのは当然である⁽⁸⁾。したがって円形導波管のインピーダンスを下げて、交番磁界を強く電界を弱くした方がよい。すなわち3図のフェライトを保持する誘電体收容筒は誘電率が高く、誘電体損失の少ないものが好ましい。よってポリスチロールはもっとも適したものの1つであるが、この単向管はアンテナ給電導波管路中に挿入するので往々にして屋外に設置されることがあるため、耐久性の点から一塩化三弗化ポリエチレンを用いている。これはポリスチロールよりも誘電率も低く誘電体損失もやや大きいので、その不利を補うためにきわめてすぐれた性能のフェライトを用いている。

フェライトに管軸方向に直流磁界を加えるべき磁石は円形導波管の外側に設けると重量体積共に大きくなって困るので、これもフェライトのOPマグネットをフェライトと交互に並べて直流磁界を印加している。このOPマグネットの中に交番電磁界が侵入すると順方向伝送電力損失が大きくなるので表面を銀メッキして内部に電波が侵入しないようにしてある。

円形導波管中に挿入したフェライトのファラデ効果は本質的に周波数特性をもっているもので、使用周波数帯の中心において偏波面が45度回転するようにしておくと、高い周波数においては偏波面は45度以上回転し、低周波における回転角は45度に達しない。偏波面回転角の45度からの偏差を $\Delta\theta$ とすると、順方向に電波を入射させたときには $\cos^2(\Delta\theta)$ が透過し、 $\sin^2(\Delta\theta)$ が反射波として左方の口に戻ってくるので、順方向の入力電圧定在波比が悪くなる。それでこれを吸収除去し順方向入力電圧定在波比の増大を防ぐためにフェライトの右側にもう1つの出力側吸収板を設けてある。

出力側吸収板の右側の偏波面矯正部は右右の出入口の矩形導波管の各辺を平行にするために設けてある一種の振り導波管である。

矩形円形変換導波管、抵抗吸収板、誘電体收容筒などはすべて反射を少なくするためにテーパをつけてあるので全体の軸長がかなり長い、さきに報告した小形単向管⁽⁹⁾においてはすべてのテーパを無くしかつ、矩形円形変換インピーダンス変成器と偏波面矯正振り導波管とを一体にしてあるので管軸長はこの広帯域単向管のほぼ1/3程度になる。

4. フェライトの特性と単向管の性能

単向管の電気的必要条件は使用周波数範囲にわたって

順方向挿入損失が少く、逆方向減衰の大きいことと両方向からの入力電圧定在波比の小さなことが第一で、温度特性の良いことも必要である。

順方向挿入損失を少なくするには単位損失当りの偏波面回転角を大きくすることが必要で、そのためにはすぐれたフェライトを用いると共に印加直流磁界の大きさをも適当に選ぶ必要がある。2図(c)の減衰定数の曲線の周波数 f_0 に対して共鳴吸収を生ずる外部直流磁界 H_a は $2\pi f_0 = \gamma H_a$ 。

$$\gamma = \text{磁気回転比} = 2 \frac{e}{mc} = 1.75 \times 10^7 \text{ e.s.u.}$$

H_a = 実効内部磁界

$$H_a^2 = \{H_a + (N_x - N_z)M_z\} \{H_a + (N_y - N_z)M_z\}$$

M = 媒質の磁化

N = フェライトの形状による減磁係数

にて与えられる⁽⁷⁾。共鳴外部磁界よりも小さな外部磁界で用いるのが得策であるから、直流透磁率と形状とを適当に選んで共鳴外部磁界を高くする必要がある。

外部磁界が零付近の損失は外部磁界の正負に関して対称で、低磁界損失と称せられるものであって、フェライト内の磁区壁の存在によるものである⁽¹⁰⁾。この低磁界損失と共鳴損失との間の損失の少ない部分は誘電率と $\tan \delta$ とによる誘電体損失であって磁界にはまったく無関係である。したがって外部直流磁界はこの誘電体損失のみの部分に持ってくるのが望ましい。5,000 Mc以上の周波数ならば、これはきわめて容易なことであるが低い周波数においては低磁界損失の裾と共鳴吸収損失の裾とが重りあっていて、完全に誘電体損失のみの部分がなくなる。低い周波数に用いる単向管の性能をよくすることのむずかしい最大の原因がここにある。低磁界損失を少なくするための唯一の対策は飽和時の $4\pi M^{(11)}$ を小さくすることであって、そのためにはフェライトの組成も重要である。

1 表 (a) 内外各社の 4,000 Mc 帯単向管の性能

			周 波 数 (Mc)	順方向挿入 損失 (db)	逆方向減衰 (db)	入力電圧 定在波比
三 菱 製	ポリスチロール 収 容 筒	測定値	4,180 3,950 3,640	0.90 0.90 1.00	21.0 29.7 21.7	1.07
		規格値		1.5	20	一方 1.08 他方 1.10
	一塩化三弗化 ポリエチレン 収 容 筒	測定値	4,180 3,950 3,640	1.45 1.35 1.33	20.8 33.0 21.1	1.07
		規格値		1.7	17.5	一方 1.08 他方 1.10
	米 国 某 社 製		3,800～4,200	1.8	27	1.4
	わ が 国 某 社 製		3,800～4,200	中 心 周波数	1.5	30
		帯域幅		2.5	15	1.5

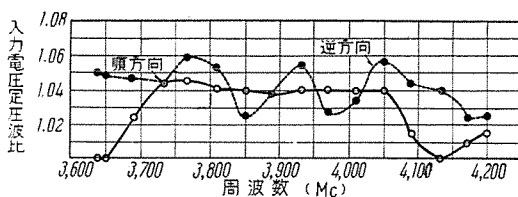
1 表 (b) 東京一大阪 4,000 Mc 回線向単向管 36 台の順方向挿入損失および逆方向減衰 (測定温度 25°C)

周波数 (Mc)	順方向挿入損失 (db)			逆方向減衰 (db)	
	3,640	3,950	4,180	3,640	4,180
規 格	1.7 以下			17.5 以上	
36 台 の 最 良	1.25	1.25	1.33	20.6	22.7
” 平 均	1.35	1.27	1.40	20.1	21.4
” 最 悪	1.43	1.31	1.50	19.3	20.5

この単向管に用いているフェライトはポリスチロール收容筒に入れたときに、3,650 Mc における損失 1 db 当りの回転角が 60 以上、4,200 Mc において 90 以上である。したがってポリスチロール收容筒を用いたときの順方向挿入損失はこれに抵抗吸収板の損失が加わっても 1 db 以下になる。ところがこの単向管は屋外の厳しい気象条件を考慮して耐久性にとくに意を用い、一塩化三弗化ポリエチレン收容筒を用いている。これは前述のようにポリスチロールよりも誘電率が小さくしかも $\tan \delta$ が多いので、ポリスチロール收容筒を用いたときよりも 0.45 db ほど損失が多く、順方向挿入損失は 1.5 db 以下となっている。1 表で明かなようにこれは内外各社のものよりもよほどすぐれている。とくに周波数範囲の下限が他のものより低いということはこのフェライトがいかにすぐれているかを物語っているが、これは三菱電機研究所と大船工場との多年にわたる共同研究の成果である。また昨年試作し日本電信電話公社の東京大阪間 4,000 Mc 回線に試験的に挿入したもの⁽³⁾⁽⁵⁾と比べてもフェライトの性能がよほどすぐれており進歩のあと著しいものがある。

順方向損失を損うものにはこの外に、導波管内の不連続点あるいは円形導波管部の変形非対称による直交姿態の発生にもとづく順方向透過電力の損失がある。またファラデ効果の周波数特性のために偏波面回転角が 45 度から $\Delta\theta$ だけずれていると $\sin^2(\Delta\theta)$ が透過電力の損失となる。また途中に反射があるとフェライトを出ていく波は楕円偏波になって、これも順方向挿入損失のもとになる。さらに、2 図 (c) の減衰定数曲線の負の磁界におけるやや大きな損失は導波管効果の一種によるものであるが、この磁界の絶対値が印加している外部直流磁界に等しく、正負の磁界に対する挿入損失が相等しくなければ透過波は楕円偏波となり、これも順方向挿入損失増大のもとになる。

つぎに逆方向減衰について考える。偏波面がちょうど 45 度回転して、 $\Delta\theta=0$ になる周波数においては $-\infty$ db となる筈であるが、上述の直交偏波成分の発生あるいは楕円偏波の発生によりそうはならない。しかしながら、逆方向減衰をもっとも損うものはファラデ効果の周波数特性であって、 $\Delta\theta$ が零でない周波数においては、逆方向挿入損失は $20 \log (\sin \Delta\theta)$ よりも良くなることはなく、この単向管の逆方向減衰は調整温度においては -20 db 以上である。



4 図 単向管の入力電圧定在波比

Fig. 4. Input voltage standing wave ratio of isolator.

マイクロ波ジャイレータ用フェライトは温度特性がやや悪く、温度が下ると偏波面回転角が増大し損失もわずかに増大する。温度により回転角が変わったときもとも影響を受けるのは逆方向減衰である。この単向管の逆方向減衰は 25 度 $\pm 10^\circ\text{C}$ において -19 db である。

入力電圧定在波比はその一例を 4 図に示すように、3,640~4,180 Mc にわたって順逆両方向共に 1.08 以下である。

なお、機械的試験としては、周波数 1,000 cycle/min, 振幅 1 mm の振動試験を 3 軸方向におのおの 30 分宛計 1 時間半行っているが、振動試験前後における電気性能の変化は測定誤差の範囲内である。

5. む す び

この単向管は 3,640~4,180 Mc にわたって順方向挿入損失 1.5 db 以下、逆方向減衰 -19 db 以上で入力電圧定在波比 1.08 以下のきわめて性能優秀なものであって、最近日本電信電話公社の東京大阪間 4,000 Mc 超多重中継回線に挿入され回線性能の向上に寄与するところきわめて大である。

終りに臨み、絶えずご指導ご鞭撻を賜りました日本電信電話公社電気通信研究所の染谷無線課長、横山電波伝播課長、技師長室調査課小西係長、ならびにすぐれたフェライトの開発に努力下さった三菱電機大船工場の河合工場長、中村研究係長、研究所山森材料研究室長、豊田電気第 2 研究室長に厚く謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) C. Kittel: "On the Theory of Ferromagnetic Resonance Absorption" Phys. Rev., vol. 73, p. 1949, 1952.
- (2) D. Polder: "On the Theory of Ferromagnetic Resonance" Phil. Mag., vol. 40, pp. 99~119, 1949.
- (3) 河津, 松丸, 石井: "4,000 Mc 単向管" 通研月報, vol. 9, No. 9, pp. 371~375, Sept., 1956.
- (4) 河合, 中村: "フェライト系磁性材料" 三菱電機, vol. 28, 臨時増刊号無線機特集, pp. 76~83, 昭和 29 年.
- (5) 河津, 松丸, 喜連川, 中原: "広帯域中継方式用単向管" 電気通信学会全国大会講演論文集, p. 89, 昭和 31 年 2 月 4 日.
- (6) 津村隆: "4,000 Mc 帯用広帯域単向管" 三菱電機, vol. 30, No. 9, 無線機特集, p. 10, 昭和 31 年 9 月.
- (7) C. L. Hogan: "The Ferromagnetic Faraday Effect at Microwave Frequencies and its Applications—The Microwave Gyrator" B. S. T. J., vol. 31, No. 1, pp. 1~31, Jan., 1952.
- (8) A. G. Fox, S. E. Miller and M. T. Weiss: "Behavior and Applications of Ferrites in the Microwave Region" B. S. T. J., vol. 34, No. 1, pp. 5~103, Jan., 1955.
- (9) 河津, 松丸, 喜連川, 中原, 立川: "4,000 Mc 小型単向管" 電気通信学会マイクロ波伝送研究専門委員会資料, 昭和 32 年 2 月 4 日.
- (10) J. H. Rowen: "Ferrites in Microwave Applications" B. S. T. J., vol. 32, No. 6, pp. 1333~1369, Nov., 1953.
- (11) L. G. Van Utert, J. P. Schefer and C. L. Hogan: "Low-Loss Ferrites for Applications at 4,000 Megacycles per Second" J. App. Phys., vol. 25, No. 7, pp. 925~926, July, 1954.

大口径パラボラアンテナ

国際電信電話株式会社 竹内彦太郎・和田英明
無線機製作所 檜本俊弥*・香取由之**
研究所 喜連川 隆***

A Giant Parabolic Antenna

Kokusai Denshin Denwa Co., Ltd. Hikotaro TAKEUCHI・Hideaki WADA
Electronics Works Toshiya KASHIMOTO・Yoshiyuki KATORI・
Engineering Laboratory Takashi KITSUREGAWA

Microwaves, according to the latest study, will reach a fairly remote place with an aid of high power transmitter and a high gain antenna. Their propagation over the horizon is considered to be chiefly due to the diffusion of waves caused by the lack of uniformity of the troposphere. Studies on this subject are briskly going on in various countries in the world. The Kokusai Denshin Denwa Co., Ltd. (Japan's Overseas Radio & Cable System) gave an order for a giant parabolic antenna to Mitsubishi to participate in this investigation at 1,300 Mc. It is so huge that its diameter of the aperture is about 18 meters, weighing about 20 tons, and withstanding wind of 50 meters per second.

1. ま え が き

マイクロ波は大電力送信機と高利得アンテナとをもつてすれば水平線を越えてかなり遠隔地に到達することが最近の研究により知られるに至った。このマイクロ波の見透し外伝播は対流圏大気の不均一性による電波の散乱が重要な役目をなしているものと考えられているが、その機構を明かにし、さらに実用回線に利用するために、諸外国、とくに米国において、ここ数年来多数の研究がなされていることは、すでに周知のとおりである。

わが国においても国際電信電話株式会社がこの種の伝播試験を行うに当り、直径 18 m, 利得約 45 db の 1,300 Mc 帯パラボラアンテナを三菱電機株式会社に製作した。このアンテナは巨大なものと利得の高いことが特長で、わが国における記録的な製品であるから、設計および試験については慎重な検討を加えた。以下にその電気設計と構造および強度試験ならびに電気性能の測定結果等について述べる。

2. 電 気 設 計

このアンテナの使用周波数範囲は 1,250~1,350 Mc (24.0~22.22 cm) である。見透し外伝播試験用であるためにたいせつなことは、利得の高いことと大電力を輻射しうること、取扱い簡単にして移設可能なことおよび価格低廉なることである。

1 次輻射器は輻射電力が尖頭値 500 kW 以上でかなり大きいので、安全のためにホーンを用いている。高能率パラボラアンテナの饋電ホーンは通常工作の便も考えて、その H 面の幅は導波管のそれと等しくし、E 面の開口は寸法を H 面寸法よりもわずかに広くする。そうすると電力 -10 db のビーム幅が大略 120 度位になるので、利得能率をよくするためにパラボラ鏡の開口角を

120 度前後にする。しかしこのアンテナの場合にはとくに工作簡易かつ頑丈にするためにホーンは導波管の切り放しすなわち $165.1 \times 82.6 \text{ mm}^2$ とし、E 面内ビーム幅は開口のフランジにより多少加減されている。そして回転放物面鏡の開口の角は 130 度、焦点距離は 7 m にしたので開口直径は正確には 17.84 m である。なお、ホーンは水平偏波で輻射し、また湿気がはいったり小動物がはいったりしないようにガラス繊維入りポリエステル樹脂板で開口を覆って水密構造にしてある。

有効直径 17.84 m なるこの回転放物面反射鏡は 28 分割すなわち直径 5.080 m の 2 つの半円部、外側直径 6.480 m の 2 個の半円環部および 24 個の扇形部に容易に分解できるようになっているが、電気的には完全に接触を保つように押え板を当ててある。鏡面は風圧、重量を軽減するために金網とし、線径 2 mm のステンレス線で、 $30 \times 30 \text{ mm}^2$ の網目を作り、線の交叉点はすべて電気溶接してある。アンテナ開口等位相面の歪にもとづく利得の低下を -0.2 db 程度に納めるために反射鏡の曲面精度を $\pm \lambda/10$ 波長すなわち $\pm 14 \text{ mm}$ 以下ということにした。

このアンテナは伝播試験用であるために大電力送信機を接続したまま方向調整を容易に行いうる必要があるので、フィードホーンを長さ約 8 m の 3 本のステイで支え、このステイによりホーンを焦点から偏位させてアンテナビームの方向を左右に ± 1 度以上変えうるようにし、上下方向はアンテナ全体が首を振るようにして同じく ± 1 度以上方向調整ができるようにし目盛を付してある。

反射鏡背面から饋電ホーンに至る給電線は、重量を軽くし、風の抵抗を少くし、かつ方向調整のためのホーン偏位を容易ならしめるために心線径が 13 mm で 50 Ω のポリエチレンケーブルを用いている。これは 1 m 当り

の重量が 4.1 kg すなわち導波管の $\frac{1}{27}$ で、仕上り外径 (57 mm ϕ) の 10 倍以上の半径ならば自由に撓めうるものであってステイに沿わして張ってある。また電圧定在波率 1.5 の状態で、500 kW の尖頭電力 (duty ratio 6×10^{-4}) に耐えうることを、1,300 Mc であらかじめ確かめてある。ケーブルの両端はワイングラス型同軸導波管変換回路⁽¹⁾によって WR-650 (165.1 \times 82.6 mm²) 相当の矩形導波管に接続してある。

以上の設計でまず利得能率はどうかということを考えると、この饋電ホーンの 1 次輻射特性はほぼ $\cos^2 \psi$ 特性になっていて、開口角を利得極大の $2\psi = 130^\circ$ にしてあるから、その理想的な場合の利得能率は約 83 %⁽²⁾ すなわち -0.81 db で、そのうち開口電界振幅分布が均一分布でないための開口能率が 92 % すなわち -0.36 db で、反射鏡周辺からの溢出電力が 10 % すなわち -0.45 db である。溢出電力にはこの外にホーンの後方への輻射が約 5 % すなわち -0.31 db であり、溢出電力による利得低下は合計 -0.76 db となる。また開口電界位相誤差は最大 $\frac{1}{16}$ 波長の往復で 45° 、標準偏差 15° でこれによる利得低下が -0.2 db ある⁽³⁾。この外に反射鏡の金網を後方へ通り抜ける電波は 15 % と見られ、それによる利得低下が -0.7 db ある⁽⁴⁾。さらに 3 本のステイの電界擾乱による利得低下が -0.6 db ほどある。結局、絶対利得能率は 55 % すなわち -2.62 db であって、これは 50 % を目標としての設計である。また指向性利得の能率は絶対利得能率から溢出電力損失 -0.76 db と金網透過電力損失 -0.7 db とを差引いて -1.16 db すなわち 77 % になる。したがって、たとえば、1,320 Mc 波長 22.7 cm においては、面積利得が 47.8 db であるから指向性利得が 46.6 db、絶対利得が 45.2 db となる。

入力電圧定在波率 σ はまずホーンの反射は問題にならないぬよう小さく、1,300 \pm 50 Mc において $\sigma < 1.05$ とすることはきわめて容易である⁽⁵⁾。同軸導波管変換回路も $\sigma < 1.15$ 程度ならばなんら苦勞を要しないが、可撓同軸ケーブルはこの程度の定在波の立つことが往々にしてありうる。結局アンテナの入力電圧定在波率は全域にわ

たって 1.3 を超えることはまずない。

3. 機構設計

このアンテナの機構設計においてもっとも意を用いたのは、性能上からの曲面精度の問題、価格低減のための重量軽減、ならびに使用面からの移設可能、角度調整なる条件であった。

曲面精度は当初風速 50 m/s においても所要の偏差 29 mm をこえないことが要求されたが計算の結果著しく重量が増加するので耐風速 50 m/s、所要曲面精度は風速 20 m/s 以内に保持されることに変更した。

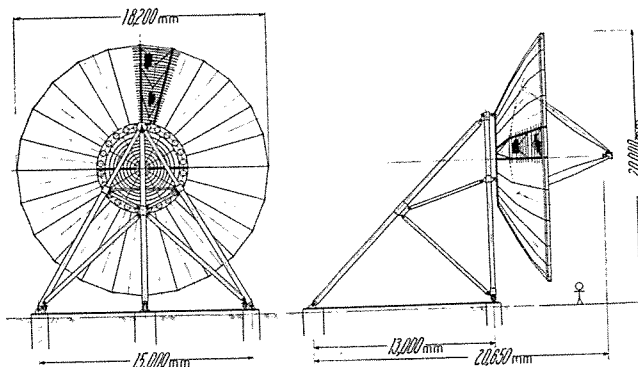
構造の概略は、1 図のとおりで総重量は 26.7 t である。すなわち、鏡面部は直径 18 m ϕ に外接する 24 角形で構成され中央部に 2 個の半円環があり、その外半径、内半径はそれぞれ 3,240 mm、2,540 mm、奥行は 1,200 mm、1 個の重量 2,980 kg である。この半円環は 6 mm 厚の普通鋼板溶接構造であり、鏡面精度を保持する上に重要な部分となっている。すなわち、外周部 24 個の扇形部組立にこの半円環の精度が大きな影響をもつ。これは据付けられた状態では、この部分を支持することになるからである。したがって内部には 1 個につき 12~14 個の補強材を組込み、両者の結合には 1" ボルト 78 本を用いている。

外周部 24 個の扇形部は長さ約 5,830 mm、幅 840 ~ 2,360 mm、奥行 200~1,200 mm、重量約 500 kg であり、その構造は 3.2 mm 厚の高張力鋼板を主材にパイプおよび 2 mm ϕ 、30 mm メッシュのステンレス鋼の全溶接である。

この部分には、相当の風圧をうける上に薄板構造であるのでその強度上の算定には苦心した。すなわち形状複雑なため、坐屈応力の算定が非常に困難をきわめ、内外の文献を参考にしたが、なお、確実性を増すためこの部分のみの実物試験片を製作し、風圧に相当する荷重を加えて、各部に生ずる応力を測定した。その結果は 50 m/s の風圧の場合に最大応力 3.26 kg/mm² であり、(高張力鋼は引張強さ 59.7 kg/mm²、降伏点 47.6 kg/mm²) 風速 50 m/s における曲面の変形も、静荷重であればほとんど問題にならないことがわかった。しかし突風による振動等に対してはこの程度の強度が必要であろうとの判定がなされた。また坐屈現象もぜんぜん現われず、実際には扇形部おのおのが互に結合されて、殻構造になるので強度は十分あるものと判定した。

またこの部分は曲面精度を要求される箇所であるので工作上つぎの諸点にとくに注意した。すなわち幅はあらかじめ 5~10 mm 程度狭く作り、組立時の工作誤差をカバーするようにした。また曲面はすべてゲージ工作を行いその均一性を確保した。さらに組立の際には扇形部相互の間隙には、帯状の板をはりつけ曲面精度ならびに強度の向上に努めた。

なお、この帯板は 6 mm ϕ のボルトで締付けられて



1 図 外 観 図
Fig. 1. Outside view.

いるがその総数は約 2,600 本、また金網構成のための溶接点は約 31 万箇所であることから、その大きさの一端を知ることができる。

中央半円環内には半円状の枠を 2 個組込んだが、これは強度的には半円環に依存し、自己の形状を保つ程度のものでしたので、曲面精度を出すことにのみ重点をおいた。すなわち半径 2,540 mm、奥行 200 mm、重量約 200 kg であり、3.2 mm 厚、高張力鋼板、パイプの溶接構造である。

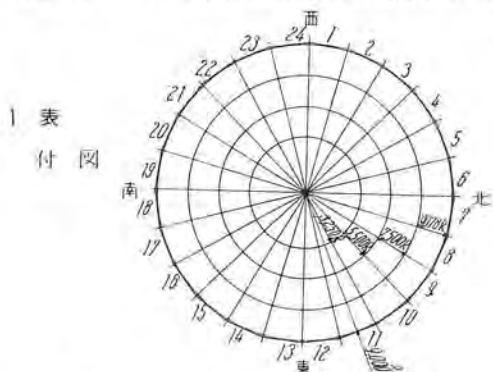
支持柱は外径 476~185 mmφ、肉厚 6~4.5 mm、長さ 8,490~4,300 mm の 6 種類 11 本からなる。構造はすべて三角形の要素から成り立っている最小限メンバの立体トラスでおおのこの結合はピン結合である。また、おおのこの部材は高張力鋼のユニオンメルト溶接構造であり、適当な間隔で竹のように節がはいっている。これは、工作上の理由と長い薄肉の柱であるので、坐屈現象を防止する目的で入れたものである。

吹付ホーン支柱も同じような構造であるが、平等はりの理論から近似楕円形をなしている。長さ約 8,000 mm、外径 385~70 mmφ、肉厚 3.5 mm、重量約 90 kg の純アルミアルゴン溶接構造である。なお、この部分は、鏡面にその支点を求めたのでできるだけ重量を軽減して鏡面への影響を少くするためにアルミ材を用いたものである。

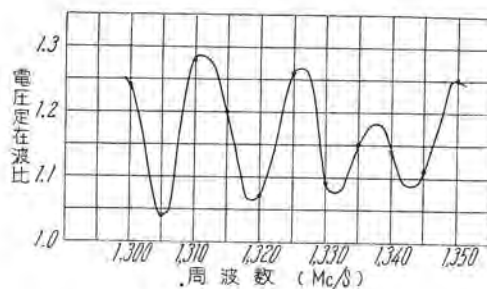
1 表 反射鏡曲面精度の測定結果

半径	左 9078	右 9078	9000	7500	5500	3250	2538	2300	1300
位置番号									
1	+7	+6	+8	+5					
2	+2	-4	-3	+3					
3	-6	+2	-1	+3					
4	-2	0	-1	+2					
5	0	-1	-3	+5					
6 北	-3	-4	+5	+5	0	-3	+10	+8	+5
7	-4	-3	-3	-3					
8	-7	-6	-8	-2					
9	+12	-3	-4	0					
10	-5	0	-3	+5					
11	0	-9	-7	+1					
12 東	-11	-2	-7	-5	-5	-5	+10	+11	-4
13	0	-3	0	+1					
14	-5	-7	-6	-4					
15	-5	+6	0	+4					
16	+9	0	-5	-4					
17	+2	+10	-1	0					
18 南	-11	0	-3	-5	-6	-1	+13	+6	0
19	+2	+4	-5	+3					
20	-3	0	0	+2					
21	-3	+2	+2	-3					
22	-5	+4	0	-1					
23	+3	+8	+5	+3					
24 西	+5	+5	+4	+5	+5	-2	+8	+5	-4

測定は水レベルを用い理想曲面よりの偏差を示した(単位 mm)

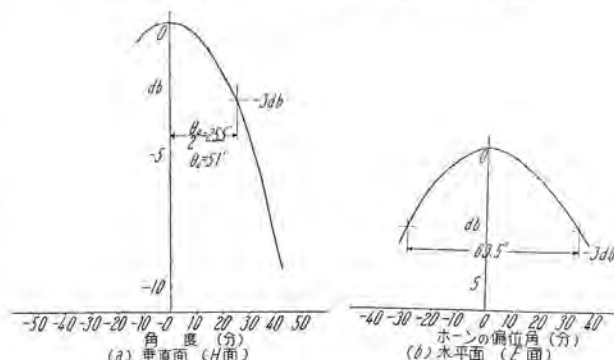


1 表
付 図



2 図 入力電圧定在波比

Fig. 2. Input voltage standing wave ratio.



3 図 主ビームの垂直水平面内パターン

Fig. 3. Patterns of main beam in vertical and horizontal planes.

以上概略の構造をのべたが、おおのこの部品はすべて車両限界以内に分割し、工場で組立て、検査後輸送し、現地で再び組立て、検査をする構造としたのであるが、この点が曲面精度、構造上におよぼす影響は相当問題であり、今後の研究課題の 1 つであろう。

最後に本アンテナの検査結果の概略を述べる。

曲面精度については、本項のはじめて述べたように、±14 mm という値が性能上から要求されていたが、製品の検査の結果 1 表のようにこの要求の満たされていることが認められた。なおこの測定には水レベルと比較する方法を採用した。また、反射鏡の半径の製作誤差の最大値は、+9, -12 mm であった。溶接、ボルト継手を含んだ、約 9,000 mm の長さに対してこの程度の製作誤差は、相当小さなものであるといえる。

反射鏡の脚の検査では、長さを測定するには鋼の巻尺を使用し、脚を組立てたものの傾きを測定するには Transitcompass を使用した。検査の結果、全長 15,011 mm の 2 本の脚の製作誤差は、それぞれ +6 mm, -4 mm で、組立てた脚を反射鏡が真直になる位置に立てた場合、3 個の Base の高さの差は、最大 10.9 mm であったので据付時にベースでこれをカバーしたがこの結果はこの程度の大きさのものを今後製作する場合、許容しうる製作公差の参考となった。

4. 電気性能測定結果

電気性能の測定は国際電信電話株式会社が見透外電波伝播試験を行うべくこのアンテナを据付けた九州門司市

郊外の風師山において行った。

アンテナの入力電圧定在波率 σ の測定結果は 2 図に示すように、1,300~1,350 Mc にわたって 1.3 以下で予期どおりの性能になっている。

利得および主ビームの電力半値幅の測定は風師山の前方約 2.4 km にある砂利山に開口径 $400 \times 250 \text{ mm}^2$ 、軸長 200 mm の標準アンテナをおいて、これを対向受信アンテナとして行った。

H 面内電力半値幅はアンテナ全体を上下に首を振って測定し、1,320 Mc において $51'$ を得た。これを 3 図に示す。

E 面内電力半値幅を測定するには饋電ホーンを左右に動かして電力半値幅を示すホーンの偏位角 φ を測定した。 φ は 3 図に示すように 1,320 Mc において $63.5'$ である。ホーンの偏位角 φ とアンテナビームの偏位角 θ との間には

$$\frac{\theta}{\varphi} = k$$

なる比例関係があり、このアンテナのように焦点距離 f 対開口径 D 比が 0.93 するときには $k=0.87$ であって⁽⁶⁾ $\varphi=63.5'$ に対するアンテナビームの電力半値幅 θ_E は $56'$ になる。なお $f/D=0.93$ のときにはホーンを電力半値幅程度に偏位させてもアンテナ利得は 0.1 db も下ることはない⁽⁶⁾。

主ビームの電力半値幅 θ_H 、 θ_E が知れると、アンテナの指向性利得が算出できる。このアンテナの開口電界分布は、

$$E=1-(1-\sqrt{0.1})r^2$$

で近似され、したがって指向性利得 G_d は

$$G_d = \frac{3.86 \times 10^4}{\theta_E \cdot \theta_H}$$

にて与えられるので、上記測定値をこれに代入すると

$$G_d = 46.9 \text{ db}, \quad f=1,320 \text{ Mc}$$

となる。これは第 2 節に述べた予想値 46.6 db とよく一致している。

つぎに絶対利得 G_{ab} の測定は送信電力を一定に保ち、利得標準ホーンの受信電力を測定して行い、1,320 Mc において標準ホーンの利得を 12.4 db、距離 2.4 km にお

2 表 利得の計算値と測定値

指向性利得の低下 開口電界分布不均一 開口等位相面の歪み ステイによる開口電界擾乱		-0.36 db
		-0.2 db
溢出力による絶対利得の低下 フィードホーン後方輻射 反射鏡周辺溢出 反射鏡金網漏洩		-0.6 db
	合 計	-1.16 db
指向性利得	計 算 値	47.8-1.2=46.6 db (能率 77%)
	測 定 値	46.9 db (能率 81%)
絶 対 利 得	計 算 値	47.8-2.6=45.2 db (能率 55%)
	測 定 値	44.5 db (能率 47%)

ける自由空間損失を 102.5 db、また同軸ケーブルの損失を 2.4 db として $G_{ab}=44.5 \text{ db}$ 能率 $\eta_{ab}=47\%$ を得た。これは第 2 節の設計値 45.2 db よりも 0.7 db 低いが、かかる現地測定においてはこの程度の測定誤差は免れ得ない。なおこの種のアンテナの代表的なものである米国ベル研究所の 60' パラボラアンテナ⁽⁷⁾ はアルミニウムの板でできていて、その能率 η_{ab} は 460, 3,890, および 9,400 Mc においてそれぞれ 65, 52, 40% ということになっている。これより 1,320 Mc における能率を内挿して金網の電力透過損失 -0.7 db を考慮すれば $\eta_{ab}=50\%$ となり今回製作したアンテナとほぼ同程度のものであることがわかる。

なお、ケーブルの損失 2.4 db は饋電ホーンの開口を短絡して入力電圧定在波率 σ を測定して求めたものであるが、設計上は 10 m につき約 1.1 db であるから全長 11 m では 1.2 db になるはずであって、2.4 db はやや大きすぎるようである。しかし同軸ケーブルには種々問題があって、米国においても RG-9/U は計算値とほとんど変わらないが RG-8/U はしばしば計算値の数倍の損失を生ずることが報告⁽⁸⁾されている。

5. む す び

わが国最初の大口径高利得アンテナを紹介したが、諸外国のものと比べてまさるとも劣らぬものであることが知れたことと思う。

調筆に当り種々ご教示を賜った大阪大学津枝教授ならびにご協力ご鞭撻を頂いた国際電信電話株式会社および三菱電機株式会社の関係各位に深く謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) 喜連川隆・東野義夫：「同軸ケーブルと矩形導波管とのワイングラス型の接合回路の試作」超短波通信研究総合研究委員会極超短波通信科会資料 2-2. 昭和 26 年 7 月 24 日。
- (2) S. Silver: "Microwave Antenna Theory and Design" M.I.T. Radiation Laboratory Series. Vol. 12, p. 426, 1949, McGraw-Hill Book Co., N.Y.
- (3) 河津, 大橋, 加藤: "広帯域中継用パラボラ空中線"電気通信研究所研究実用化報告 Vol. 5 No. 2, pp. 139~182, 1956.
- (4) N. Marcuviz: "Waveguide Handbook" M. I. T. Radiation Laboratory Series. Vol. 10, pp. 285~289; McGraw-Hill Book Co., 1951.
- (5) 河津, 榎本, 喜連川: "直線偏波および円偏波のパラボラアンテナ"三菱電機 Vol. 30, No. 9, 昭和 31 年度無線機特集 pp. 561~567 昭和 31 年 9 月。
- (6) 文献 (2) の p. 488
- (7) A.B. Crawford, H.T. Friis and W.C. Jakes J.R.: "A 60-foot Diameter Parabolic Antenna for Propagation Studies" B.S.T.J., Vol. 35, No. 5, pp. 1199~1208, Sept. 1956.
- (8) James R. Hannon: "Factors Affecting Attenuation of Solid Dielectric Coaxial Cables Above 3,000 Megacycles", Trans. I.R.E. Vol. CP-3, No. 3, pp. 99~105, Dec. 1956
- (9) 竹内・和田: 「1,300 Mc 伝播試験用直径 18 m パラボラアンテナ」国際通信の研究 No. 15, July, 1957.

レイドームの設計および測定法と新製品の紹介

世田谷工場 尾 島 学 二*

研究所 喜連川 隆** 無線機製作所 信岡正祐***・有田不二男***

Design and Measurement of Radome —An Introduction of A New Product

Setagaya Factory

Gakuzi OZIMA

Engineering Laboratory

Takashi KITSUREGAWA

Electronics Works

Shosuke NOBUOKA・Fujio ARITA

If the antenna of radar is left exposed to the weather or adhered with snow and ice, serious troubles may result in. To avoid it the radome has come into being. Of various requisites in the design for it good transmissivity of electromagnetic waves is the most vital as well as sufficient mechanical strength. Mitsubishi has recently completed a sandwich type radome for a 5,300 MC radar as the first practical unit in this country. It is built with the factor of safety of about five to stand wind having a velocity of sixty meters per second. The transmission factor of electromagnetic waves is designed well over ninety-six percent. The design and a method of measurement thereof are dealt with herein together with a brief presentation of data obtained by an actual measurement.

1. ま え が き

レーダアンテナを保護するための覆いであるレイドームは航空機レーダには欠くことのできないものである⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁶⁾が、船用レーダあるいは地上レーダにもしばしば用いられる。

ここに述べるレイドームは、風雪の激しい海岸に設置するレーダの雪害対策⁽³⁾に用いるものである。すなわち雪氷がフィードホーンに付着するとアンテナの入力電圧定在波比が増大し終には発振管を不安定ならしめ、あるいはアンテナ利得が低下する。また反射鏡に雪氷が付着すると、アンテナビームの方向が偏位し方位測定に誤差を生じたり、ビーム幅が増大し方位分解能が低下したり、Side Lobeが増大し1個の目標物体が指示ブラウン管上に2ヵ所に現われたり、利得の低下に伴い、観測可能距離が短縮したりすると共に回転の平衡が崩れアンテナ回転が円滑をかく⁽⁴⁾ようになる。このようにレーダアンテナに雪氷が付着すると電氣的にも機械的にも都合の悪いことが種々生じるので、このレーダアンテナにレイドームを用いることにした。

このレーダは周波数が 5,300 Mc で、アンテナは幅×高さが 4,200×1,000 mm の水平偏波輻射パラボラアンテナであって、レイドームは内接円直径が 5,800 mm の正 24 面形で、平行偏波入射の薄皮サンドイッチ型レイドームである。その性能は、安全率約 5 をもって 60 m/sec の風圧に耐え、電力透過率は 96% 以上、すなわち電力損失がわずかに 0.18 db である。

レイドームの設計法は詳しい文献がなく、とくにレイドームの測定法のごときはまだ確立されていないので、以下本文においてはこのレイドームの設計法、測定法および測定結果について述べる。

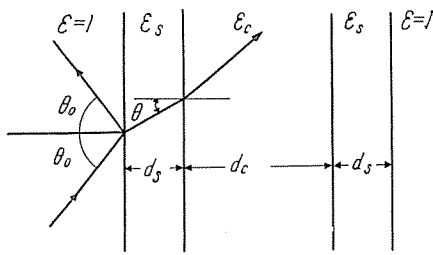
2. レイドームの設計

ア. レイドーム壁構造の選択

レイドーム壁の構造は大別して3種ある。第1は単層誘電体板レイドームであるが、低誘電率単層誘電体板レイドームは強度が不足である。半波長誘電体板レイドームは一般に吸収損失が多く、比誘電率 $\epsilon=4$ ならば 95% 以上の透過電力をうるには $\tan\delta<0.013$ であることが必要である。しかも重量が重くなるので波長がほぼ 1 cm 以上のものに対しては不適当である。これに反して、単層薄壁レイドームは波長 λ_0 が数 cm 以下のものに対しては具合が悪い、すなわち $\epsilon=4$ なる垂直入射の薄壁レイドームに対して反射電力を 5% 以下に保つには厚さ d が $d/\lambda_0<0.024$ すなわち 5,300 Mc 付近で 1.3 mm 以下であることが必要で、あまりに薄きに過ぎて機械的強度が不十分である。

第2はサンドイッチ構造のレイドームである。薄皮サンドイッチ型レイドームは密度の小さい低誘電率低損失のコアを機械的に丈夫な材料で作った2枚の薄い表皮の間に挟んだものであって、機械的には重量の割に強度の大きいのが特長で、電氣的に考えると表皮は厚さが薄いために損失が少く、コアはもともと低損失であって、しかも2枚の表皮の間隔を反射が少くなるようにコアで正確に保ちうる。したがって極波レーダにはこの薄皮サンドイッチ型レイドームがもっとも広く用いられる。1/4 波長表皮サンドイッチ型レイドームおよび半波長表皮サンドイッチ型レイドームは共に重量が重く波長の短かいものでないと好ましくないが、寸法公差もまた厳しい。

第3は金網入り誘電体板レイドームであるが、これは面積が大きく、しかも曲率の小さいものには強度が足ら



1 図 対称薄皮サンドイッチ型レイドームの構造
Fig. 1. Structure of sandwich-type radome.

ぬので用い難い。

レイドームにもっとも肝心なことは機械的強度が十分でかつ反射損および吸収損が少く電波透過率の高いことであるから、この 5,300 Mc レーダには薄皮サンドイッチ型レイドームを用いることにした。

イ. 薄皮サンドイッチ型レイドームの電気的特長

対称薄皮サンドイッチ型レイドームの構造は、1 図のように、比誘電率が ϵ_c 、厚さが d_c なる誘電体コアの両側に比誘電率が ϵ_s 、厚さが d_s なる表皮をつけたものである。

無損失対称サンドイッチ構造の平面波に対する反射係数の大きさ $|R|$ は、空気から表皮および表皮からコアへの電波の入射角をそれぞれ θ_0 および θ とすれば、

$$|R|^2 = \frac{4|\rho|^2 \sin^2(\phi_c + \psi)}{(1 - |\rho|^2)^2 + 4|\rho|^2 \sin^2(\phi_c + \psi)} \quad (1)$$

$$\tan \psi = \frac{2(\alpha_s - 1)\sqrt{\alpha_s \alpha_c} \sin 2\phi_s}{(\alpha_s - 1)(\alpha_s + \alpha_c) \cos 2\phi_s + (\alpha_c - \alpha_s)(\alpha_s + 1)} \quad (2)$$

$$|\rho|^2 = \frac{\alpha_s(\sqrt{\alpha_c} - 1)^2 - (\alpha_s - 1)(\alpha_c - \alpha_s) \sin^2 \phi_s}{\alpha_s(\sqrt{\alpha_c} + 1)^2 - (\alpha_s - 1)(\alpha_c - \alpha_s) \sin^2 \phi_s} \quad (3)$$

$$\phi_c = (2\pi d_c / \lambda_0) \sqrt{\epsilon_c - \epsilon_s \sin^2 \theta_0} \\ = (2\pi d_c / \lambda_0) \sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_0} \quad (4)$$

$$\phi_s = (2\pi d_s / \lambda_0) \sqrt{\epsilon_s - \sin^2 \theta_0} \quad (5)$$

にて与えられる。ここに λ_0 は電波の自由空間波長で ψ および ρ はコアの厚さ d_c が無限大のときの入射角 θ_0 に対する反射係数 ρ の位相および大きさである。また α_c および α_s は共に空気から入射角 θ_0 でコアおよび表皮に入射するときの空気に対する実効比誘電率であって、いまの場合は平行偏波入射であるからそれぞれ

$$\alpha_{pc} = \frac{\epsilon_c^2(1 - \sin^2 \theta_0)}{\epsilon_c - \sin^2 \theta_0} \quad (6)$$

$$\alpha_{ps} = \frac{\epsilon_s^2(1 - \sin^2 \theta_0)}{\epsilon_s - \sin^2 \theta_0} \quad (7)$$

にて与えられる。

薄皮サンドイッチ構造の反射係数の大きさ $|R|$ が零となる解は

$$\sin(\phi_c + \psi) = 0 \quad (8)$$

であって、反射をなくするための N 次のコアの厚さ d_{cN} は、

$$\phi_{cN} = N\pi - \tan^{-1} \left\{ \frac{2(\alpha_s - 1)\sqrt{\alpha_s \alpha_c} \sin 2\phi_s}{(\alpha_s - 1)(\alpha_s + \alpha_c) \cos 2\phi_s + (\alpha_c - \alpha_s)(\alpha_s + 1)} \right\} \quad (10)$$

$$\phi_{cN} = (2\pi / \lambda_0) d_{cN} \sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_0} \quad (11)$$

にて与えられる。

薄皮サンドイッチ型レイドームの低誘電率コアに実際に用いられる材料の比誘電率は通常 1.1~1.7 であって、 $(\epsilon_c - 1)$ は 1 よりも小さいのが常である。このときのコアの厚さの近似値は、

$$\phi_s^2 < (\epsilon_c - 1) < \phi_s < 1 \quad (12)$$

なるときには、

$$d_{cN} \approx \frac{2N-1}{4} \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_0}} \\ \approx \frac{1}{8\pi^2} \frac{\lambda_0^2 \alpha_c - 1}{d_s \alpha_s - 1} \sqrt{\frac{1}{d_c \sqrt{(\epsilon_s - \sin^2 \theta_0)(\epsilon_c - \sin^2 \theta_0)}}} \quad (13)$$

となり、また

$$(\epsilon_c - 1) < \phi_s^2 < 1 \quad (14)$$

なるときには、

$$\frac{2N+1}{4} \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_0}} - d_{cN} \approx \frac{\alpha_s + \alpha_c}{2\sqrt{\alpha_s \alpha_c}} d_s \sqrt{\frac{\epsilon_s - \sin^2 \theta_0}{\epsilon_c - \sin^2 \theta_0}} \quad (15)$$

あるいは

$$\left\{ 2\pi \frac{d_{cN}}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_0} + 2\pi \frac{d_s}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_s - \sin^2 \theta_0} \right\} \\ \approx (2N+1)\pi/2 \quad (16)$$

となる。すなわち 2 枚の表皮間の実効中心間隔が 4 分の 1 波長の奇数倍になって反射が互に打消されている。したがって表皮の厚さが単層薄壁レイドームよりもかなり厚くても反射は十分少くなるのである。

つぎに表皮に対する Brewster 角で入射する場合、すなわち

$$\tan \theta_0 = \sqrt{\epsilon_s} \quad (17)$$

$$\alpha_{ps} = 1 \quad (18)$$

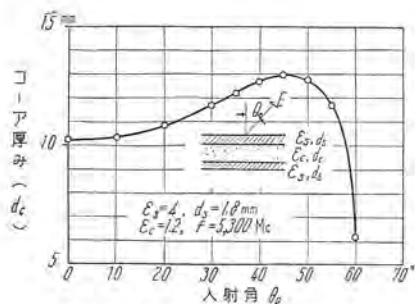
なる場合を考えると

$$|R|^2 = \frac{4|\rho|^2 \sin^2 \phi_c}{(1 - |\rho|^2)^2 + 4|\rho|^2 \sin^2 \phi_c} \quad (19)$$

$$\tan \psi = 0 \quad (20)$$

$$|\rho| = \frac{\sqrt{\alpha_c} - 1}{\sqrt{\alpha_c} + 1} \quad (21)$$

となる。すなわち $|\rho|$ は空気とコアとの界面における反射係数の大きさと同一であり、 $|R|$ はあたかも表皮がまったく存在せずコアのみがある場合の反射係数の大きさとまったく同一である。ところがコアはもとも低誘電率であるから、 $|R|$ の値は非常に小さくなる。したがってこの角の近傍の入射角で反射が零になるであろうと想像されるが、実際に小さな入射角で反射が零となるように設計しておく、反射が零となる入射角が Brewster 角の手前にもう 1 つ存在する。一例を 2 図に示す。そして表皮の Brewster 角を越えるとサンドイッチ構造の反射 $|R|$ が急激に増大する。よって平行偏波入射の薄皮サンドイッチ型レイドームは入射角が表皮の Brewster 角の 0.9 倍程度を越えないようにしておけば入射角のいかにかわからず反射の少ないものが得られる。



2 図 平行偏波入射のときに反射が零である入射角とコアの厚さ

Fig. 2. Incident angle and required core thickness to cancel the reflection.

ウ. レイドーム形状の決定

このレーダの必要な掃引方位角は前方約 140 度の範囲であるために、吊り天井式の円壩または角壩の建物にレーダアンテナを収容し電波の通る窓に相当する部分にレイドーム板を嵌めることとした。

電波反射は入射角と共に変化するの、角壩によるとレーダアンテナの回転にしたがってレイドームによる電波の反射量に変化し、したがって送信機から見たアンテナの入力インピーダンスが回転と共に変わり、これに伴って送信機の発振周波数および出力が変化するのでレーダ装置に種々の不都合が生じる。またレイドームを角壩にするとアンテナがレイドームに対して対称でない方位を向いているときにはレイドーム板による電波の位相遅延が左右非対称となり、アンテナビームの方向が偏位する恐れがある。レイドームを円壩形にするとかかる欠点はなくなるが製作費用が高つく。したがってこれを何角壩にすべきかということが問題になる。

しかしながら、2 章に述べたように、平行偏波入射の薄皮サンドイッチ型レイドームは入射角が表皮に対する Brewster 角よりも小さければ反射はきわめて少いので、最大入射角がこの Brewster 角の 0.9 倍程度になるようにレイドーム角壩の面の数と内接円の直径とを定めておけば、この問題はおのずから解消することになる。

それでつぎに、アンテナ開口の各部から発射する電波がレイドーム板に入射するときの最大入射角を計算してみる。入射角最大の射線はアンテナ開口の両端からレイドーム板に入射するものであることは明らかで、かつその入射角はこの射線がちょうどレイドームの角壩の頂点を通るときにもっとも大きくなる。この最大入射角 θ_{\max} は 3 図 (b) より明かなように

$$\theta_{\max} = \alpha + \sin^{-1} \left(\frac{a}{D} \cos \alpha \right) \quad (22)$$

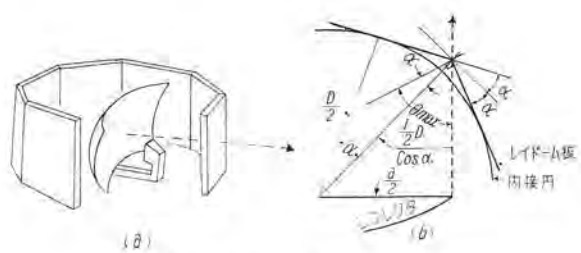
D = レイドーム角壩の内接円直径

a = アンテナ開口の横径 = 4.2 m

$\alpha = \pi/n$

n = 正多面壩の面の数、円の場合は $n \rightarrow \infty$

にて与えられる、ただしアンテナは開口中心を回転軸としかつこの回転軸はレイドーム角壩の中心軸に一致して



3 図 角壩レイドームと電波の最大入射角
Fig. 3. Maximum incident angle for polygon-type radome.

1 表 最大入射角

形 状	円	正 24 角壩	正 8 角壩
n	∞	24	8
直径 D	5 m	57.1°	63.9°
	6 m	44.4°	51.4°
		63.9°	73.4°
		51.4°	62.8°

いるものとしてある。

8 角壩、24 角壩および円壩について、レイドーム径を 5 m および 6 m として最大入射角を計算したのが 1 表である。これより内接円の直径が 5.8 m なる正 24 角壩にすることと決めた。このときの最大入射角は上式にしたがって 53.4 度ということになり、これは比誘電率 $\epsilon = 4$ なる表皮の Brewster 角 63.5 度の 0.84 倍である。

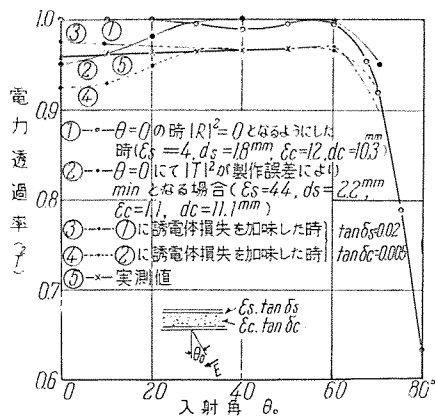
なお、反射損を 1% としても反射係数の大きさは 0.1 であって、とくにアンテナの入力電圧定在波比を非常に小さくしておきたいようなときには、レイドームを角壩にせず角錐にするとか、あるいは角壩でも上下半分を径方向に互に 1/4 波長ずらせておけば、アンテナに戻る反射はきわめて小さくなるが、いまの場合にはそれほどの必要はないので、普通の正 24 角壩とした。すなわちこのレイドームは長さ 1,500 mm 幅 750 mm の薄皮サンドイッチ型レイドーム板 21 枚を長辺を相接して正 24 角壩の建物の電波透過窓に嵌め込んであって、残りの 3 面はコンクリートの壁になっている。

エ. 表皮およびコアの材料と寸法の決定

表皮材料は機械的強度が大で、耐寒耐熱性があり、化学的にも安定なものでなければならない。しかも電気的にはなるべく ϵ_s および $\tan \delta_s$ の小さいことが望ましい。したがって表皮材料には通常ガラス繊維入りポリエステル樹脂⁽³⁾が用いられる。今回用いたものもこれであって、その比誘電率 ϵ_s は 4.0 である。

コア材料は強度の点では 2 枚の表皮の間隔を正確に保つに十分であればよいのであって、 ϵ_c および $\tan \delta_c$ ができる限り小さいことが必要で、発泡合成樹脂あるいはハネカム構造のものが通常用いられている。今回用いたものはポリエステル樹脂を発泡状にしたものであり、その比誘電率 ϵ_c は 1.20 で、 $\tan \delta_c$ は 0.005 以下である。

表皮の厚さ d_s はレイドームに必要な強度を満す範囲でなるべく薄いことが望ましいが、また一方製作容易な



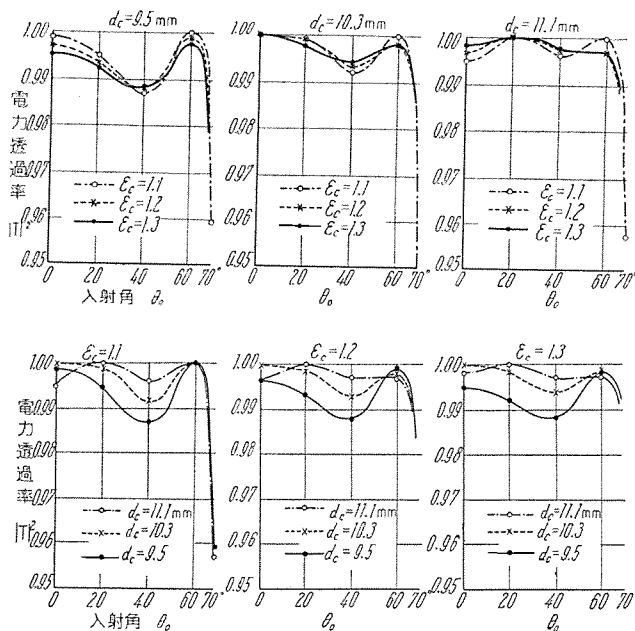
4 図 サンドイッチ型レイドームに対する入射角と透過率
Fig. 4. Power transmission coefficient and incident angle for sandwich-type radome.

厚さであることも大切なため 1.8 mm とした。

最後にコアの厚さを (10) 式から定めるに当たって、入射角 θ_0 を何度を選ぶべきかについては一考を要する問題である。すなわちまず最初に考えられる方法は各部の電力透過率をポインティングベクトルで荷重平均した平均電力透過率を最大にする方法であるが、今回選んだ方法は表皮およびコアの厚さ d_s , d_c および ϵ_s , ϵ_c が変わっても電力透過率になるべく悪くならないようにする方法であって、これは数値計算による外はない。結局コアの厚さ $d_c=10.3$ mm を選んだが、これより反射が零となる入射角は 0 度と約 57 度とであって、入射角が 0 度から 60 度付近までは反射が非常に少い。これを 4 図の曲線①に示す。

3. 設計値の吟味

ア. 厚さおよび誘電率の誤差の透過率に及ぼす影響



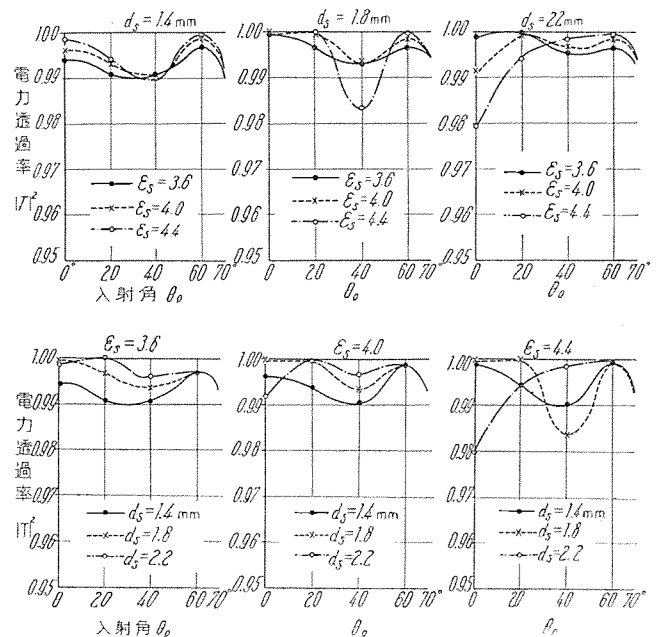
5 図 $\epsilon_s=4$, $d_s=1.8$ mm が一定であるときの電力透過率 $|T|^2$
Fig. 5. Power transmission coefficient with $\epsilon_s=4$, $d_s=1.8$ mm held constant.

表皮およびコアの比誘電率 ϵ_s , ϵ_c と厚さ d_s , d_c が設計値から外れたときに電力透過率がどの程度悪くなるかを計算し、これになるべく少いようにコアの厚さを定めておく必要がある。

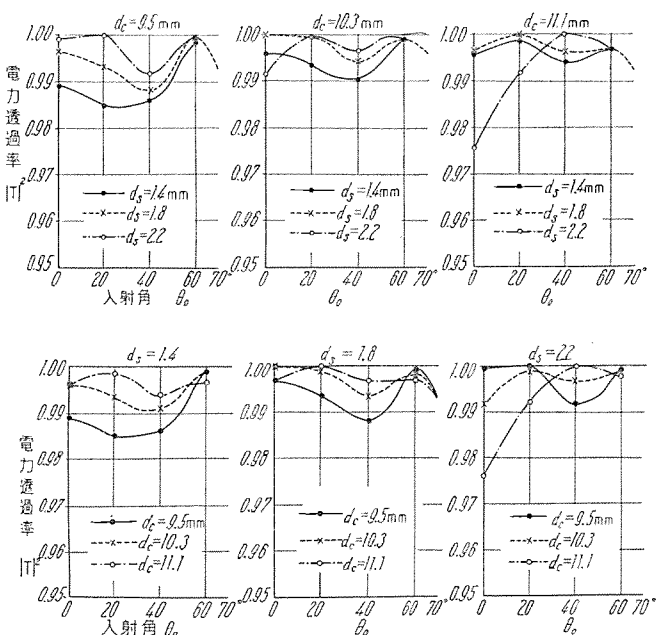
$\epsilon_s=4$, $d_s=1.8$ mm を一定として、 ϵ_c と d_c とを変えて電力透過率を計算したのが 5 図で、

$\epsilon_c=1.2$, $d_c=10.3$ mm を一定として、 ϵ_s と d_s とを変えたのが 6 図である。また、

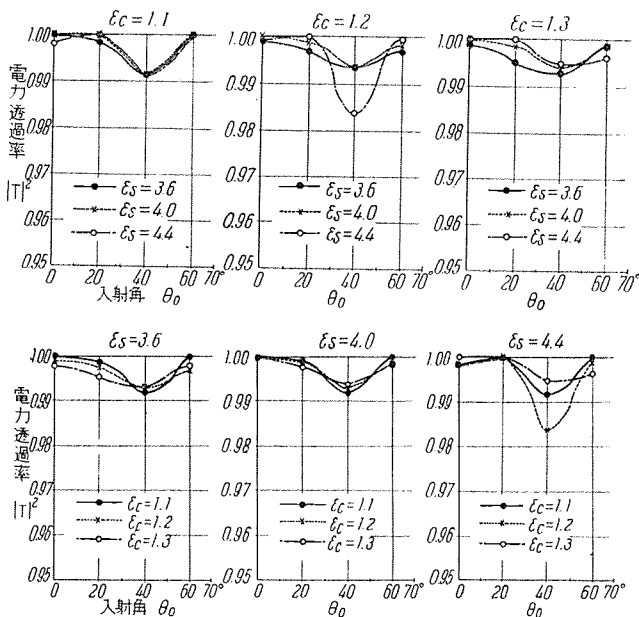
$\epsilon_s=4$, $\epsilon_c=1.2$ を一定にして、 d_s と d_c とを変えたのが 7 図で、



6 図 $\epsilon_c=1.2$, $d_c=10.3$ mm が一定であるときの電力透過率 $|T|^2$
Fig. 6. Power transmission coefficient with $\epsilon_c=1.2$, $d_c=10.3$ mm held constant.



7 図 $\epsilon_s=4.0$, $\epsilon_c=1.2$ が一定であるときの電力透過率 $|T|^2$
Fig. 7. Power transmission coefficient with $\epsilon_s=4.0$, $\epsilon_c=1.2$ held constant.



8 図 $d_s=1.8$ mm $d_c=10.3$ mm が一定であるときの電力透過率 $|T|^2$
Fig. 8. Power transmission coefficient with $d_s=1.8$ mm $d_c=10.3$ mm held constant.

$d_s=1.8$ mm, $d_c=10.3$ mm を一定として ϵ_s と ϵ_c とを変えたのが 8 図である。

アンテナは開口中央付近が電界が強く周辺に至るほど電界が弱いのので、レイドームの平均電力透過率を良くするには入射角の小さなときの透過率が悪くならないことが必要である。そして入射角 0 度付近の透過率がもっとも悪くなるのは、 $\epsilon_s=4.4$, $d_s=2.2$ mm, $\epsilon_c=1.1$, $d_c=11.1$ mm のときであって、これを 4 図の曲線②に示す。このときの電力反射損失はほぼ 5% である。

イ. 誘電体損失

無損失誘電体および低損失誘電体でできた薄皮サンドイッチ型レイドームの電力透過係数をそれぞれ $|T|^2_0$ および $|T|^2_{\text{lossy}}$ とすれば、近似的に

$$\frac{|T|^2_0 - |T|^2_{\text{lossy}}}{|T|^2_0} \approx 4Q_s + 2Q_c \quad (23)$$

$$Q_s = \frac{\pi d_s}{\lambda_0} \frac{\epsilon_s \tan \delta_s}{\sqrt{\epsilon_s - \sin^2 \theta_0}} \quad (24)$$

$$Q_c = \frac{\pi d_c}{\lambda_0} \frac{\epsilon_c \tan \delta_c}{\sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_0}} \quad (25)$$

となる。ここで表皮およびコアの $\tan \delta$ を大きいめに見積って

$$\tan \delta_s = 0.02, \quad \tan \delta_c = 0.005$$

として画いたのが、4 図の曲線③である。また公差最大すなわち $\epsilon_s=4.4$, $d_s=2.2$ mm, $\epsilon_c=1.1$, $d_c=11.1$ mm に対して、 $\tan \delta_s=0.02$, $\tan \delta_c=0.005$ とおいたのが 4 図の曲線④である。すなわち無損失誘電体のときと比べて電力透過率がほぼ 3% 減少する。

ウ. レイドームによるアンテナビームの偏位

電波はレイドーム通過に際して、レイドームのないときと比べて位相の遅れを生じる。そしてこの量は入射角によって異なる。したがってアンテナから放射された電

波の等位相面が歪んで平面波とは違ったものとなり、アンテナ利得の低下、Side Lobe の増大を招くことになる。

また、レイドームが円筒形でなく角筒であれば、アンテナとレイドームとの相対角度によってこの位相遅延の分布がアンテナの左右において非対称となる。したがってアンテナビームの方向がレイドームを取付けたために偏位することになる。しかもこの偏位量はアンテナの回転角によって変化する。しかしながらこれらの量は今の場合には実用上まったく差支えないほど小さいということを示す。

そのためにまず、レイドームがないと仮定したときの電波の位相 φ_0 に対するレイドームを通過するときの電波の位相 φ_r の遅延量 $\varphi = (\varphi_r - \varphi_0)$ を計算すると、その結果はつぎのようになる。

$$\begin{aligned} \varphi &= \varphi_r - \varphi_0 \\ &= -(2\phi_s - \phi_c + 2\Delta_s + \Delta_c) \\ &\quad + \frac{2\pi(2d_s + d_c)}{\lambda} \cos \theta \quad (26) \end{aligned}$$

$$\phi_s = (2\pi d_s / \lambda_0) \sqrt{\epsilon_s - \sin^2 \theta_0} \quad (27)$$

$$\phi_c = (2\pi d_c / \lambda_0) \sqrt{\epsilon_c - \sin^2 \theta_0} \quad (28)$$

$$\Delta_s = \tan^{-1} \frac{r_{s0} r_{sc} \sin 2\phi_s}{1 - r_{s0} r_{sc} \cos 2\phi_s} \quad (29)$$

$$\Delta_c = \tan^{-1} \frac{A \sin 2\beta}{1 - A \cos 2\beta} \quad (30)$$

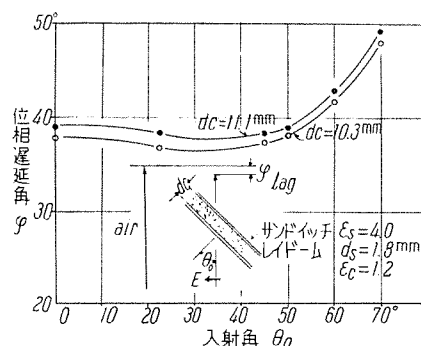
$$A = \frac{r_{sc}^2 + r_{s0}^2 - 2r_{s0} r_{sc} \cos 2\phi_s}{1 + r_{sc}^2 r_{s0}^2 - 2r_{s0} r_{sc} \cos 2\phi_s} \quad (31)$$

$$\beta = \phi_c + \Delta_s + \tan^{-1} \frac{r_{s0} \sin 2\phi_s}{-r_{s0} + r_{s0} \cos 2\phi_s} \quad (32)$$

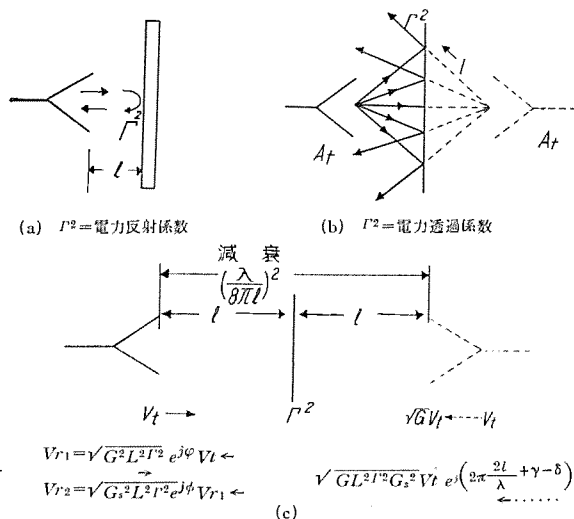
$$r_{s0} = -\frac{\epsilon_s \sqrt{1 - \sin^2 \theta_0} - \sqrt{\epsilon_s - \sin^2 \theta_0}}{\epsilon_s \sqrt{1 - \sin^2 \theta_0} + \sqrt{\epsilon_s - \sin^2 \theta_0}} \quad (33)$$

$$r_{sc} = -\frac{\epsilon_s \sqrt{\epsilon_c^2 - \sin^2 \theta_0} - \epsilon_c \sqrt{\epsilon_s - \sin^2 \theta_0}}{\epsilon_s \sqrt{\epsilon_c^2 - \sin^2 \theta_0} + \epsilon_c \sqrt{\epsilon_s - \sin^2 \theta_0}} \quad (34)$$

この φ を 9 図に画いてある。図より知れるように、レイドーム通過による位相遅延量の入射角による変化は ± 2 度以内である。したがって、アンテナから完全な平面波が放射されたとすると、レイドームによるこの波面の歪みは ± 2 度以下、すなわち $\pm 1/180$ 波長以下である。ところがレーダアンテナ反射鏡の寸法公差は通常 $\pm 1/16$ 波長程度で、これによる等位相面の平面波からの偏差は



9 図 サンドイッチ型レイドームの入射角と位相遅延角
Fig. 9. Incident angle and phase lag for sandwich-type radome.



10 図 反射係数の測定法
Fig. 10. Measurement of reflection coefficient.

$\pm 1/16 \sim \pm 1/8$ 波長である。したがってレイドーム通過による等位相面の歪みはアンテナの製作寸法誤差と比べて1桁小さいものであり、アンテナの利得、輻射指向特性に実質上の影響はまったく及ぼさないものであって、等位相面が左右非対称になることによるビーム方向の偏位もきわめて小さくまったく問題にするに足らないものである。

4. レイドームの測定法

ア. 反射係数の測定法

レイドーム板の反射係数は完全に整合の採れたアンテナの前方に供試レイドーム板をおいて、これからの反射波によりアンテナの給電導波管中に立つ定在波を測定して求めれば良いのであるが、アンテナと供試板との距離が小さいとアンテナが有効に働かないので反射波中のなにほどもを受信するかが不明で困るし、またこの距離が十分大きいとアンテナに戻ってくる反射波が非常に弱くなってきわめて1に近い定在波比を測定せねばならないことになるので測定誤差が大きくなる。それでたとえば金属板のように反射係数が既知の板による定在波比をも測定して、これと比較することにより試料の反射係数を算定するのが良い。

この方法を以下に述べる。10図で明らかなように利得 G なる送信アンテナ A_t から輻射された電力 P_t が前方距離 l なるところにある電力反射係数 Γ^2 なるレイドーム板に当って送信アンテナ A_t の給電導波管中に戻ってくる電力 P_{r1} は、アンテナ A_t から距離 $2l$ 離れたところにある利得 G なる映像アンテナ A_r が輻射した電力 P_r を電力透過係数 Γ^2 なる板を通してアンテナ A_t が受信する電力 $P_t G \Gamma^2 (\lambda/8\pi l)^2 G$ とまったく相等しい。 P_t および P_{r1} をアンテナ A_t の給電導波管中の電圧 V_t , V_{r1} で表わすと、

$$V_{r1} = \sqrt{G_s^2 L^2 \Gamma^2} e^{j\varphi} V_t \quad (35)$$

$$L^2 = (\lambda/8\pi l)^2 \quad (36)$$

$$\varphi = (4\pi l/\lambda) + \delta \quad (37)$$

$\delta = \text{導波管系を含む定数}$

となる。

ところが、アンテナの利得能率は実在のものは100%ではないので、給電線側から完全に整合の採れているアンテナに完全な平面波が到来したときでも、到来電波の一部はアンテナ開口で反射されて給電線の中にはいつてこない。したがって一度供試レイドーム板に当って反射し戻ってきた電力の一部はアンテナ A_t の開口で反射され再び供試板に当ってからアンテナ A_t の給電線中に戻ってくる。この電力 P_{r2} は $P_t G L^2 \Gamma^2 G_s^2 L^2 \Gamma^2 G$ となる。これを給電線中の電圧で表わすと、

$$V_{r2} = \sqrt{G_s^2 L^2 \Gamma^4} e^{j(2\pi \frac{4l}{\lambda} + \gamma)} V_t$$

$$= \sqrt{G_s^2 L^2 \Gamma^2} e^{j\varphi} V_{r1} \quad (38)$$

$$\varphi = (4\pi l/\lambda) + \gamma - \delta \quad (39)$$

$\gamma = \text{定数}$

となる。ここに G_s は散乱利得と称するものでアンテナ開口およびアンテナ開口近傍の構造物により定まるもので、計算可能なものではないが普通のホーンやパラボラアンテナにおいてはアンテナ利得 G の $1/2$ 程度の大きさであることが実験的に知られている。同様に送信アンテナ A_t と試料板との間を n 回往復反射してから送信アンテナに戻る電波により生じる線路中の電圧 V_{rn} は

$$V_{rn} = \sqrt{G_s^2 L^2 \Gamma^{2n}} e^{j\varphi} V_{rn-1} \quad (40)$$

となる。送信アンテナ給電線中の反射波による電圧 V_r はこれらの総和 $\sum V_{rn}$ に等しく、これと送信電圧 V_t との比の大きさを計算すると、

$$r = \left| \frac{V_r}{V_t} \right| = \left| \frac{GL\Gamma}{1 - |G_s L \Gamma| e^{j\varphi}} \right| \quad (41)$$

$$r_{\max} = \left| \frac{V_r}{V_t} \right| = \frac{|GL\Gamma|}{1 - |G_s L \Gamma|} \quad (42)$$

$$r_{\min} = \left| \frac{V_r}{V_t} \right| = \frac{|GL\Gamma|}{1 + |G_s L \Gamma|} \quad (43)$$

をうる。アンテナ給電線内の電圧反射係数 r は距離 l を $1/4$ 波長変えることにより極大極小を繰り返す。

さて供試板を適当な位置で $1/4$ 波長ずらせることによって、 r_{\max} と r_{\min} とをアンテナ給電線中に挿入した定在波測定器で測定すると、

$$|GL\Gamma| = 2 \left\{ \frac{1}{r_{\max}} + \frac{1}{r_{\min}} \right\}^{-1} \quad (44)$$

が算出できる。しかしながら始めに述べたように r_{\max} , r_{\min} が正確に測定できる程度に距離 l を小さくすると、 Γ は平面波に対するものでなくなりかつ G がアンテナの遠隔界利得よりも小さい計算のやっかいな値となるので平面波に対する正しい Γ の値が求められない。そこで反射係数の既知 Γ_0 なる板について $r_{0\max}$ と $r_{0\min}$ とを測定して

$$\Gamma = \Gamma_0 \left\{ \frac{1}{r_{0\max}} + \frac{1}{r_{0\min}} \right\} \left\{ \frac{1}{r_{\max}} + \frac{1}{r_{\min}} \right\}^{-1} \quad (45)$$

から Γ を求めると、まず G についての誤差が除かれ

る。つぎに相異なる数個の l について Γ を測定すると、 $l \sim \Gamma$ の曲線を $l \rightarrow \infty$ まで外挿することによって完全な平面波に対する供試レイドーム板の反射係数が求められる。 Γ_0 としては金属板を用いると完全に $\Gamma_0=1$ となるから標準反射板 Γ_0 については心配がいらぬ。なお、 r_{\max} に対する L の中の l は r_{\min} に対する L の中の l と異なっているので、このための誤差を除くためには r_{\max} の包絡線と r_{\min} の包絡線とを画いて、同一の l に対する r_{\max} と r_{\min} とを内挿して求めこれより Γ を求める必要がある。また斜め入射のときには送受2台のアンテナを用いるとまったく同様にして反射係数 Γ を測定することができるが、供試板は送受信アンテナの主ビームをさえぎる程度の大きさがあるので、小さな板では大きな入射角に対する反射係数を測定することができない。

イ. 電力透過係数の測定法

レイドーム板の電力透過係数は、送信電力を一定に保ったアンテナに受信アンテナを対向させて、両者の間に供試レイドームを置いたときと置かないときとの受信電力を測定することによって求められる。

この測定において問題になることは、送受両アンテナ間の距離をなにほどにすべきかということと、どの程度の大きさの供試板を両アンテナのどの辺におくべきかということである。

送受両アンテナ間の距離としてはまず第1に両者間を通る電波が実質上平面波になっていることが必要であるが、そのために通常採られる距離は $2a^2/\lambda$ であって、これは受信アンテナ開口面に到着する波の平面波からの偏差が $1/10$ 波長以下ということから出た条件である。いまの場合について考えると $\lambda=5.67$ cm, $a=21.6$ cm で $2a^2/\lambda=1.65$ m である。ところがかかる条件が満たされていても、送受両アンテナ間に定在波が立っていると両アンテナを互に接近あるいは遠ざけたときに $1/4$ 波長ごとに受信電力の極大と極小とが繰り返される。したがってレイドーム板の電力透過係数がたとえ 100% であっても、レイドーム板による位相遅延によって受信電力が 100% 以上になったり、以下になったりするので、電力透過率を正確に求めることができなくなる。それでまず第1にレイドーム板の電力透過係数の測定誤差を一定値以下に押えるために必要な送受両アンテナ間の距離を計算する。

送受両アンテナ利得を G_t, G_r , 散乱利得を G_{st}, G_{sr} とし、両アンテナ間の距離を l とし、送受電力をそれぞれ P_t, P_r とすると (41) 式と同様にして、

$$\frac{P_r}{P_t} = \left| \frac{\sqrt{G_t G_r} (\lambda/4\pi l)}{1 - G_{st} G_{sr} (\lambda/4\pi l)^2 e^{j\phi}} \right|^2 \dots\dots\dots (46)$$

$$\phi = (4\pi l/\lambda) + \text{const.} \quad \lambda = \text{波長} \dots\dots\dots (47)$$

をうる。これより受信電力 P_r は半波長を周期とし、距離 l の伸縮にしたがって $1/4$ 波長ごとに極大 P_{\max} と極小 P_{\min} とを繰り返すことが知れる。この極大値と極小値との比を一定値 k 以下に保つに必要な距離 l は、

$$\frac{P_{r\max}}{P_{r\min}} = \left| \frac{1 + (\lambda/4\pi l)^2 G_{st} G_{sr}}{1 - (\lambda/4\pi l)^2 G_{st} G_{sr}} \right|^2 \leq k \dots\dots\dots (48)$$

より

$$l \geq \frac{0.6}{\sqrt{k-1}} \frac{\sqrt{S_t S_r}}{\lambda} \dots\dots\dots (49)$$

をうる、ただし S_t および S_r は

$$G_s = \frac{1}{2} G = \frac{1}{2} \frac{4\pi}{\lambda^2} (0.6 S) \dots\dots\dots (50)$$

にて与えられるものとする。たとえば

$$\lambda = 5.67 \text{ cm}, S_t = S_r = 21.6 \times 16.0 \text{ cm}^2$$

なるとき

$$k = 1.01 = 0.05 \text{ db}$$

なるためには

$$l \geq 6 \times 61 = 366 \text{ cm}$$

が必要となる。なお (46) 式より明らかな如く、 $G_t G_r / l^2$ が一定、すなわち $S_t S_r / l^2$ が一定ならば受信電力 P_r が一定であるから、測定用アンテナの開口は大きくない方が都合が良い。

さて、送受アンテナ間に供試レイドーム板を挿入すると、(26) 式にて与えられる位相遅延によりその距離 l が

$$l_r = -(\varphi_r - \varphi_0) (\lambda/2\pi) \dots\dots\dots (51)$$

だけ伸びたことになる。したがって電力透過率が 100% のレイドーム板を挿入したときとしないときとの受信電力 P と P_0 との比の最大値 α は

$$\alpha = \left(\frac{P}{P_0} \right)_{\max} = \left| \frac{(1+V^2) + 2V \sin(\varphi_0 - \varphi_r)}{(1+V^2) - 2V \sin(\varphi_0 - \varphi_r)} \right| \approx 1 + 4V \sin(\varphi_0 - \varphi_r) \dots\dots\dots (52)$$

$$V = (\lambda/4\pi l)^2 G_{st} G_{sr} \dots\dots\dots (53)$$

となる。したがって、電力透過率測定の誤差 α を k 以下に押えるに必要な距離 l は (49) 式と同様に

$$l \geq \frac{0.6}{\sqrt{k-1}} \frac{\sqrt{S_t S_r}}{\lambda} \sqrt{|\sin(\varphi_0 - \varphi_r)|} \dots\dots\dots (54)$$

にて与えられる。たとえば

$$\lambda = 5.67 \text{ cm}, S_t = S_r = 21.6 \times 16.0 \text{ cm}^2$$

$$k = 1.01 = 0.05 \text{ db}$$

とすれば、

$$l \geq 366 \sqrt{|\sin(\varphi_0 - \varphi_r)|}$$

となるが、いまのレイドームの場合には3章ウ. で計算したように、使用入射角範囲においては

$$|\varphi_0 - \varphi_r| < 42^\circ$$

であるから

$$l \geq 366 \times 0.82 = 300 \text{ cm} \dots\dots\dots (55)$$

となる。また同じ条件で $k = 1.0023 = 0.01 \text{ db}$ とすれば、

$$l \geq 625 \text{ cm} \text{ となる。}$$

良くできたレイドームは電力透過率 $|T|^2$ が 95% 以上すなわち損失が 0.2 db 以下であるから、 k の値が十分小さくなるように l を選ぶ必要があるが、供試レイドームの面積が小さいときには l はあまり大きく採り得ないので、 $|T|^2$ がもっとも大きく現われる l ともっとも小さく現われる l とにおいて測定し、これを平均して $|T|^2$

を求める方がよい。

以上のようにして、送受アンテナ間の必要最小距離が知れると、第2番目に問題になるのは供試レイドーム板の必要な大きさはなにほどかということである。いま仮りに送受アンテナの間に円穴を穿った吸収板を置いて、その穴の半径を次第に大きくして行くと受信電力はこの穴がフレネルの半波長帯を過ぎるにしたがって増減振動をしながら一定値すなわち有穴吸収板のないときの値に近づく。レイドーム板の電力透過率の測定の時にも、これと同様の現象が起るので、供試板の面積が小さすぎると測定値の誤差が大きくなる。供試板の必要な面積は両アンテナ間の距離が大きいほど大きく、アンテナ利得の低いほど大きくなり、また板の位置によっても変るが、送受両アンテナのビームを輻射電力レベルが -10db よりも低いところで截る程度に大きくしておけば十分である。

供試レイドーム板の大きさをこのように定めると、おのずから供試板を一方のアンテナの方に近づけた方が必要な板の大きさが小さくて済むということになる。そこで第3番目に問題になるのは、供試板をどの程度まで一方のアンテナに近づけ得るかということである。

送受アンテナ間の距離 l_0 を両アンテナ間の反射を無視しうる程度に大きく採ったと仮定し、供試レイドーム板と受信アンテナとの距離を l とし、供試レイドーム板と受信アンテナとの間の往復反射波のみが測定誤差の原因になるものとする、すなわち

$$l \leq (1/2)l_0 \quad (56)$$

なるものと仮定する。このときの受信電力の極大極小の比は反射係数の測定の場合の計算とまったく同様にして

$$\frac{P_{\max}}{P_{\min}} = \left(\frac{1 + G_{sr}(\lambda/8\pi l) |\Gamma|}{1 - G_{sr}(\lambda/8\pi l) |\Gamma|} \right)^2 \quad (57)$$

となる。したがってこの値を一定値 k 以下に押えるために必要な距離 l は

$$l \geq G_{sr}(\lambda/8\pi) |\Gamma| (\sqrt{k} + 1) / (\sqrt{k} - 1) \quad (58)$$

$$\approx (|\Gamma| / \sqrt{k} - 1) \sqrt{S_r / S_t} l_0 \quad (59)$$

$$l_0 = (0.6 / \sqrt{k} - 1) (\sqrt{S_r S_t} / \lambda) \quad (60)$$

となる。したがって最初の仮定 (56) 式を満たすためには、

$$(|\Gamma| / \sqrt{k} - 1) \sqrt{S_r / S_t} \ll 1/2 \quad (61)$$

なることが必要になる。たとえば

$$|\Gamma| = 0.07, k = 1.0023 = 0.01 \text{ db}$$

ならば

$$S_r / S_t \ll (1/4) (0.0023 / 0.07^2) = 1/3,700 \quad (62)$$

となるが、このようなことは不可能に近い。

そこで、供試レイドーム板と受信アンテナとの間には定在波が立っている状態で測定することとし、供試レイドーム板を受信電力極大位置から $1/4$ 波長前後に動かし、1 個の極大値 P_{\max} と 2 個の極小値 $P_{\min 1}, P_{\min 2}$ とを求めてこれらのデシベル値による加重平均 $(P_{\min 1} P_{\max}^2 P_{\min 2})^{1/4}$ を採って、定在波の影響のないときの受信電力

P と比較する。すなわち

$$\frac{P_{\max}}{P} = \left(1 - G_{sr} |\Gamma| \frac{\lambda}{8\pi l} \right)^{-2} \approx 1 + 2G_{sr} |\Gamma| \frac{\lambda}{8\pi l} \quad (63)$$

$$\frac{P_{\min}}{P} \approx 1 - 2G_{sr} |\Gamma| \frac{\lambda}{8\pi(l \pm \lambda/4)} \quad (64)$$

より

$$\frac{P - 4\sqrt{P_{\min 1} P_{\max}^2 P_{\min 2}}}{P} = \frac{0.6S_r |\Gamma|}{\lambda l} \frac{1}{4} \left(\frac{\lambda}{4l} \right)^2 \quad (65)$$

をうる。したがって前出の (59) 式

$$k - 1 \geq 0.6 S_r |\Gamma| / (\lambda l) \quad (59)$$

より

$$\frac{P - 4\sqrt{P_{\min 1} P_{\max}^2 P_{\min 2}}}{P} \leq (k - 1) \frac{1}{4} \left(\frac{\lambda}{4l} \right)^2 = h \quad (60)$$

となる。これより明かなように、 k がかなり大きくても h は十分小さくなる。たとえば今までの例

$$\lambda = 5.67 \text{ cm}, S_r = 21.6 \times 16 \text{ cm}^2$$

において

$$P_{\max} / P_{\min} \leq k = 1.08 = 0.35 \text{ db} \quad (61)$$

として測定するものとする、

$$l \geq 32 \text{ cm} \quad (62)$$

となるが、このときは

$$\frac{P - 4\sqrt{P_{\min 1} P_{\max}^2 P_{\min 2}}}{P} \leq 0.08 \times \frac{1}{4} \times \left(\frac{5.67}{4 \times 32} \right)^2 = 2 \times 10^{-5} = h \quad (63)$$

となり、 P を十分正確に測定することができる。

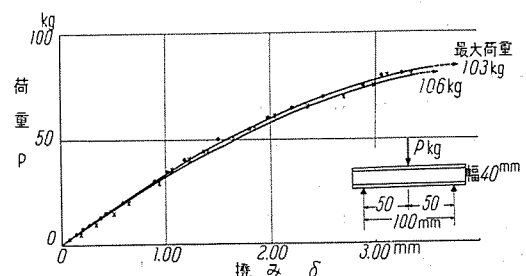
以上のようにして供試レイドーム板を挿入したときとしないときとの受信電力 P および P_0 を測定すると、レイドーム板の電力透過率 $|T|^2$ が

$$|T|^2 = P / P_0 \quad (64)$$

から求められる。 $|T|^2$ の精度は実際には上記 h によって定まるのではなく P_{\min} / P_{\max} の測定精度と同じである。

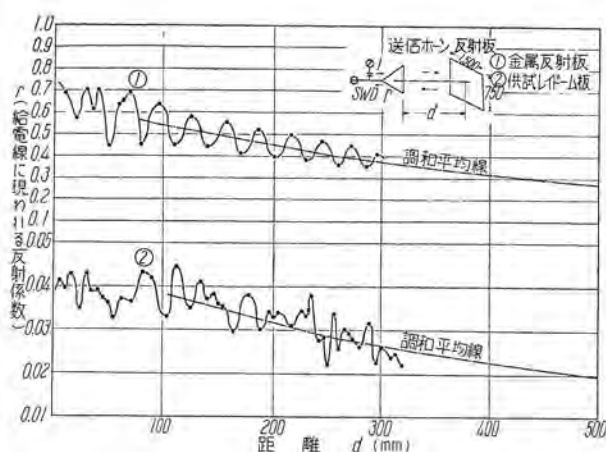
5. 測定結果

製品を完成するまでには、約 150 種の表皮に用いるガラス繊維入りポリエステル樹脂板と 10 数種のコアに用いる発泡ポリエステルの機械試験および電気試験ならびにその他化学的物理的諸性質の測定を行い、さらに薄皮サンドイッチ型レイドーム板の製作技術および機械的強度を研究しかつ電気的性能を検討するために 9 種の試作

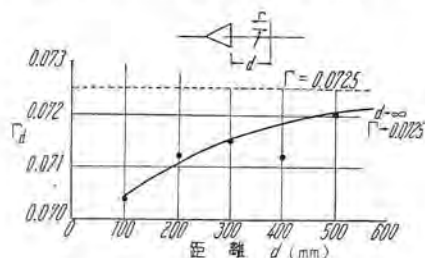


11 図 抗折試験

Fig. 11. Mechanical breakdown test.



(a) 給電導波管内に生じる反射
(a) Reflection in feeding waveguide.



(b) レイドーム板の電圧反射係数
(b) Voltage reflection coefficient of radome.

12 図 反射係数の測定結果

Fig 12. Results of measurement of reflection coefficient.

品を数枚ずつ作った。以下に述べる測定結果は製品 20 枚中とくに良くも悪くもないものに対する値である。

ア. 強度試験の結果

強度試験は製品を 1 枚余分に作り、これより幅 40mm の試験片を切り取って行った。その結果を 11 図に示す。これより見掛けの抗折力は 220 kg/cm^2 である。しかるに 4 辺を固定した $1,500 \times 750 \text{ mm}^2$ の板に 60 m/sec の風が当たるとき、すなわち 300 kg/cm^2 の風圧を受けるときにこの板に生じる最大応力は 45.7 kg/cm^2 であるから、このレイドーム板は安全率約 5 をもって 60 m/sec の風に十分耐えることができる。

イ. 電気試験の結果

反射係数および透過係数共に、 $1,500 \times 750 \text{ mm}^2$ の製品をそのまま測定した。用いた送受アンテナは開口径 $216 \times 160 \text{ mm}^2$ 、軸長 232 mm、5,300 Mc における利得約 19 db、利得能率約 59% の標準電磁ラッパで、床による反射波を避けるためにホーン開口の中心を床上 1,500 mm とした。

(1) 反射係数の測定結果

反射がとくにレーダに悪影響を及ぼすのは反射波がレーダアンテナに戻る垂直入射の場合だけであるから、反射係数の測定は入射角が 0 度の場合以外は行わなかった。

ホーンはあらかじめ入力電圧定在波比が 1.01 以下になるように整合を採ってある。標準反射板には供試レイドーム板とまったく同一の寸法すなわち $1,500 \times 750 \text{ mm}^2$

のアルミニウム板を用いた。

板をホーン軸方向に動かしたときの、ホーン給電導波管内における電圧反射係数の絶対値を入力電圧定在波比から求めた。12 図 (a) にはその最大値および最小値の調和平均をも画いてある。これより算出したレイドーム板の電圧反射係数の値を 12 図 (b) に示してある。これを距離 ∞ まで外挿すると完全な平面波に対する電圧反射係数の大きさとして 7.25% が得られる。この反射による電力損失はわずかに 0.5% である。

実際にレイドームを取付けたときには、アンテナ開口からレイドーム板までの距離が小さくないこと、および垂直入射の部分が少ないことによって、レーダアンテナの入力電圧定在波比はレイドーム板を着けても外してもほとんど変化がなかった。

(2) 電力透過係数の測定結果

送受両アンテナ間の距離およびレイドーム板と受信ホーン間の距離をそれぞれ約 3 m および 35 cm とし、4 章イの説明のように数回測定を行って求めた平均値を 2 表および 4 図曲線⑤に示す。透過電力損失が 4% であればレーダの最大観測距離が 2% 減少することになるが、実際のレイドームにおいて、レイドーム板を着けたり外したりしても、レーダスコープ上に感度の減少がなく、またレーダビームのレイドーム板による偏位にもとづく測定方位の誤差等も認められなかった。

2 表 電力透過係数の測定値

入 射 角	0°	10°	20°	30°	40°	50°
電力透過係数	-0.17 96.2	-0.16 96.4	-0.15 96.6	-0.15 96.6	-0.14 96.8	-0.13 97.1

6. む す び

このレイドームはわが国最初のものであるが、電力透過係数 96% 以上で 60 m/sec の風に耐えきわめてすぐれたものである。

測定法については文献が見当らなかったため、参考のため詳しく記しておいた。

擧げに当り、このレイドームは研究所、無線機製作所、世田谷工場の協同研究の成果であることを付記し関係各位に謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) W.M. Cady, M.B. Karelity and L.A. Turner: "Radar Scanners and Radomes" M.I.T. Radiation Laboratory Series Vol. 26, McGraw-Hill Book Co., 1948.
- (2) 尾島学二, 喜連川隆: "航空機用レイドームの試作研究" 電気通信学会航空電子機器研究専門委員会資料, 昭和 31 年 12 月 7 日.
- (3) 喜連川隆: "マイクロ波アンテナの害害対策" 電気通信学会雪上の超短波伝播研究専門委員会資料, 昭和 32 年 1 月 29 日.
- (4) 喜連川隆, 森川洋, 渡部優, 有田不二男, 明石克寛: "Cosecant Square ビームのレーダアンテナ" 三菱電機 Vol. 30, No. 9, 無線機特集 pp. 557~560, 昭和 31 年 9 月.
- (5) 尾島学二: "ポリエステル積層板の電気的性質を中心としての検討" 三菱電機 Vol. 30, No. 8, pp. 509~516 昭和 31 年 8 月.
- (6) 喜連川隆: "Radome について" 三菱電機 Vol. 29, No. 7, 無線機特集, pp. 409~415, 昭和 30 年 7 月.

デジタル表示計数型精密速度計

無線機製作所 馬場文夫*・渡辺文明**・小島一男**

A High-Accuracy Digital Counter-type Speed Indicator

Electronics Works Fumio BABA・Fumiaki WATANABE・Kazuo KOJIMA

The latest development of highly efficient machines has come to require high accuracy speed indicators. Under the circumstances electronic tube digital counters have made a great stride to make possible the highly accurate speed measurement. A newly developed speed indicator has four major features: high accuracy, good readability, few calibration errors, no personal errors in reading. The most marked advantage compared with conventional devices is that it permits reading with sufficient clearness and simplicity from a distance of 30 feet.

1. ま え が き

回転速度の測定は多年にわたり種々な方法で行われてきたが、今日のようにガスタービンやジェットエンジンなどの進歩により最近では高精度の速度測定が要求されるようになった。

回転速度計として要求されることは

- (1) 精度がよいこと
- (2) 瞬間的な変化に鋭敏に追従すること
- (3) 測定速度範囲が広いこと
- (4) 速度表示が読取容易なこと
- (5) 装置の耐久力が十分なること

などである。

従来は回転速度が定常状態にあるものとして、ある時間内の積算回転数を求め、それより平均回転速度を求める方法がよく用いられた。この積算方法としてはタコスコープ (Tachoscope) のように機械的機構によっていたが、回転速度が増加するに伴い、機構的に難点を生じ機構も複雑になってきた。そのためストロボスコープ (Stroboscope) のように間接的に物理的感應量を測定する方式が広く用いられるようになったが、これらの測定方法によるものは精度がせいぜい1%というところが限界であり、最近要求される高回転数を高精度で測定することはできず電子管式の回転速度計が利用されるようになった。

本稿は当社が先般防衛庁技術研究所に納入したデジタル表示電子管計数型精密速度計について動作原理および特長について説明すると共に、装置の詳細につき紹介したものである。

2. デジタル方式とアナログ方式

電子管計数型回転速度計を大別すると、デジタル方式 (Digital) とアナログ方式 (Analogue) となる。デジ

タルとアナログの一般的な差異はそろばんと計算尺がそのよい例である。すなわちデジタルとは測定値を物の数に置換するものであり、アナログとは測定値を物理的の量に置換するものである。電子管計数型アナログ方式は回転速度をピックアップして得られたパルスを電子管回路によって回転速度に変換表示する方式で回転のピックアップのみが直接であり、そのパルスを積算表示するのに回転速度に比例した電流量などにより表示するものである。これに対し電子管計数型デジタル方式は回転のピックアップが直接であるのみならず、得られたパルスを計数回路を用いて直接計数して回転速度を表示する方式である。

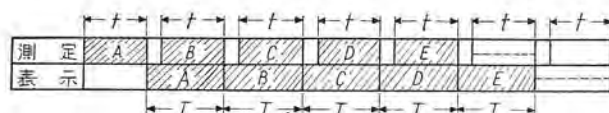
デジタル表示方式とアナログ表示方式とを比較してデジタル表示方式がとくにすぐれている点はアナログ表示方式では回転速度を電流量などの物理的速度感應量に変換する際に温度その他の原因で不測の誤差がはいり易いのに対し、デジタル表示方式ではこのような誤差は起らず、ピックアップ装置の精度に応じた測定精度が得られる。また光学的方法、電磁的方法などのピックアップ方法のように1サイクルを1パルスに変換することができれば出力電圧、出力波形などには無関係に同一の結果を得ることができ、高速回転になればなるほどデジタル表示方式の方が測定値に信頼性が増してくる。

1 表 構成部品一覧表

品 名	内 容	数量	寸 法 mm (幅×高×奥行)	重 量 (kg)
スリット板		1 組		
ピックアップ装置		1 台	183×106×143	2
計 数 装 置	パルス整形部 基準時間間隔発生部 電子ゲート部 制御部 計数ならびに表示変換部 電 源 部	1 台	700×760×440	135
表 示 装 置		1 台	490×460×440	45
予備品・付属品		1 式		

2 表 主要規格および性能

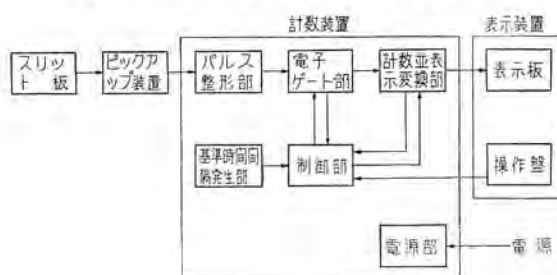
項 目	規 格 お よ び 性 能		
測定回転速度範囲	200~7,000 mm/sec		
測定時間 (sec)	0.4	0.8	8
計数周期 (sec)	0.5	1	10
表示周期 (sec)	0.5	1	10
表示数値乗率	$\times 2$	$\times 1$	$\times 1/10$
測定精度 (mm/sec)	± 2 ± 1		
表示方式	連 続 デ ジ タ ル 式		
電 源	100 V $\pm 10\%$ 単相 60 Hz c/s		
消費電力 (W)	700		



t : 測定時間 T : 表示周期

1 図 測定時間と表示周期との関係

Fig. 1. Counting time and indicating period.



2 図 動作系統図

Fig. 2. Block diagram of speed indicator.

3. 装置の構成および性能

ア. 構 成

この装置は光電管ピックアップを用い、電子管計数回路による高精度のデジタル表示方式速度計であり回転速度または対地速度の測定に使用される。この装置は1表の各部より構成されている。

イ. 性 能

装置の主要規格および性能は2表に示す。測定時間、計数周期および表示周期の関係は1図のとおりである。

4. 動作概要

この装置の動作系統は2図のとおりである。ピックアップ装置は光電管ピックアップにして、スリット板により回転速度または対地速度に比例した周波数の出力を発生せしめる。すなわちスリット板の穴ピッチが 0.8 mm のときはピックアップ装置の出力周波数 f は

$$f = \frac{v}{0.8} \text{ c/s}$$

v : スリット板の速度 mm/sec

この出力が計数装置にはいる。計数装置の基準時間間

3 表 積算時間と計数数字

積算時間 (sec)	計 数 数 字	乗 率
0.4	$0.4f = \frac{1}{2}v$	$\times 2$
0.8	$0.8f = v$	$\times 1$
8	$8f = 10v$	$\times 1/10$

隔発生部は水晶制御発振器により基準時間を 10^{-4} 以内に制御する。この基準時間により電子ゲートを開閉し、ピックアップ装置よりの入力波形をパルス整形したパルスを計数部に送る積算時間を制御する。積算時間は 0.4, 0.8, 8 sec の 3 つの切替ができるので計数数字は3表のようになる。したがって積算時間が 0.4, 0.8, 8 sec のときのそれぞれの計数数字に乗率 2, 1, $1/10$ を乗ずれば回転速度となる。

計数数字は表示変換部によりリレー動作に変換され、このリレー動作によって表示装置の数字の印した表示ランプが制御される。

表示装置にはレンズ系があり、各レンズ系の後方に表示ランプが配置してあり、計数装置によりこのランプが制御され計数数字がそのまま前面表示板に直読できるように写し出される。また積算時間の 0.4, 0.8, 8 sec に応じてそれぞれ $\times 2$, $\times 1$, $\times 1/10$ が表示板に写し出されるので前面表示板の数字はそのまま回転速度 (mm/sec) を表示する。

5. スリット板

スリット板の1例を3図に示す。図に示すスリット板は厚さ 0.12 mm の硬質磷青銅板にして左上部のものは 8×0.3 mm, その他は 4×0.3 mm の矩形型穴を 0.8 mm ピッチにて排列したものである。測定対象物によって、また回転速度か対地速度かによってその形状も変化する。

6. ピックアップ装置

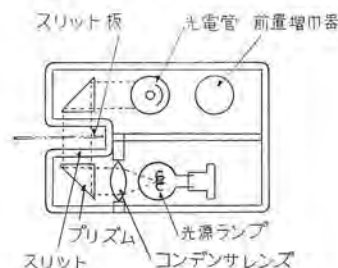
(1) ピックアップ装置は光源ランプ、光電管、前置増幅器およびレンズとプリズムよりなる光学系より構成される。4図は装置の概要を示す。

(2) 光源ランプより出た光はコンデンサレンズによって平行光線となる。この光がスリット板およびピッ



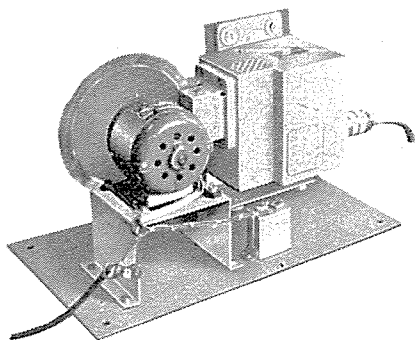
3 図 スリット板

Fig. 3. Slit disk and plate.

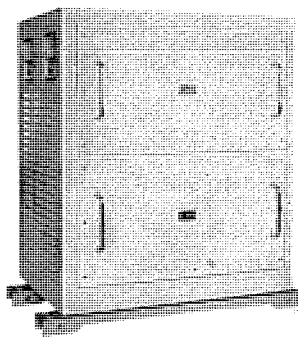


4 図 ピックアップ装置概要図

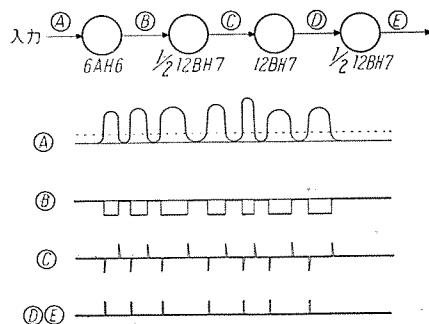
Fig. 4. Section of pick up device.



5 図 ピックアップ装置とスリット板
Fig 5. Pick up device and slit disk.



6 図 計数装置外観
Fig 6. Counting equipment.



7 図 パルス整形部各部波形
Fig 7. Wave forms of pulse shaper.

クアップ装置のスリット板により回転速度に比例して断続される。この断続光は光電管により光電変換され、前置増幅器により増幅されて計数装置に送られる。

(3) ピックアップ装置とスリット板の取付関係位置は5図のとおりである。

7. 計数装置

ア. 計数装置はパルス整形部、基準時間間隔発生部、制御部、電子ゲート部、計数表示変換部および電源部より構成される。その外観は6図に示す。

イ. パルス整形部

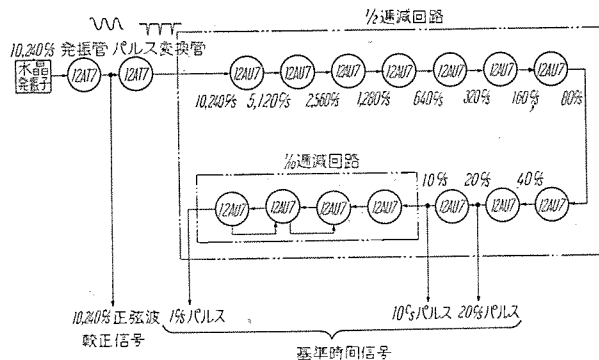
- (1) パルス整形部は 6AH6 1 本、12BH7 3 本よりなる。
- (2) ピックアップ装置よりの入力電圧、または校正信号電圧は 6AH6 で増幅して矩形波とする。
- (3) この矩形波は $\frac{1}{2}$ 12BH7 のグリッドにはいり増幅して微分波形とする。
- (4) 微分波形の負パルスが 12BH7 のワンショット・マルチバイブレータ回路により幅および高さの一定したパルスに変換する。
- (5) このパルスを $\frac{1}{2}$ 12BH7 によりカソードホロアとして取り出す。
- (6) 各部の波形は7図のとおりである。

ウ. 基準時間間隔発生部

- (1) 基準時間間隔発生部は水晶発振子、12AT7 2 本、12AU7 14 本よりなる。
- (2) 水晶発振器により、 $10,240 \pm 1$ c/s の正弦波を発振せしめ、それをパルス波に変換する。このパルスを $\frac{1}{2}$ 逓減回路および $\frac{1}{10}$ 逓減回路により 20, 10, 1 c/s の3種類のパルスを発生する。
- (3) 10,240 c/s の正弦波は校正信号として、20, 10 1 c/s のパルスは基準時間信号として制御回路に送られる。
- (4) 基準時間間隔発生部の動作概要は8図のとおりである。

エ. 制御部と電子ゲート部

制御部は基準時間間隔発生部より 20, 10, 1 c/s のいずれか1つの周波数のパルスがはいり、その 10, 18, 20,



8 図 基準時間間隔発生部
Fig 8. Schematic diagram of standard time generator.

28, 30, 38……番目のパルスを取り出し 10, 20, 30……番目のパルスで電子ゲートを開き、18, 28, 38……番目のパルスにより電子ゲートを閉じる。また 18, 28, 38……番目のパルスより 0.05 sec の間表示変換パルスを発生し、表示変換部より表示変換完了パルスを受けると、リセットパルスを発生する。

電子ゲート部は制御部によって制御され 0.4, 0.8, 8 sec のいずれかの間電子ゲートは開く。電子ゲートの開いている間はパルス整形部よりのパルスを計数ならびに表示変換部に送る。

- (1) 制御部は 12AU7 8 本、6AS6 1 本、2D21 1 本およびリレーよりなり、電子ゲート部は 6AS6 1 本よりなっている。
- (2) 基準時間信号の 20, 10, 1 c/s はリレー接点を通じて $\frac{1}{10}$ 逓減回路にはいる。この信号は表示装置操作盤よりの信号により上記のいずれか1つの周波数が選択される。
- (3) $\frac{1}{10}$ 逓減回路の最終段より入力パルスの 10, 20 30……番目のパルスを発生し、 $\frac{1}{2}$ 12AU7 により増幅されて電子ゲートのスタートパルスとなる。
- (4) $\frac{1}{10}$ 逓減回路の3段目より入力パルスの 18, 28, 38……番目のパルスを発生し $\frac{1}{2}$ 12AU7, 6AS6 により増幅され電子ゲートのストップパルスとなる。
- (5) スタートおよびストップパルスはゲート制御管 (12AU7) にはいり、その出力で電子ゲート管 (6AS6) を制御する。

(6) 電子ゲートは基準時間信号が 20, 10, 1 c/s のとき、それぞれ 0.4, 0.8, 8 sec の間だけ開き 0.5, 1, 10 sec の周期でこれが繰返される。

(7) 電子ゲートの入力信号はリレーにより較正信号 (10, 240 c/s) と測定信号のいずれか 1 つを選択する。

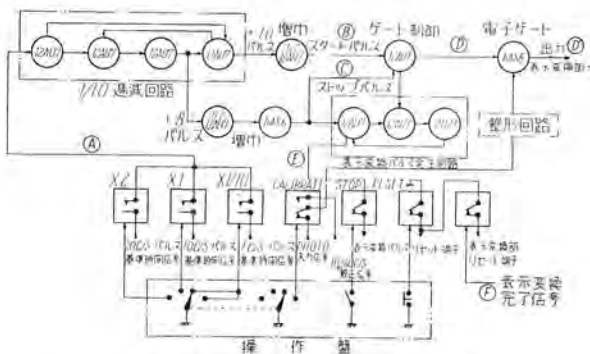
(8) ストップパルスは表示変換パルス発生回路に送られる。最初の 12 AU 7 はフリップフロップ回路であり、ストップパルスにより通電状態が変りパルスを次段に送る。このパルスより約 0.05 sec 後に 2 D 21 が放電レカソード電流により通電状態が復元する。したがってストップパルスを起点とした幅 0.05 sec の矩形波パルスが表示変換パルスとして表示変換部に送られる。

(9) 表示変換完了信号を受けるとリセットパルスを発生し、すべてのリレー回路をリセットするためのリセットリレーおよび表示を保持するため表示変換パルスを切るリレーを備えている。

(10) 制御部および電子ゲート部の動作概要と各部波形を 9 図、10 図に示す。

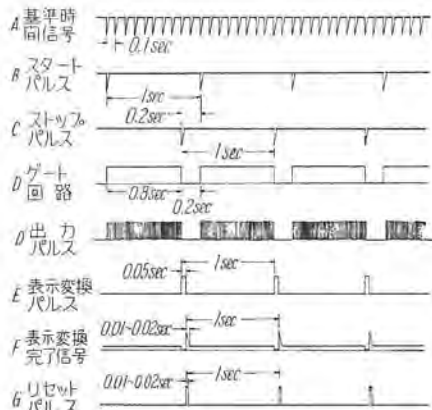
オ、計数および表示変換部

計数および表示変換部は 5 個の 10 進法計数器により 0.4, 0.8, 8 sec のいずれかの 1 つの間のパルスを計数し、制御部よりの表示変換パルスによってこの計数をリレー



9 図 制御部ならびに電子ゲート部

Fig. 9. Schematic diagram of controller and drive gate.



20 c/s, 1 c/s の場合は E, F, G のパルス幅は一定であるが、その他の時間間隔はそれぞれ 1/2 倍、10 倍となる。

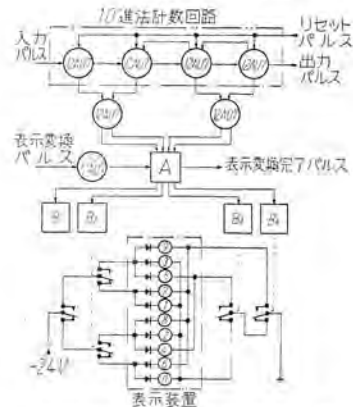
10 図 基準時間信号が 10 c/s のときの各部波形

Fig. 10. Wave forms due to standard time signal for 10 c/s.



11 図 計数器外観

Fig. 11. Counting units.



図示のリレーは動作していない状態を示す

12 図 計数ならびに表示変換部

Fig. 12. Schematic diagram of counter and position sensor.

に記憶せしめ、これが終ると表示変換完了パルスを制御部に送り、続いて制御部よりのリセットパルスにより計数器をリセットする。11 図は計数器の外観を示す。

(1) 計数および表示変換部は 12 AU 7 7 本、リレーよりなるユニット 5 個よりなる。

(2) 各ユニットは 10 進法計数回路、表示変換回路、表示信号回路よりなり 12 図は動作の概要を示す。

(3) 電子ゲート部を通った入力パルスにより 10 進法計数回路が動作し、電子ゲートが閉じるとゲートが開いている時間にはいったパルスの数に応じた状態を保持する。

(4) 電子ゲートが閉じると同時に表示変換パルスが表示変換回路に送られ A リレーが動作する。

(5) A リレーが動作すると B₁, B₂, B₃, B₄ は計数回路の状態に応じて A リレー接点を通じて動作する。

(6) A リレーは動作後約 50 ms で動作しなくなる。このとき表示変換完了パルスを制御部に送り、続いてリセットパルスにより計数回路はリセットされる。B₁, B₂, B₃, B₄ リレーは A リレーが断となっているのでその状態をつぎに A リレーが動作するまで保持する。

(7) B₁, B₂, B₃, B₄ リレーの各接点は組合わされて 13 図に示すように計数数字に相当した表示ランプを点灯する。

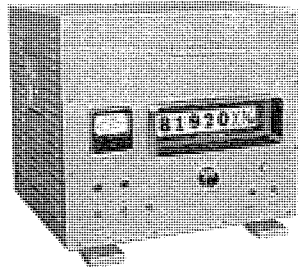
カ、電源部

電源部は全装置の低圧および高圧の電源を供給する。

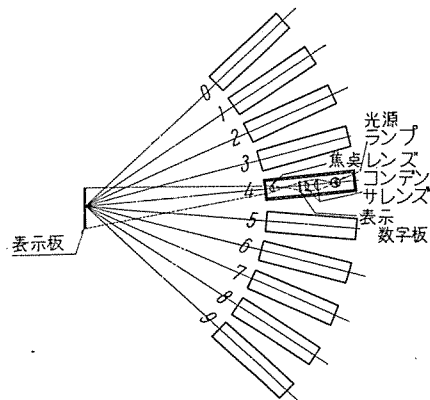
ランプ 表示	B1	B2	B3	B4
0	■	■	■	■
1	■	■	■	■
2	■	■	■	■
3	■	■	■	■
4	■	■	■	■
5	■	■	■	■
6	■	■	■	■
7	■	■	■	■
8	■	■	■	■
9	■	■	■	■

□ 動作していない
状態
■ 動作している状態

13 図 リレー動作
と表示ランプとの
関係
Fig. 13. Relay and
indicator lamp.



14 図 表示装置観
Fig. 14. Indicator.



15 図 表示装置概要図
Fig. 15. Section of indicator.

出力電圧および用途は 4 表のとおりである。

8. 表示装置

- (1) 表示装置は光学系を利用した表示信号回路と制御盤より構成され、その外観は 14 図のとおりである。
- (2) 表示装置は 5 桁を構成する 50 個のレンズ系と乗率を示す 3 個のレンズ系よりなり、15 図はその概要を示す。
- (3) 表示信号回路により計数数字に相当した表示ランプが点灯して前面表示板に数字が写し出される。
- (4) 制御盤は 5 表に示すような構成部品よりなる。

9. デジタル表示式計数型精密速度計の特長

- (1) 電子管計数型であるので機械的慣性による影響もなく、急激な速度変化にも鋭敏に追従することができる。
- (2) 各瞬間の速度を連続的に刻々表示することができ、また測定に人的要素に基づく誤差が生じない。
- (3) 要求される精度に応じて計数器の桁数を増し、またはピックアップ装置により生ずるパルス数を増加す

デジタル表示計数型精密速度計・馬場・渡辺・小島

4 表 電源部の出力電圧と用途

出力電圧 (V)	用途
D-C + 250	電子管直流高圧 (安定電源)
D-C + 105	
D-C + 90	
D-C - 105	
D-C + 250	表示変換リレー (安定電源)
D-C + 24	リレー (リセット その他)
D-C + 26	光源ランプ (安定電源)
D-C + 20	表示ランプ
A-C 6.3	電子管フィラメント

5 表 制御盤構成部品目

品名	操作
低圧電源スイッチ (POWER)	ON—OFF
高圧電源スイッチ (H·V)	ON—OFF
計数時間切替 (RANGE CHANGER)	×2, ×1, ×1/10, CALIBRATE
リセットスイッチ (RESET)	NON—LOCK
表示停止スイッチ (STOP)	ON—OFF
パイロットランプ	低圧電源, 高圧電源, 光源ランプ点火,
電源電圧計	A-C 150 V

ることによって高精度を維持することができる。

(4) 計数数字の表示方式が従来の方式と異なり、表示板に 30 mm 角の大きな数字で 1 列にデジタルに表示されるので 10 m 位離れた位置でも十分読取ることができかつ容易である。

(5) 測定速度範囲が広く、速度変動の大きいものに適用して有利である。

(6) 任意の瞬間に表示された計数数字をそのまま表示停止させることができ記録に便利である。

(7) レコーダと併用することにより時々刻々の速度を自動的に記録することもできる。

10. む す び

以上先般防衛庁技術研究所に納入したデジタル表示計数型精密速度計の概要について記述した。

この装置は周波数・回転数・速度・加速度などの計測器として応用分野はかなり多方面にわたっている。これは計数によって数値的制御を行いうる特長が広く、研究、工業分野に取入れられるようになった結果に外ならない。

最近三菱電機が受注した航空研究所の遷音速風洞精密速度検出装置にもこの型のものを製作している。

擲筆に際し本装置の設計製作に際して指導と鞭撻下さった関係各位に厚く謝意を表すと共に今後とも装置の改良に努力する所存である。

参 考 文 献

- (1) T. M. Berry & C.L. Beattie; "A New High-Accuracy Counter-Type Tachometer" AIEE, Technical Paper, 50-109, March, 1950.
- (2) J. T. Potter; "A Four-Tube Counter Decade" Electronics, June, 1944, p. 110-13.
- (3) Instruction Manual, "Model 5120 Berkeley Time Interval Meter" Berkeley Division of Beckman Instruments Company, Richmond, Calif.
- (4) Instruction Manual, "R-3, R-4, R-5 and R-6, Digital Recorder Systems" Berkeley Division of Beckman Instruments Company, Richmond, Calif.

最近の三菱テレビジョン受像機

無線機製作所 杉多重雄*・武居 明**

The Latest Mitsubishi Television Receiver

Electronics Works Shigeo SUGITA・Akira TAKEI

Four years have rolled by since the company put TV receivers on the market. Progress made during this period is really remarkable, overcoming a number of difficulties. Problems involved in the design of television receivers are roughly focused on: wide angle deflection, extension of TV channels and series heater string system. Furthermore, with the prevalence of TV receivers, the territory of demand extends to a strong, intermediate and weak electric fields, to which no single set is satisfactorily applicable from the view point of performance and economy. Under the circumstances, the company has selected three standard designs: types 14T-590, 14T-380 and 14T-410, each being fitting to the particular territory with due consideration to the foregoing major problems.

1. ま え が き

振り返って見るとテレビジョン受像機の生産と販売が開始されてから4年目を迎えたことになる。最初の頃は高価で、しかもデリケートであった受像機も次第に安定な故障の少ない経済的なものとなり、ことに昨春以来の好況に乗って急上昇を続けている普及率に対し、三菱電機も着々増産と新機種発表で答えてきたのであるがこれらの陰には設計、製造、品質管理各技術上の撓まぬ努力があることはもちろんで、きわめて競争の激しい受像機業界においては、今後とも1日としてこれらをゆるがせにすることはできない。今日もまた各分野において、進歩、開発の努力が続けられているのである。

ここには31年度末から32年度中期までの製品について技術的Topicsと性能概要の紹介を行うことにした。片鱗でも窺知していただければ幸である。

2. 最近の技術的 2~3 の問題

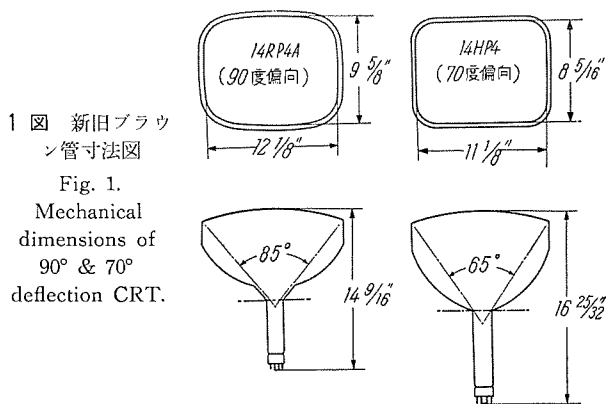
ア. 広角度偏向に対する問題

ブラウン管用ガラスバルブの本格的国産化を目指して米国コーニンググラス社と技術提携した旭特殊硝子株式会社では溶融ガラスを高速度で回転する金型に流し込み遠心力で成型、量産するSpining方式による新型90度偏向ブラウン管用ガラスバルブ製造プラントを設け、本邦ブラウン管メーカー需要の大部分を供給するようになった。17in以上の大口径管では偏向角度を大きくすることによって受像機の奥行は顕著に縮まってくるが14inでは1図に示されるようにブラウン管自身として約65mm縮まるが、シャーシ構成上にも限度があり約40mmしか短くならない。しかし、14in70度偏向管のコーン部がプレス作業で作られていたのに対し、新しい90度偏向管では上記のようにSpining方式で製造されるのでコーンの周辺は肉回りを良くするために曲線とする必

要を生じ、このため、従来のフェースプレートより面積が若干大きくなったのであるが業界ではこのことを大きく宣伝材料にとりあげ、一般需要家が14in管の広角偏向化をこれほど要求しているとは思われないが、実際問題として、70度偏向管を搭載した受像機は市場価値をほとんど失う傾向が見られるに至った。このため、当社においても進めつつあった開発計画をスピードアップし、昭和31年度末からこの種の受像機を量産に移したのである。宣伝では90度偏向にしたから画面が大きくなったとされているが、実際にはSpining方式という製造技術的な理由によって若干大きくなったのである。

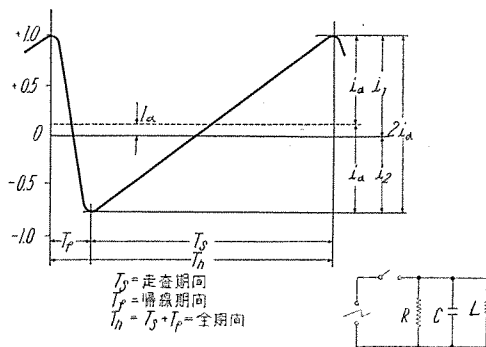
この90度偏向管を使用すれば従来の偏向回路では偏向電力に不足を来し、新しく高能率偏向回路および偏向部分品の必要性が生じてくる。ことに最近の受像機ではトランスレス方式を採用しているのでわが国の100V電源から倍電圧整流コンデンサ入力型B電源回路を使用しても、得られるB電圧はせいぜい210V程度であり、従来の真空管としては苦しい動作点になるのである。

水平偏向回路を例にとり考察すると、この偏向回路に流れる電流は2図のようであるから、これより i_1 はフェースプレートに向ってまん中より右側、すなわち大部



1 図 新旧ブラウン管寸法図

Fig. 1.
Mechanical
dimensions of
90° & 70°
deflection CRT.



2 図 偏向電流波形

Fig. 2. Current wave form in basic deflection system.

分は水平出力管より供給される電流であって、この電流は帰線期間にはいと偏向コイルの（厳密には出力変成器を含めた）共振周波数で動作するから Damped Resonance 回路の電流式を用いて

$$i(t) = i_1 e^{\sigma_1 t} \cos \omega_1 t$$

$$\therefore i_1 = i(t) / e^{\sigma_1 t} \cos \omega_1 t$$

$$\text{ここで } \sigma_1 = -1/2RC$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{2RC}\right)^2}$$

（その他は 2 図参照）

偏向コイルの Q を >5 と仮定すれば

$$\sigma_1 \doteq -\omega/2Q$$

$$\omega_1 \doteq \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

とみなすことができる。

つぎに i_2 は

$$i_2 = i_1 e^{\sigma_1 \cdot \pi/\omega_1} \cos \frac{\omega_1 \pi}{\omega_1} = -i_1 e^{-\pi/2Q}$$

上式により偏向電流尖頭値 I_{pp} は

$$I_{pp} = 2i_1 = i_1 + i_2 = i_1 (1 + e^{-\pi/2Q})$$

i_1 と i_a との関係は上式より

$$\frac{i_1}{i_a} = \frac{2}{1 + e^{-\pi/2Q}} = q \dots \dots \dots (1)$$

実際の設計に当っては電源電圧の低下、水平走査の同期条件、あるいは受信電波の水平 Blanking Pedestal 上の同期パルス位置等の関係から、ある余裕をもって偏向しておかなければならない。この係数を m とすると (1) 式を用いて、いわゆる、偏向電力は

$$P_D = \frac{1}{2} q^2 m^2 f_h L i_a^2 \dots \dots \dots (2)$$

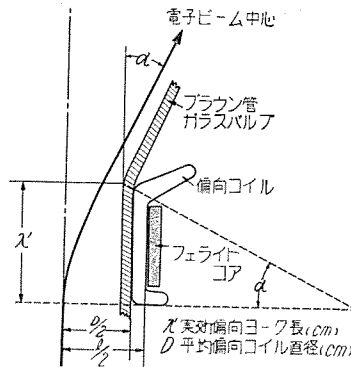
つぎに 3 図より所要偏向角度 α を振らすに要する電磁偏向電力としては次式が成立する⁽¹⁾。

$$P_D = 4.4 q^2 m^2 (\sin^2 \alpha) E_a D l f_h / \lambda' 10^8 \dots (3)$$

(3) 式に (2) 式を代入して

$$\sin^2 \alpha = \frac{L i_a^2 \lambda' 10^8}{8.8 E_a D l} \dots \dots \dots (4)$$

が得られる。



3 図 偏向系の幾何学的関係

Fig. 3. Geometric relations of CRT and deflection-coil dimensions to the beam deflection angle α .

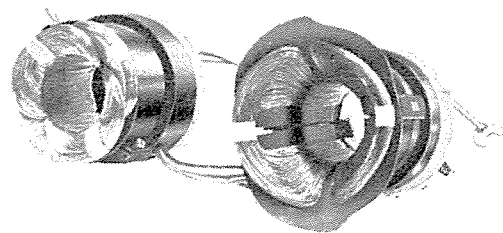
偏向コイルの形状にもいろいろと工夫をこらし、4 図のように変化させてはいるものの、(4) 式から考察すると E_a は発光輝度条件から小さくはできず、 D はブラウン管ネック部の直径から、 λ' はネックシャドウあるいは偏向および電子スポット歪条件、 l および L は機械的寸法条件などで制限を受けるので結局 i_a を大にしなければならなくなり、偏向角度を $m 65$ 度 (70 度偏向管) から $m 85$ 度 (90 度偏向管) に増加させるためには偏向コイル形状の改良を加味して

も、 i_a を 30% 程度は増大させなければならないことが判明する。

水平出力管は従来より受像機の中でもっとも消費電力の多い部分で最大定格に近い状態において使用されている。それゆえ、偏向出力管として $m 85$ 度偏向に適した管種を開発するかあるいは回路的に工夫を加えなければならなかった。これに適した真空管種としては欧米に 2~3 例があるけれども、わが国では製造経験も浅く、検討の余地もあるので、当社受像機実験室において開発完成に近づいていた新回路方式と、真空管の改良を早急に具体化し、量産品に採用することにしたのである。

それは、従来、水平出力の一部である Boosted B 電源を垂直出力管に供給していたのをやめて、高 G_m ビーム出力 4 極管 5AQ5 を使用し、B 電源として倍電圧整流を行った共通 B 電源を用い直線性を整えて垂直偏向をさせたのである。このために水平出力管の出力電力は Boosted 電源として用いられていた数ワットの電力を偏向出力に振り向けることが可能となり、以前から使用経験の深い水平出力管 12BQ6GTB によって定格を超えることなく $m 85$ 度の偏向を行うことができたのである。

しかし、垂直出力管として 5AQ5 等の多極管を使用する場合にはときどき変な現象を生じてわれわれを悩ませた。たとえばラスト中の 2~3 本の走査線だけが高輝度となりこの部分がゆっくり上から下へ、または下から上へ移動したり、停止したり、ときにはこれがまったく無くなるといった現象である。これを細かく検討すると垂直偏向鋸歯状波電流の走査期間部分に小さな階段波形



4 図 70 度および 90 度偏向用偏向ヨーク

Fig. 4. 70° & 90° deflection yoke.

が重畳してその部分に当る水平走査線が垂直偏向を受けずにその期間中の回数だけ螢光面を衝撃して明るく光らすのであって、一種の垂直出力管の寄生振動であることがわかった。これは多極管を使用することによって、その高内部抵抗に帰因した高電圧パルス、すなわち垂直帰線期間に出力変成器1次側に生ずる千数百ボルトの高電圧パルスによって、真空管内の電極隔離絶縁用マイカ板上、とくにプレートとスクリーン電極間に高圧 Charge を発生させ、電子径路変動による振動を生じ、この発振勢力（トランジストロン系の発振と思われる）が偏向鋸歯状波電流に重畳し、このような現象を起すと推定されるに至った。これを除かなければ量産品に使用することができないので管球製造者の助力を得てマイカ板上の処理に考慮を払ったり、電極構造を変えたりいろいろと実験を重ねたがビーム成形電極の構造に変更を加えマイカ板に電子流が当たらないように改良し解決したのである。5 図にこの電極構造の改良過程を示した。この電極構造変化によって陽極に到達する電子流は若干少くなるので 5A Q5 本来の定格に合わせるために陰極に若干手を加える必要があることはもちろんである。この開発改良結果は後記回路図に示されているように各新型三菱テレビジョン受像機に応用され好成績をおさめている。

現在のところ、この回路方式を使用しているのは当社のみであるが 210 V の低 B 電圧にもかかわらず、すぐれたオートトランス型フライバック出力変成器の設計と相まって水平出力管 12BQ6GTB の陽極およびスクリーングリッド損失は 70 度偏向の場合より若干少くなり、低ライン電圧に対しても所期の性能を満足させることができたのである。

イ. TV チャンネル増設に対する問題

昭和 31 年末、電波管理局から突然従来 6 チャンネルから 11 チャンネルに増設するとの予告があり、受像機製造関係者の初夢を奪った。この喜びと焦慮は受像機業界の天変地異と呼ばれ、あるいは棚ボタと称せられるに及んで 1 日も早く 11 チャンネル用受像機の設計製造を完遂すべく狂奔したのであった。さいわいに当社は関係者の一致協力によって着々と準備が整えられ、予定どおり新チャンネルプランに適応した受像機を速やかに斯界に送り出すことができた。振り返ってこの問題のためにわれわれが努力した技術的諸点について述べてみよう。



5 図 5A Q5 ビーム成形電極改良過程
Fig. 5. Improvement of beam forming electrode in 5A Q5.

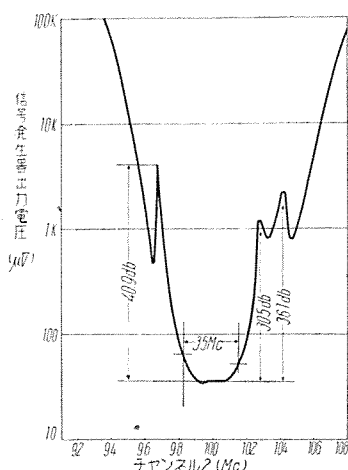
まずチューナの多チャンネル化である。ターレットチューナではコイルストリップを増加して 11 チャンネルに適応させたが受信周波数の上限が 216Mc にも及ぶので局部発振周波数上昇によって当然発生する発振出力の低下のために変換利得が下がるようなことがあってはならない。当社は後記のように下側ヘテロダイン IF 21 Mc を採用したので局部発振管 5J6 の動作は安定となり第 11 チャンネルにおける感度 S/N は第 6 チャンネルのデータに比し決して衰えない。しかし、上側ヘテロダインの場合にはインジェクション機構を改良する必要がある。5J6 の局部発振、周波数変換動作限界についても多少問題があるが最近の製品は数年前のものに比し格段に良くなっていることが認められた。また、この局部発振周波数の上昇に伴い周波数安定度についても十分考慮を払う必要を生じ、局部発振管の warm up にしたがって電極変形に基因する初期周波数偏移の減少、温度変化に対する回路部品の温度補償効果、電源電圧変動に対する安定度など、実験検討を重ねて所期の性能を満足させることができた。

チャンネルの増加によって当然各地に放送局が増設されるようになると、まず問題になるのは混信である。中弱電界においては同一チャンネル妨害、あるいは隣接チャンネル妨害の機会が多くなるのである。前者にオフセットキャリヤ等の方法を放送局側で採用することにより多少逃げることはできるが、隣接チャンネルに対しては受像機側で手段を講じなければならない。隣接チャンネルとの混信は搬送波間のビートだけではなく、搬送波と側帯波との間でも発生するのであるが、希望局の映像搬送波と下位隣接チャンネルの音声搬送波との混信が一番影響が大きい。このため、受像機側では主として下位隣接チャンネル音声搬送波に対し IF 段にトラップ回路を設けて防ぐのであるが、当社製 14T-590 型にはさらに上位隣接チャンネル映像搬送波に対してもトラップ回路を設け妨害信号周波数変換後の混信に対し完璧を期している。これらのトラップ回路は添付回路図に示すように容量結合型トラップ回路を使用した。この回路の $Q(f/f_0 - f_0/f)$ に対する最大リアクタンス分が結合コイルを込んだ漂遊容量と

$$f = f_0 - \frac{f_0}{2Q} \left[Q \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \right] \quad (5)$$

$f_0 \cdots \cdots$ 同調周波数

で再共振を行い⁽³⁾レスポンスにピーク（ね返し）を生ずるのである。このピークが過大にならないように注意しなければならない。さもないと当然受像機のスプリアスレスポンス特性が悪化する。さらにまた、トラップ回路の温度補償が適当でないとの山と谷との位置が IF レスポンス上で移動し、妨害信号抑圧比はもちろんのこと、映像 IF 信号伝送特性にも悪影響を及ぼす。当社の受像機ではフェライトコアを含めた所要線輪材料の正温度係数に対し $-220 \mu\text{F}/\mu\text{F}/^\circ\text{C}$ の負温度係数をもつ

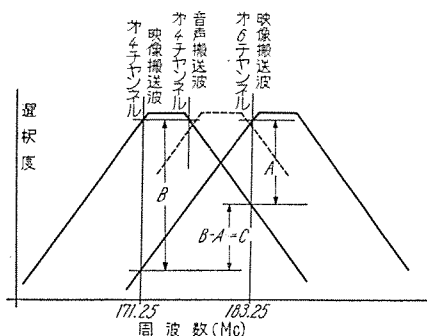


6 図 14T-590 型総合選択度特性
Fig. 6. Overall selectivity of the type 14T-590.

うる特性を持たせることができた。6 図に 14T-590 型の総合選択度特性を示した。

1 つの都市には、チャンネルプランによって、1 チャンネルの間隔を離して置局計画が建てられているが、1 都市内の強電界における混信としては、これらの 1 チャンネルおきの 2 つの到来波の周波数と、受信機局部発振周波数との高調波関係に基づくビート妨害および混変調妨害がおもなものである。従来より賞用された IF 27 Mc 上側ヘテロダイン方式の受信機を東京あるいは大阪の強電界地域で動作させると、第 4 チャンネルを受像して第 6 チャンネルの妨害を受ける方が、第 6 チャンネルを受像して第 4 チャンネルの妨害を受けるより妨害の程度が大きい。これは受信機の総合選択度特性にももちろん関係しているのであるが、第 4 チャンネルを受けているときの局部発振周波数 $171.25 \text{ Mc} + 27 \text{ Mc} = 198.25 \text{ Mc}$ の第 2 高調波 396.5 Mc と、第 6 チャンネル放送波が高周波増幅管を通して発生した第 2 高調波 366.5 Mc とが混合管を経て 30 Mc の中間周波を作り、 $30 \text{ Mc} - 27 \text{ Mc} = 3 \text{ Mc}$ のビート周波数を生じ受信画面に妨害を与える。またきわめて強い電界では 30 Mc の妨害中間周波はそのまま中間周波増幅および検波され、希望信号検波出力と重畳してウィンドーワイパ妨害を画面に与えることもある。このとき高周波増幅器における選択度特性は 7 図に示すようなものであるから第 4 チャンネルを受像して

た酸化チタニウムコンデンサで補償を行っている。また後記回路図に示されているように当社製受信機のある機種には吸収型トラップ回路を併用しているものもあるが上記諸点については同様な注意が払われている。さらにまたこれらのトラップ回路の Q および減衰特性は、IF 段の位相伝送特性と深い関連があり、測定技術上の困難を克服して一応満足し



7 図 空中線入力回路選択度の関係
Fig. 7. Front-end selectivity.

いるときの第 6 チャンネル映像搬送波に対する減衰は A である。しかし受信機を下側ヘテロダイン方式で IF を 21 Mc にした場合には上記説明と反対に第 6 チャンネル受信のときに第 4 チャンネルの妨害ビートが同じく 3 Mc となるのであるが高周波増幅段における選択度は上側ヘテロダイン方式と比較すれば 7 図から $B-A=C$ の減衰度がきいて妨害程度がそれだけ減少することが期待しうる。われわれも数次にわたる実地実験によりこの事実を確認したので下側ヘテロダイン方式 IF 21 Mc を採用することにした。7 図における C は実際回路において約 6 db である。

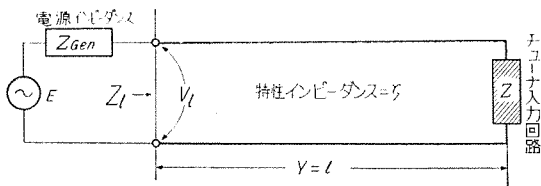
つぎに混変調の問題であるが、きわめて強い 2 局の電波が受信機入力に加わった場合に発生するがこれは理論的、実験的結果から高周波増幅段で発生するのが大部分であると考えて差支えない⁽³⁾⁽⁴⁾。強電界では高い AGC 負電圧が発生し、双 3 極管 4BQ7A 直流的直列方式カスコード増幅回路の動作点が $E_g - G_m$ 曲線の非直線部分に追いつかれたとき、この混変調が生ずるのである。混変調による現象もウィンドーワイパ妨害となって画面に表われてくる。空中線入力回路の選択度特性は広通過帯域幅の関係から回路特性に制限がありそのスカート特性にはあまり期待できない。しかし増幅管で起る混変調率は⁽⁵⁾、結論的には、

$$\text{混変調率} = K \frac{E_2^2}{G_m} \cdot \frac{\partial^2 G_m}{\partial E_g^2} \dots \dots \dots (6)$$

E_2妨害波の電圧振幅

と簡単な形で表示しうるので (6) 式からわかるように G_m の E_g についての第 2 次微係数に關係するから、 G_m の大きい、そしてカスコード接続のときの G_m/E_g 特性の改善によって軽減することができる。さらに空中線入力回路の選択度の改善は自乗になってきてくるといことがわかる。また適当な可変増幅率真空管（たとえば 4BC8 等）を使用し、AGC 調整を適当に調節すると混変調をほとんど避けることができる。可変増幅率真空管 4BC8 の開発には相当時間を要したが完成次第当社受信機に採用する予定である。

つぎに問題となるのは、受信機入力回路の整合に対する問題である。同一都市で 3~4 局の放送が行われる場合当然受信用空中線を広帯域化して行かねばならないが、需要家において中強電界ならばいかなる空中線でも一応受信しうるといような安易な考えからそれらのチャンネル周波数で整合条件の悪い空中線を使用される恐れが多分にある。また空中線を広帯域化するといっても、11 チャンネルの周波数は $90 \sim 108 \text{ Mc}$, $170 \sim 216 \text{ Mc}$ に分布しているからいずれの Band においても反射係数の少い（許容 VSWR は < 2 ）広帯域空中線を作るのは困難である。各チャンネルにおける受信機入力回路および空中線の整合条件が両方とも悪い場合には両者間で反射が繰返され画面にゴースト妨害を与えて見にくくなるのである。このために 11 チャンネル用チューナの入力回



8 図 測定に用いる伝送線路条件

Fig. 8. Transmission line fed by a generator with e.m.f. E and internal impedance Z_0 and terminated in an impedance Z .

路整合にはとくに注意して設計した。入力回路のインピーダンス測定法としては General Radio 社 (米国) 製の Admittance Bridge 等を用いても良いが、現在ではつぎに説明する方法によって簡単に監視、調整を行っている。

いま、8 図のように特性インピーダンス Z_0 の長いフィーダを用いてその先端をチューナ入力回路で終端する。他端を起電力 E 、内部インピーダンス Z_0 なる高周波電源に接続しておく。いま $Z_0 = Z$ とすれば $Y = l$ なる点の電圧 V_l は⁽⁶⁾

$$V_l = \frac{Z_l}{Z_l + Z_0} \cdot E = \frac{\frac{1}{2} Z_l + \frac{1}{2} Z_0 + \frac{1}{2} Z_l - \frac{1}{2} Z_0}{Z_l + Z_0} \cdot E$$

$$= \frac{1}{2} (1 + r_l) \cdot E \quad (7)$$

ここで $r_l = Z_l - Z_0 / Z_l + Z_0$ は $Y = l$ なるときのフィーダ入力側の反射係数である。フィーダ損失を無視すれば

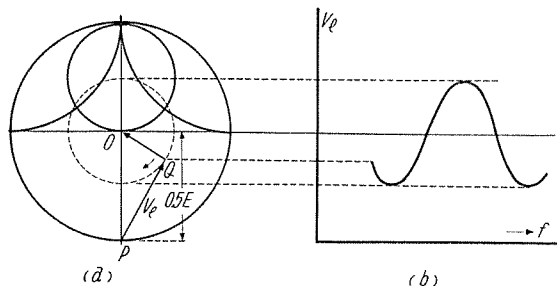
$$r_l = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} = |r| e^{-j4\pi f l / v} \quad (8)$$

$$\text{それゆえ } V_l = \frac{E}{2} (1 + |r| e^{j\varphi} \cdot e^{-j4\pi f l / v}) \quad (9)$$

と書き直すことができる。(7)式から 9 図(a)に示すスミス図表上 V_l を表わすベクトル PQ は一定ベクトル PO ($= \frac{1}{2} E$) とベクトル OQ ($= \frac{1}{2} r_l E$) とのベクトル和である。もし周波数を増加させて行くと Q は半径

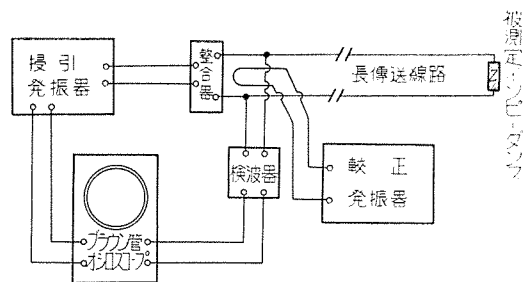
$$1/2 |r_l| \cdot E$$

なる円を回転し 9 図(b)に示すように周波数に対する V_l の影響を知ることができる。これを応用して 10 図のような回路を作るとオシロスコープに現われる波形によって反射係数を知ることができる。(7)式から V_l は



9 図 スミスチャートで表示した V_l

Fig. 9. $V_l = \frac{1}{2} (1 + r_l) E$ as demonstrated in the smith chart.



10 図 チューナ入力回路の反射係数測定回路

Fig. 10. Circuit employed to determine the reflection coefficient of an unknown impedance Z terminating the line $Y = \xi$.

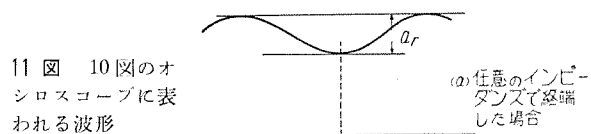


Fig. 11. Oscillograms obtained with the circuit shown in Fig. 10. (a) employing an arbitrary terminating impedance. (b) with the end of the test line open.

(a) employing an arbitrary terminating impedance. (b) with the end of the test line open.

$\frac{1}{2} E (1 + |r|)$ と $\frac{1}{2} E (1 - |r|)$ との間を変動するからフィーダ先端に任意のインピーダンスを接続したときにはオシロスコープには V_l の変化に比例した振幅 a_r の波形が 11 図 (a) のように出てくる。

このとき

$$a_r = K \cdot \frac{1}{2} E \{ (1 + |r|) - (1 - |r|) \} = g \cdot E |r| \quad (10)$$

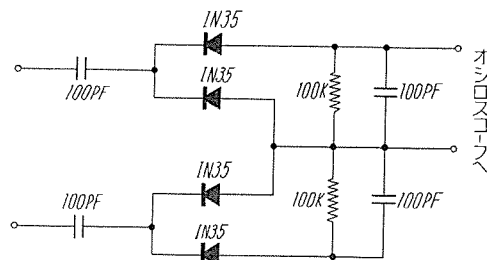
係数 K は全反射すなわちフィーダ先端を開放したときの反射係数 ($|r| = 1$) を知ることにより決定される。11 図(b)においてこのときのリップル振幅は $a_0 = KE$ であるから

$$|r| = \frac{a_r}{a_0} \quad (11)$$

となる。また 11 図 (b) において $(\Delta f)_0$ は $4\pi (\Delta f)_0 l / v = 2\pi$ であるから

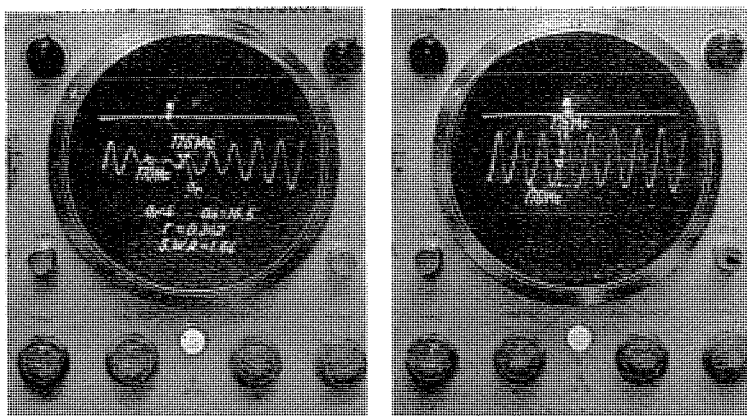
$$(\Delta f)_0 = \frac{v}{2l} \quad (12)$$

ここで $v = kc$ $c = 3 \times 10^8$, $k \approx 0.8$ (普通使用されている受像機用フィーダの場合) である。



12 図 クリスタルダイオード両波検波回路

Fig. 12. Full wave detector circuit.



(a) 三菱チューナ TU-2603A型 入力特性 (b) 開放端全反射波型
13 図 実 測 波 形

Fig. 13. Experimental results obtained in the test equipment illustrated in Fig. 11 & Fig. 12.

- (a) Mitsubishi tuner TU-2603 input characteristics.
(b) Wave form in open end.

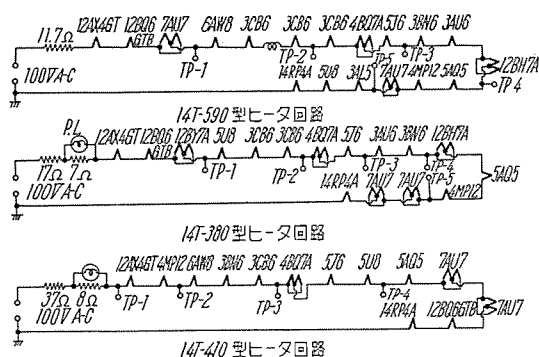
また 11 図 (a) において $(\Delta f)_r = (\varphi/2\pi)(\Delta f)_0$ であるから

$$\varphi = \frac{(\Delta f)_r}{(\Delta f)_0} \cdot 2\pi \dots \dots \dots (13)$$

この $|r|$ と φ とを知ることによりスミス図表からフィード先端に接続された任意のインピーダンスを決定することができる。われわれは検波器として 12 図のような回路を用い 300 オーム平衡 2 線フィード ($k=0.8$) 60m 掃引発振器として RCA, WR-59C 型を使用している。またフィードの張り方には注意を要することはもちろんである。

これら上に述べた測定法により 11 チャンネル用チューナの入力回路が各チャンネルにおいて VSWR=2 以内に整合するよう努力したのである。一例として三菱チューナ TU-2603A 型の入力整合状態を 13 図に示した。

以上、チャンネル増設プランに対する技術的対策の中で主としてフロントエンドチューナにつき記述した。この外、チャンネルアロケーションプランに即応した IF 周波数の問題や、放送局間で異なる同期パルスの諸条件、



14 図 三菱テレビジョン受像機に用いられた直列点火方式例

Fig. 14. A few examples of Series heater string system used in Mitsubishi TV receiver.

映像変調に対応する問題などたくさんあるが、これらについては別の機会に譲りたい。

ウ. 真空管直列点火方式の問題

従来から用いられていた電源変圧器はブラウン管の電子流に誘導障害を与えることからわが国のような電源非同期方式の放送規準ではことに影響が大きく、設計に当って電源トランスの漏洩磁束の低減、取付位置、巻軸方向の決定に悩まされシャース構成上の自由度が非常に小さかった。各真空管のヒータを直列に点火して 100 V 電源回路に直接挿入し、高圧電源回路には、倍電圧整流方式を用いて電源変圧器を取り除くならば、前述の障害が無くなるばかりではなく、原価面においても有利となり、かつまた、シャースの小形化、軽量化が可能となるので当社においても直列点火に適した真空管の調査を重ね、採用の自

信がついたので昭和 31 年度末以後の当社製受像機には全部この方式を用いているのである。受像機の全真空管(ブラウン管を含めた)を直列点火する場合、その順序は設計上とくに広範な注意を要するのであるが 14 図に当社の使用例を示した。

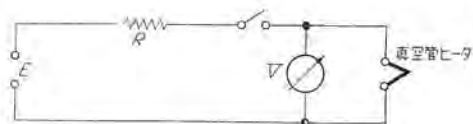
これらの真空管はいわゆるトランスレス用受信管と呼ばれるものであって、とくに直列点火に対して要求される特性としては、つぎの諸点があげられる。

1. まずヒータの断線事故が少いこと。
2. 各管種の熱容量の大小にかかわらず点火直後の温度上昇特性がそろっていること。
3. ヒータ〜カソード間の耐電圧が大きいこと。
4. ヒータ電流の偏差がきわめて少いこと。
5. 比較的低い B 電圧で十分動作すること。

断線事故は脚部の溶接不良、あるいはヒータ〜カソード間の絶縁破壊に基因するものを除いてはまったく外部からはわからずヒータ外覆アランダムを通して X 線で観察すると機械的な力により切断されていることが認められている。

この事故の要因にはヒータ線径がありこれについては内外で良く調査されている。これらの調査によると心線径 0.035 mm の 150 mA ラジオ用真空管の場合の断線率 22% に比し、同じ条件で心線径 0.1 mm の 600 mA テレビ用真空管は 3% 以下に激減することが認められている。点火電流を 600 mA にすれば、ブラウン管のヒータも従来と本質的には同じもので良いことになり、かつ真空管を直列に十数本使用してもヒータ電圧の総和が 100 V 以内におさまリ、また前述のように線径による寿命の点からも望ましいものとなるのである。

点火後ヒータ温度が上昇して行く段階で直列に接続された熱容量の異なる各真空管が同じような動作抵抗変化をたどらなければ特定の真空管に異常電圧が掛り断線事故の原因となるので各品種とも 15 図の回路および条件



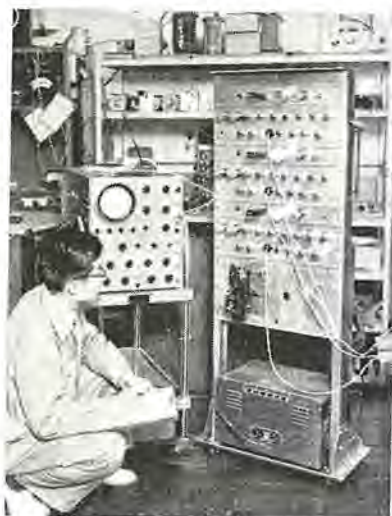
E 印加電圧 ($4 \times E_f$)
 R 直列抵抗 ($3 \times E_f / I_f$)
 V ヒータ試験電圧 ($0.8 \times E_f$)
 E_f ヒータ電圧規格値
 I_f ヒータ電流規格値

15 図 ヒータ warm up time 測定回路および条件

Fig. 15. Heater warm-up time measurement circuit and test conditions.

で warm up time を 11 秒 \pm 3 秒にそろえるようになっている。さらに点火後の定常状態において各真空管に規定の電圧が掛り動作陰極温度を適正ならしむるには、各真空管の定常状態におけるヒータ電流のバラツキを小さくして置かなければならない。ことに電源電圧の変動の多い地域で使用されるときにはその影響が大きいのでヒータ電流 300 mA の普通の真空管は通常 $\pm 8\% \sim \pm 10\%$ に管理されているがこれら 600 mA トランスレス真空管は各メーカーにおいて 600 mA $\pm 4\%$ 以内に管理されている。

ヒータ～カソード間絶縁の問題については直列真空管の場合とくに重要であってヒータ～カソードが短絡された場合にはその真空管より高電位側のものはそこで接地され、過大な電圧が印加されることになる。また、受像機ではとくにハムの問題は重要であってヒータ～カソード間に漏洩があれば映像信号、同期信号、あるいは鋸歯状波偏向電流にハムが重畳し悪影響を及ぼすのである。これらの絶縁試験は通常ヒータを正規に交流で点火し、カソード～ヒータ間に各極性の直流電圧 100V を加えそれぞれの場合の漏洩電流を測定するのである。規格としては、各極性において 50 μ A 以下あるいは 100 μ A 以下となっているが受像機の性能を満足させるためには、10 μ A 以下が望ましい。われわれの実験室においても受像機設計の立場から 16 図のような断続試験機を製作し 3 分間接、12 分間断と自動的に点滅し直列ヒータ回路に影響を与えない真空管式計数装置を用いて連続的に断続試



16 図 受像機真空管ヒータ断続寿命試験機

Fig. 16. Series heater ON-OFF life test assembly.



17 図 三菱テレビ 14T-590 型外観
Fig. 17. 14T-590 Mitsubishi TV receiver.

験を行い、上記各性能につき各管球メーカー製品を測定調査した。

この試験測定結果によって当社の受像機に使用されている真空管の平均断線回数は少くとも数万回以上であることが確かめられ需要家庭において 1 日数回スイッチを ON-OFF したとしてもヒータ断線に対する寿命は真空管の定格を満足する電子放射寿命より長いことが期待しうるのである。

3. 最近の三菱テレビジョン受像機

受像機の普及に伴い、強中弱電界と需要地域が拡大し、これらの諸条件を十分に満足する受像機を一機種にまとめ上げることは、性能的、経済的に不利になる点が多い。たとえば弱電界、強雑音地域において十分な性能を持たせるように考慮された複雑高級な回路機構は条件の良い強電界においては、それらの必要度は下り、価格面で不利を招くであろうし、また、その反対の場合も想像しうる。

それゆえ、当社は昭和 32 年度のプランとして、性能に 3 つのランクを設け、価格差と共に、それぞれの地域において需要者要求の各条件を満足させる受像機を製造することにしたのである。

この線に沿って計画された代表的製品 14T-590 型、14T-380 型、14T-410 型、について紹介する。もちろんこれらの受像機にはすべて 2 章 ア、イ、ウ 各項で述べた考慮が払われている。

各機のキャビネットは、上部両側面一体の桜材ベニヤを高周波誘電加熱法により成型接着し、油性漆、耐薬品塗装をほどこし、優美な光沢、色調と木目を持たせている。このキャビネットは上記加工法により強度、仕上り、経年変化などに対し、従来の木製キャビネットの面目を一新した。写真のように各機種により外観デザインは異なるけれども、前面はすべて耐衝撃性ポリスチロール系樹脂の射出成型によって製作され、ことに上側を前方に出し約 2 度の傾斜をつけながらシリンドリカルに彎曲させた前面保護ガラスを容易に取り外しうる構造が特長である。

このためブラウン管に掛けられた約 12 kV の高電圧による着塵を簡単に拭き取ることができるのである。

ア. 14T-590 型受像機

本機は、上記 3 つのランクの内、最高級に属し、いわゆる超遠距離微弱電界地域から強電界地域にわたる広範囲のエリヤにおいて、従来の受像機より、より以上安定で、より以上鮮明な映像が得られるもので、現在のところ、斯界最高性能受像機である。

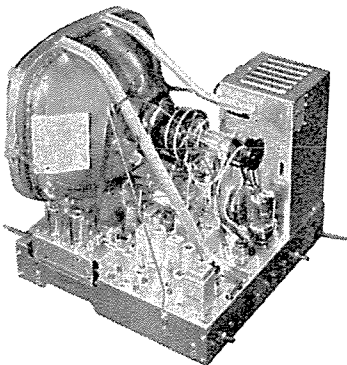
それは添付結線図 (26 図) にも示されているように、多くの最新回路が採用され、細心の注意をもって設計・製造・調

整が行われ、十分にその性能を発揮するからである。

本機は、90 度偏向メタルバック受像管 14RP4A を搭載し、使用真空管は 19 球で、アンテナ端子からはいったん入力信号は 4BQ7A, 5J6 による 11 チャンネル用ターレット式カスコードチューナにより高周波増幅および周波数変換が行われ、低インピーダンス同軸ラインにより IF 段にリンク結合されている。

IF 段は 3CB6, 3CB6, $\frac{1}{2}$ 5U8_(s) の Stagger 同調インタキャリヤ方式を採用し、6DB 低下の通過帯域幅は 3.8 Mc である。またこの IF 段には伝送帯域内の映像 IF 信号位相遅延特性について考慮された音声 IF トラップおよび上下両隣接チャンネルトラップが設けられている。また、これらの高周波および IF 増幅回路には $\frac{1}{2}$ 5U8_(s) の Keyer および 2 極管接続された $\frac{1}{2}$ 7AU7 によって遅延型 Keyed AGC が掛けられている。IF 段で増幅された信号はクリスタルダイオード 1N60 で検波される。検波された映像信号は $\frac{1}{2}$ 6AW8_(s), $\frac{1}{2}$ 7AU7 の 2 段高忠実度映像増幅器で増幅され、負極性同期信号をもった映像信号となって受像管の第 1 格子を励振する。この第 1 映像増幅器には $\frac{1}{2}$ 6AW8_(s) の Noise Canceller 回路が接続され強制的に雑音成分を除去している。

一方、第 1 映像増幅器の陽極回路に接続された $\frac{1}{2}$ 5U8_(s) のグリッドリーク型同期分離回路を経て分離された同期信号は次段の $\frac{1}{2}$ 12BH7A で増幅およびクリッピングされさらに 3 段の積分回路によって分離された垂直同期信号は $\frac{1}{2}$ 12BH7A のブロック型非慣性発振器を駆動し、帰線期間の短い鋸歯状波に整形されて垂直出力管 5AQ5 を励振し垂直偏向コイルに偏向電力を供給している。また、同期増幅管の陽極および陰極回路から出た互に逆極性の水平同期信号は平衡型鋸歯状波同期位相検波管 3AL5 に供給され比較波型と合成されて出てきた補正電圧が 7AU7 のカソード結合型マルチバイブレータの発振位相、周波数を制御している。この制御された 15,750 c/s の出力は鋸歯状波に整形、さらにピーキングが掛けられ、水平偏向出力管 12BQ6GTB を励振しオートトランス型水平出力トランスにエネルギーを送っている。このトランスにはダンパ管 12AX4GT がつながり水平幅調整、水平直線性補正コイルを備え良好な鋸歯状波電流を水平偏向コイルに供給している。



18 図 14T-590 型シャーシ外観
Fig. 18. 14T-590 Chassis.

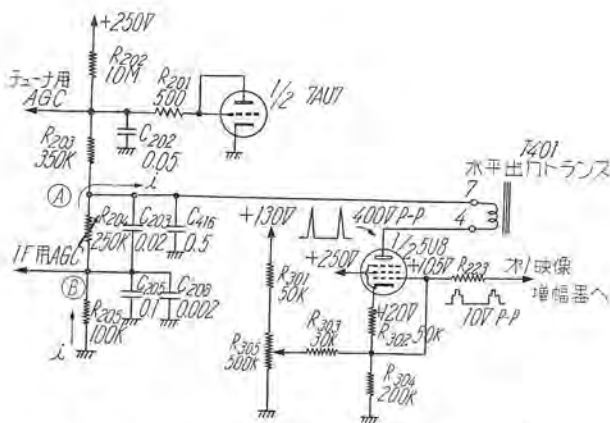
またこのトランスの高圧巻線から発生した高電圧パルスは 1X2B で整流され標準動作負荷において 12 kV 以上の高電圧を受像管に供給し電子を加速している。垂直および水平出力回路からそれぞれ負性パルス電圧を取り出し適当な電圧に整えられ帰線消去信号となって受像管の陰極に接続されている。また、映像検波されて出てきた 4.5 Mc の音声信号は第 1 映像増幅器の陽極に挿入された 4.5 Mc Trap 回路の手前から 3 pF の結合容量で音声 IF リミッタ 3AU6 に注入されゲートッドビーム FM 検波管 3BN6 により低周波信号となって音声出力管 4MP12 にはいり $6\frac{1}{2}$ in ダイアトーンスピーカ P-67 型を駆動している。またこの低周波増幅回路には音質調整回路が付加され任意に音質を変えることができる。

(1) Delayed Keyed AGC 機構

この機構は受像機の AGC (自動利得制御) 各方式中最高性能をもつもので、水平ブランキング期間中の振幅変化に応動する利得制御方式である。このため、雑音パルスや瞬時電界変動に対して AGC 回路に影響する確率は複合映像信号波型からわかるように 7% に過ぎないので他の回路方式に比しきわめて安定な AGC 電圧を発生させることができる。また、後記回路説明によってもわかるように十分な AGC 電圧が得られるので制御感度も良くなり、この 2 つが相まって航空機による反射電波と直接到来波とが重畳するような激しい電界変動に対しても影響されることが少いのである。

また制御感度が良いということはチャンネルを切り換え、強さの異なる放送電波を受けたとき、いちいちコントラスト調整を行わなくても一様な階調の受像が可能となるのである。動作上の Delay とは無信号時から連続的に入力信号に比例した AGC 電圧を印加せず、ある範囲内の弱電界においては高周波増幅部には AGC 電圧が掛らず IF 段のみに掛っており、その範囲を越す電界からそれに適した AGC 電圧を両方に印加する機構であって、従来の方式では微弱電界においても入力信号および雑音信号により、ある程度の AGC 電圧が高周波、中間周波両増幅器に掛り S/N 特性を下げていたのに比し、非常にすぐれた動作をする。この Delay 機構によって、微弱電界においてもまた、超強電界においてもすぐれた S/N 特性を維持することができるのである。また、回路中には 2 ヶ所の半固定調節部を設け、感度調節と高周波および中間周波増幅器に掛る AGC 電圧のバランスを調節しうるようにした。

つぎに 19 図により動作機構を説明すると、5U8 の 5 極管部が Keyer になっており、カソードには低 B 電源 (+130 V) から R_{301} と R_{305} で分圧された約 120 V の直流電圧が掛っている。第 1 グリッドには映像増幅管 6AW8 のプレート電圧を R_{223} , R_{303} , R_{304} , R_{305} 等で分圧した約 105 V の直流電圧を掛けグリッド～カソード間には -15 V のバイアス電圧があるようになっている。プレートは水平出力トランス T_{401} の巻線に接続され、



19 図 14T-590 型の Delayed keyed AGC 回路
Fig. 19. Circuit diagrams of delayed keyed AGC used in 14T-590.

15,750 c/s で約 400 V_{p-p}, 基部の幅, 約 8 μsec のパルス電圧が掛るようになってい。この回路を動作させると 1/2 5U8₍₅₎ の第 1 グリッドは -15 V でカットオフに迫いてまわっているためにプレートに 400 V_{p-p} のパルス電圧が掛っても導通しない。しかし、TV 信号を受信したときにはこの第 1 グリッドに正極性の同期信号が入ってくるので同期信号期間中はバイアスが浅くなりプレート電流が R₂₀₄ R₂₀₅ を通って流れる。この電流はもちろん第 1 グリッドに印加される同期信号波形の高さに比例して流れるのである。

この電流のために B 点には $(i \times R_{205})$ V なる負電圧が、A 点には $\{i \times (R_{204} + R_{205})\}$ V なる電圧が発生する。この B 点の電圧を IF 1 段目、2 段目に加えて利得を制御し、A 点の電圧を Delay 回路を接続してチューナの高周波増幅管に加えて利得を制御するのである。C₂₀₅, C₂₀₃, C₂₀₈, C₄₁₆, C₂₀₂ は AGC 電圧を直流化する働きをする。これらの電圧は空中線入力が大きくなるときは大きくなり利得を抑え、小さくなるときは利得を上げて、一定出力が得られるように働くのである。

この AGC 系の利点は同期信号のきたときだけ（一定査期間の 7%）しか動作しないからそれだけ、雑音に妨害される率が少く、急激な電界変動にも安定である。また Keyer の増幅作用から十分大きな AGC 電圧が得られる利点がある。

つぎに Delay 動作というのは電界の弱い間はチューナには AGC がまったく掛らず最大感度で働き、電界がある程度以上になると急激に働き出すという方式である。この作用は R₂₀₃, R₂₀₂, R₂₀₁, C₂₀₂, 1/2 7AU7 で行われる。

いま、電界が強くて、A 点に -15 V の AGC 電圧が発生したとすると、中間周波段には

$$-15 \times \frac{R_{205}}{R_{204} + R_{205}} = -4.3 \text{ V}$$

また、チューナに掛る AGC としては、R₂₀₂ が +250 V に接続されているから

$$-15 + \left\{ (250 + 15) \times \frac{R_{203}}{R_{202} + R_{203}} \right\} = -6 \text{ V}$$

の電圧が掛って増幅度かなり押えられる。

いま、電界が弱くなって、A 点の電圧が -8 V になったときには、中間周波段には

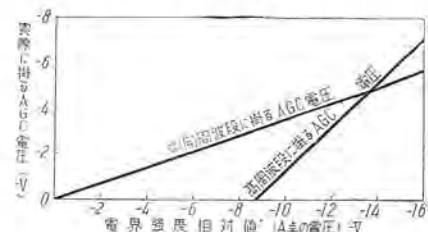
$$-8 \times \frac{R_{205}}{R_{204} + R_{205}} = -2.3 \text{ V}$$

チューナ AGC は

$$-8 + \left\{ (250 + 8) \times \frac{R_{203}}{R_{202} + R_{203}} \right\} = +0.7 \text{ V}$$

となり高周波段には +0.7 V の正電圧が掛ることになる。このときに 2 極管接続された 1/2 7AU7 でアースに落し 0 電位とするのである。すなわち電界がある程度以上弱くなるとチューナに掛る AGC 電圧は 0 V となって感度を最大に上げるという訳である。この模様を 20 図に示した。可変抵抗 R₃₀₅ は 1/2 5U8₍₅₎ のバイアス電圧を変えて AGC 電圧を制御し、可変抵抗 R₂₀₄ は高周波段と中間周波段への AGC 電圧分配率を変える AGC バランサであって共に受像機を設置した場所場所において最大 S/N をうるように調節するのである。

20 図 14T-590 型 AGC バイアス曲線
Fig. 20. AGC bias curves of 14T-590.

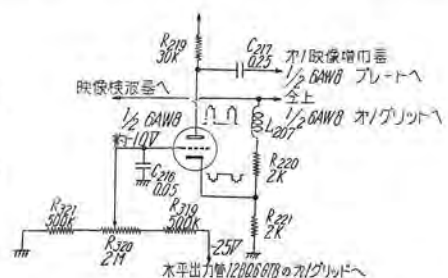


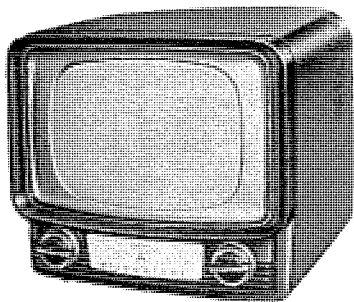
(2) Noise Canceller の機構

6AW8 の 3 極管部を Canceller として動作させるのである。このグリッドには水平出力管 12BQ6GTB の第 1 グリッドに生じた -25 V の電圧を R₂₁₉, R₃₂₀, R₂₂₁, C₂₁₀ で分圧および整流した約 -10 V の直流電圧が掛っている。プレートには第 1 映像増幅管 1/2 6AW8₍₅₎ のプレートから 21 図のように正極性同期信号をもった映像信号波形が、カソードには映像検波器の負荷抵抗 R₂₂₀, R₂₂₁ の中点から負極性の同期信号をもった映像信号波形が加えられる。

このようにすると同期信号の頭でこの真空管のプレート〜カソード間に最大電圧が掛ることになりこの期間では動作中もっとも低い内部抵抗を示す。通常は可変抵抗

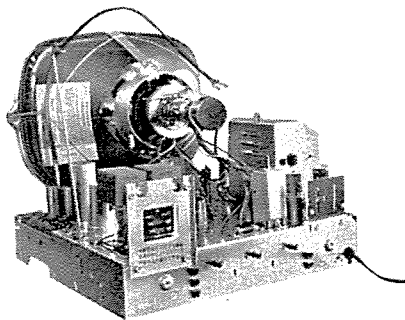
21 図 14T-590 型ノイズキャンセラ回路
Fig. 21. Circuit diagrams of noise canceller used in 14T-590.





22 図 三菱テレビ 14T-380 型外観

Fig. 22. 14T-380 Mitsubishi
TV receiver.



23 図 14T-380 型シャシー外観

Fig. 23. 14T-380 Chassis.

R₃₂₀ で調整されグリッド電圧を同期信号の頭でカットオフすなわち内部抵抗を無限大にしておくが、もし同期信号の頭のレベルを越し同期を乱すような雑音がきたとするとこの真空管は急激に導通しその低くなった内部抵抗で雑音成分を短絡し同時にその真空管電流で映像検波器負荷抵抗 R₂₂₁ に雑音と逆位相の補正電圧を生じ雑音を完全に消去するのである。以上の動作説明で明らかなように本回路では普通の Noise Limiter に比し強制的に雑音成分を消去するのが特長である。

(3) 仕様および性能概要

使用真空管数	19 球 1 石
受 像 管	14RP4A (90 度偏向メタルバック)
チューナ	11 チャンネル、ターレット型カスコード増幅
中間周波増幅器	4 回路 3 段スタガ同調方式
映 像	21 Mc
音 声	25.5 Mc
隣接チャンネルトラップ	
下側音声	19.5 Mc
上側映像	27 Mc
映像増幅器	2 段
AGC 方式	Delayed Keyed AGC
雑音制御	Noise Canceller 方式
垂直発振器	ブロッキングトランス型
水平発振器	マルチバイブレータ型
AFC 方式	平衡型鋸歯状波 AFC
音声検波方式	ゲートッドビーム FM 検波
電源回路	
真空管ヒータ	600 mA 直列点火トランスレス方式
B 電源	真空管両波整流トランス方式
音質調整	連続可変ハイカット型
帰線消去	水平垂直両帰線消去方式
スピーカ	P-67 型パーマネントダイナミック ダイヤトーンスピーカ
受信周波数	Ch. 1~Ch. 11
6 db S/N 感度	各 Ch. 共 60 μ V 以下
音声最大感度	各 Ch. 共 25 μ V 以下
クワイエティング感度	各 Ch. 共 50 μ V 以下
イメージレシオ	Ch. 1~Ch. 3 60 db 以上

最近の三菱テレビジョン受像機・杉多・武居

Ch. 4~Ch. 11 54 db 以上
中間周波除去比

Ch. 1~Ch. 11 70 db 以上
6 db 帯域幅 3.8 Mc

高圧および輝度

アノード電流 100 μ A において

12.5 kV 290 lx

水平プルインレンジ 1,300 c/s 以上

垂直プルインレンジ 10 c/s 以上

音声無歪出力 (30% 変調) 1.2 W 以上

消費電力 約 180 W

キャビネット寸法 幅 444×高さ 415×奥行 465 mm
重 量 バッキングケース共 28 kg

イ. 14T-380 型受像機

本機は3つのランクの中位に属するもっとも標準的な機種であって完全トランスレス方式を採用している。27 図にも示されているようにカスコード型高周波増幅 11 チャンネル用ターレットチューナを備え、低インピーダンスラインで接続された4回路3段のスタガ同調中間周波増幅器をもっている。本機の映像検波は $\frac{1}{2}$ 5U8 の3極管部のカソード〜グリッド間で行われ、プレートからは尖頭値整流型 AGC 電圧を取り出している。この AGC 電圧は2つの可変抵抗器によって総 AGC 電圧と高周波増幅器に掛る AGC 電圧とを単独適正に調節し最良の S/N を受けるようになっている。

また、本機の同期分離管のカソードは映像増幅管のカソード回路に接続されコントラストの大小にかかわらず完全な同期分離動作を行うように配慮されさらに同期増幅管の後には2極管接続された $\frac{1}{2}$ 12BH7A のノイズクリップが設けられている。垂直偏向回路はすでに第2章ア項で述べたようにビーム4極出力管 5AQ5 と $\frac{1}{2}$ 12BH7A の変型マルチバイブレータである。水平偏向回路にはパルス幅 AFC 回路を採用し、制御管のプレート電圧を変化して水平同期調整を行うようになっている。

(1) 仕様および性能概要

使用真空管数	16 球
受 像 管	14RP4A (90 度偏向メタルバック)
チューナ	11 チャンネル、ターレット型カスコード増幅
中間周波増幅器	4 回路 3 段スタガ同調方式
映 像	21 Mc
音 声	25.5 Mc
隣接チャンネルトラップ	19.5 Mc
AGC 方式	尖頭値整流型 AGC
雑音制御	ノイズクリップ方式
垂直発振器	変形マルチバイブレータ
AFC 方式	パルス幅 AFC
音声検波方式	ゲートッドビーム FM 検波
帰線消去	水平垂直両帰線消去
電源回路	完全トランスレス方式

真空管ヒータ 600 mA 直列点火方式
 B 電 源 セレン倍電圧半波整流方式
 ス ピ ー カ P-67 型パーマネントダイナミックダイアトーンスピーカ
 受信周波数 Ch. 1~Ch. 11
 最大感度 各 Ch. 共 70 μ V 以下
 音声最大感度 各 Ch. 共 40 μ V 以下
 クワイエティング感度 各 Ch. 共 60 μ V 以下
 イメージレシオ Ch. 1~Ch. 3 58 db 以上
 Ch. 4~Ch. 11 45 db 以上
 中間周波除去比 Ch. 1~Ch. 11 67 db 以上
 6 db 帯域幅 3.6 Mc
 高圧および輝度
 アノード電流 100 μ A において 12 kV 220 lx

水平プラインレンジ 600 c/s 以上
 垂直プラインレンジ 5 c/s 以上
 音声無歪出力 (30% 変調) 0.8 W 以上
 消費電力 約 130 W
 キャビネット寸法 幅 444×高さ 426×奥行 496 mm
 重 量 パッキングケース共 25 kg

ウ. 14T-410 型受像機

本機は強、中電界地域において S/N の良い映像と経済性をとくに考慮に入れて設計された普及型受像機で完全トランスレス方式が採用されている。

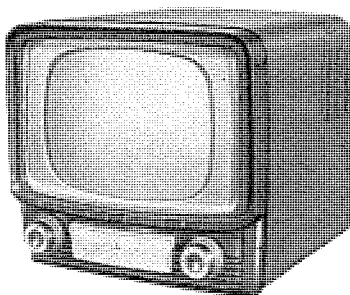
現在の受像機故障の半分以上が真空管の動作不良に基づくものであることが統計結果に現われているが、とくに普及型受像機では所期の性能を満足させながらなるべく球数を減らすことが望ましいのである。本機は AGC, AFC 等各自動制御を有しながらも 13 球の少数にまとめられている。

強中電界地域ではもちろん、相当大きい入力信号を対照とするので中間周波増幅段を 2 段とし所要の帯域を取りながらすぐれた S/N 特性をもたせるようになっている。また平均値整流型の AGC 回路と絡んで $1/2$ 5U8₍₆₎ の電極構造上の原因により、無信号時から急に大入力信号がきた場合、第 1 グリッドに大きなグリッド電流が流れそれが回復しないというトラブルが発生することがあるが本機ではこれを防ぐため、最終段中間周波増幅にも AGC 電圧を掛けている。これにはグリッド側コイルの帰路に漏洩抵抗とバイパスコンデンサを挿入する方法もあるが衆知のようにパルス伝送特性が悪化するのを避けたのである。

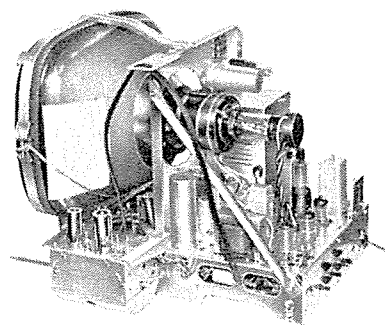
その他の回路については 14T-380 型と大同小異であるから説明を省略するが、本機の機械的構造は従来の受像機とまったく異なり 25 図のようにセミバーティカル (半垂直) シャーシ構造を採用した。この構造の利点は所要材料の節約のみならずサービスに当たっても各真空管の取り換えがキャビネット後面から容易にできる長所がある。

(1) 仕様および性能概要

使用真空管数 13 球 1 石
 受 像 管 14RP4A (90 度偏向メタルバック)
 チューナ 11 チャンネル ターレット型カソード増幅



24 図 三菱テレビ 14T-410 型外観
 Fig. 24. 14T-410 Mitsubishi TV receiver.



25 図 14T-410 型シャーシ外観
 Fig. 25. 14T-410 Chassis.

中間周波増幅器 3 回路 2 段スタガ同調方式
 映 像 21 Mc
 音 声 25.5 Mc
 隣接チャンネルトラップ 19.5 Mc
 AGC 方式 平均値整流型 AGC
 垂直発振器 変形マルチバイブレータ
 AFC 方式 パルス幅 AFC
 音声検波方式 ゲーテッドビーム FM 検波
 帰線消去 水平垂直両帰線消去
 電源回路 完全トランスレス方式
 真空管ヒータ 600 mA 直列点火方式
 B 電 源 セレン倍電圧半波整流方式
 ス ピ ー カ P-52 型パーマネントダイナミックダイアトーンスピーカ
 受信周波数 Ch. 1~Ch. 11
 最大感度 各 Ch. 共 100 μ V 以下
 音声最大感度 各 Ch. 共 80 μ V 以下
 イメージレシオ Ch. 1~Ch. 3 48 db 以上
 Ch. 4~Ch. 11 45 db 以上
 中間周波除去比 Ch. 1~Ch. 11 50 db 以上
 6 db 帯域幅 3.2 Mc
 高圧および輝度
 アノード電流 100 μ A において 11.5 kV 190 lx
 水平プラインレンジ 500 c/s 以上
 垂直プラインレンジ 5 c/s 以上
 音声無歪出力 (30% 変調) 1.2 W 以上
 消費電力 約 130 W
 キャビネット寸法 幅 444×高さ 426×奥行 460 mm
 重 量 パッキングケース共 25 kg

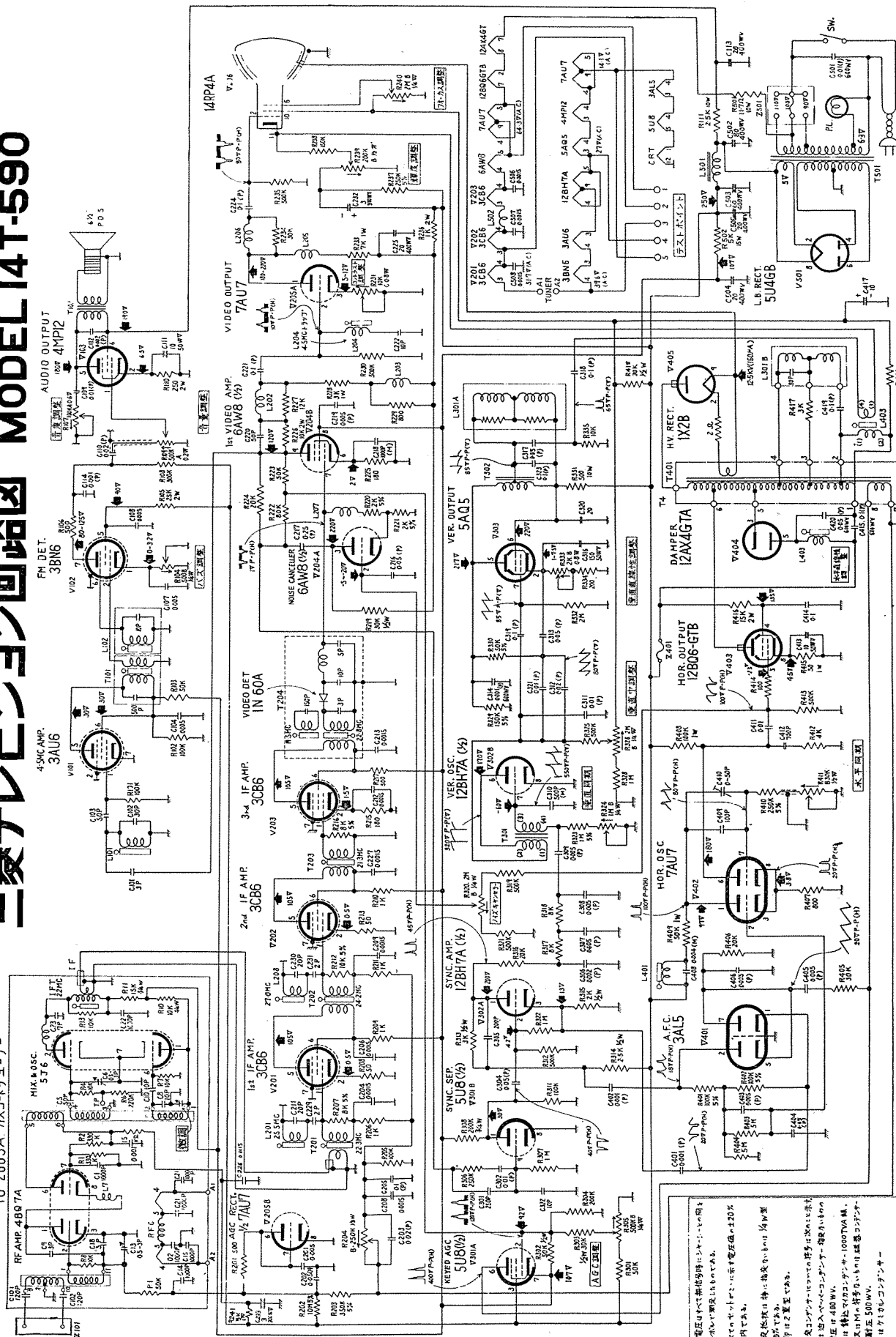
4. む す び

最近の技術的問題と 3 種の新型受像機の性能概要について述べた。受像機もつぎつぎと新しく、そして良くなっている。われわれ商品設計技術者は、より良き、より安い製品を作りあげるのは宿命ではあるけれども、商品化の要素は多岐をきわめ、科学的な根拠に立脚しても、たまにはくつがえされることもある。

ここには詳しく記せなかったが競争に打ち勝つために解決すべき技術的な問題は数年前に比してはるかに高級化してきている。はたまた色彩 TV も日本化されてわれわれを楽しませ、かつまた悩ませる時代も目前に迫っているのである。読者諸賢の叱責、教導を得てさらにりっぱな三菱テレビを設計したいというのが日頃の念願である。

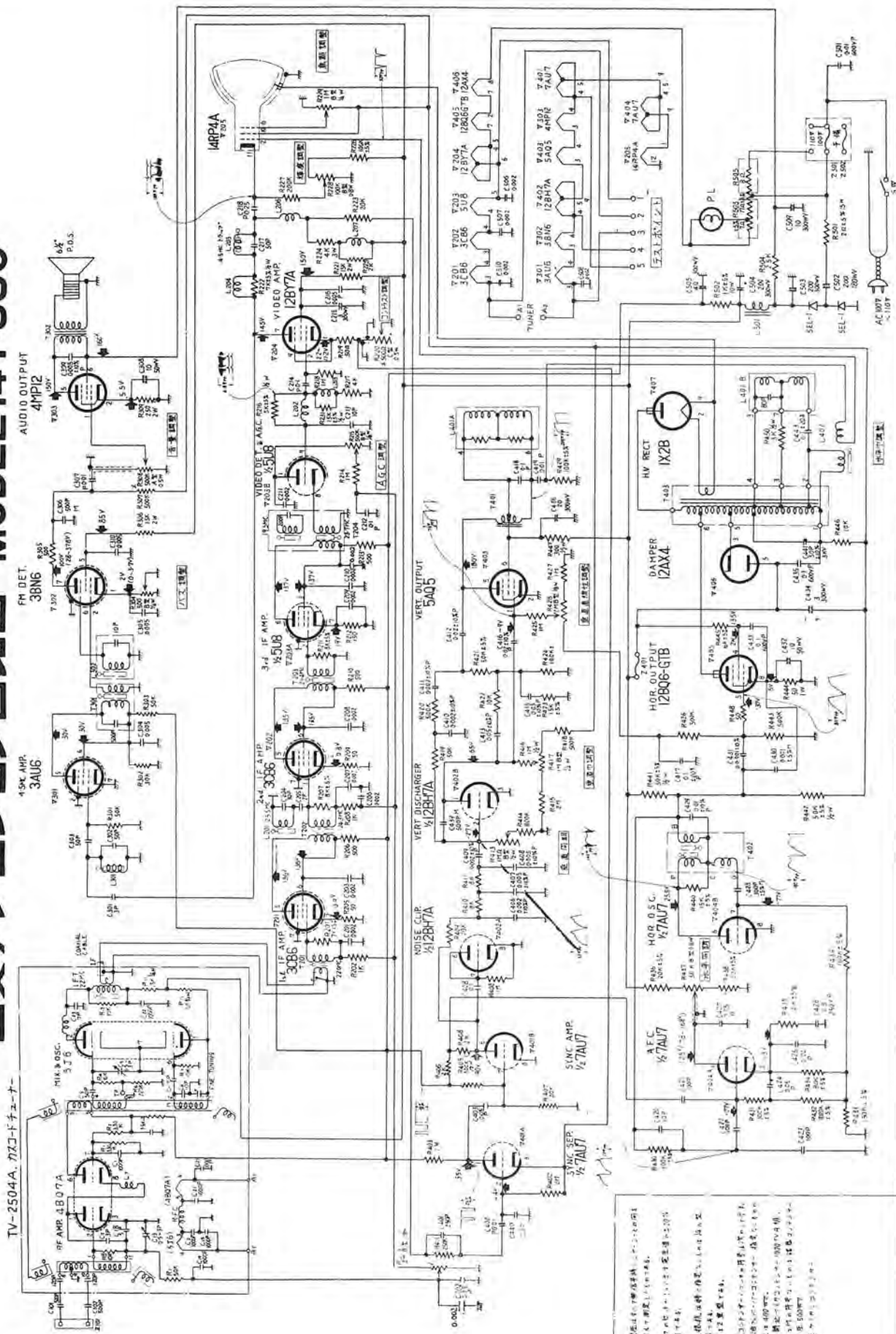
終りに臨みここに紹介した新型受像機的设计製作にご協力いただいた関係者諸氏に深甚なる感謝、敬意を表する次第である。

TU-2603A. カスコードチューナー



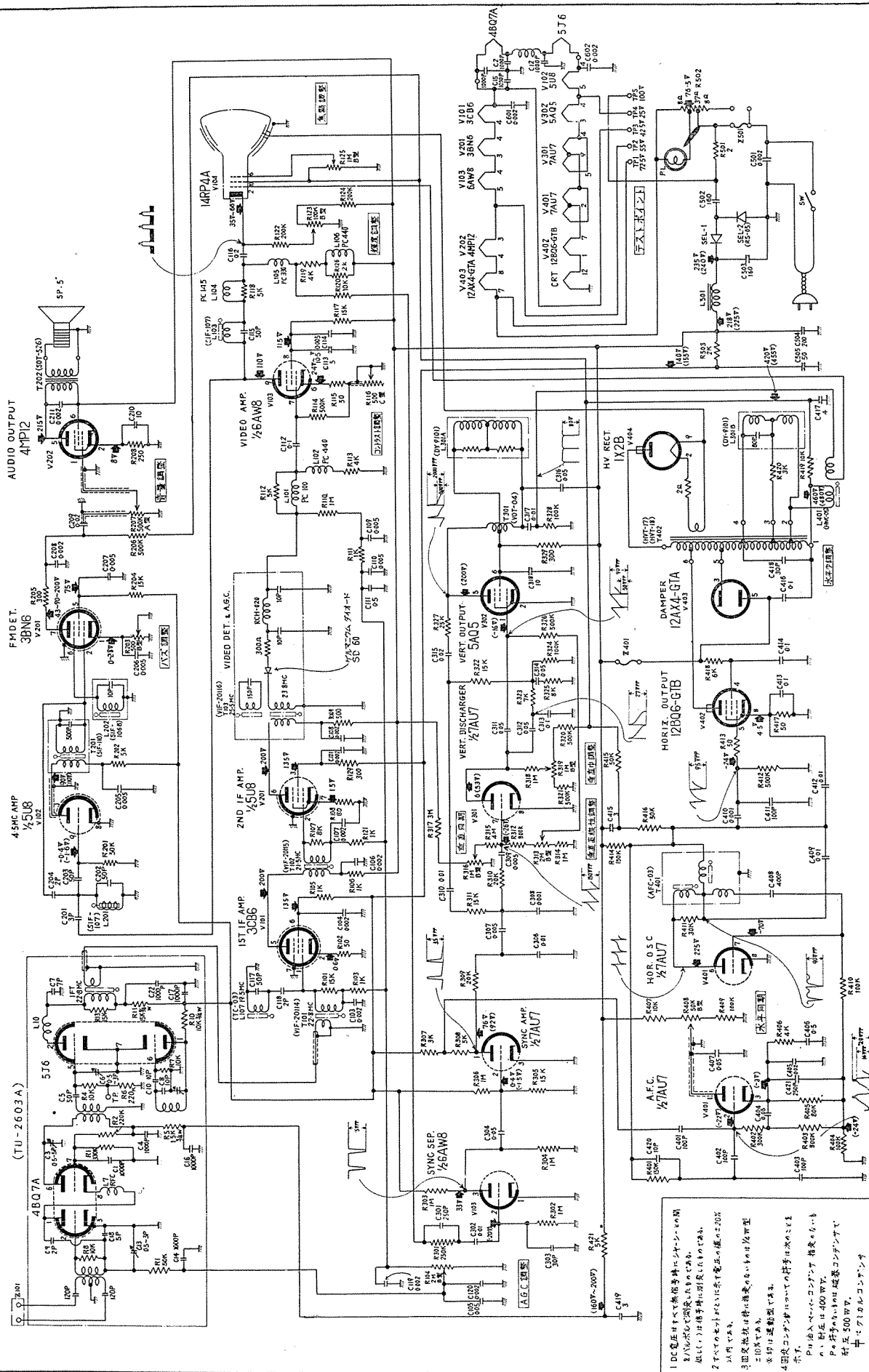
26 三菱テレビ 14T-590 型回路図

三菱テレビジョン回路図 MODEL 14T-380



27 図 三菱テレビ 14T-380 型 回路図
Fig. 27. Circuit diagram of Mitsubishi TV receiver 14T-380.

三 報 上 之 回 路 圖



28 図 三菱テレビ 14T-410 型回路図

Hi-Fi ラジオ用 キャビネット

無線機製作所 藤 木 一*・進 藤 武 男*

Cabinets for Hi-Fi Radio

Electronics Works Hajime FUJIKI・Takeo SHINDO

Improvement of tone quality is generally noticed in the high quality radio of today. In the superheterodyne system the intermediate frequency transformer is designed to have a wide band with for the improvement of the higher tone-range. In addition, the control of the negative feed back jointly helps the selection of desired tone quality when listening to the radio news, music and songs. But, if sounds are fundamentally taken into account, it may be said little attention is paid to the reproduction of sounds in the lower range, as the radio cabinet in general has an open back which gives nothing but the baffle-effect. To improve it enclosed cabinets are to be employed, involving questions of their heat radiation. We have completed the development of a new Hi-Fi radio set in the design of perfect separation of the speaker from the set. This report describes a cabinet as a sound reproducing device including a speaker as principal account.

1. ま え が き

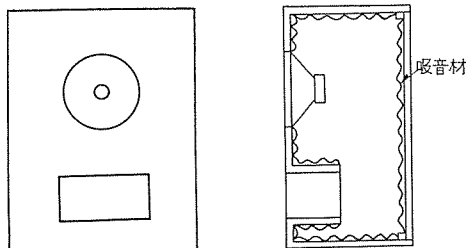
最近の高級ラジオの音質は一般にかなり良くなっているが、スーパー方式においては中間周波トランスの帯域幅を広くとって高音域の特性を改善し、あわせて負饋還量の加減によって、アナウンス、音楽、歌曲等のプログラムにそれぞれ好みの音色を選択できるようになっている。しかし本質的に音のことを考えると低音域においては、ラジオキャビネットとしては裏の開いたものが大部分で、単なるバップル効果しかない。これを少なくとも密閉型キャビネットとするためにはセットの放熱をどうするかが問題となってくるのでこのためにセットとスピーカ部分とを完全に分離した本格的な高級 Hi-Fi ラジオ（位相反転型キャビネット使用）の開発を完了したので、主としてスピーカを含めた音響再生装置としてのキャビネットについて以下のべる。

2. Hi-Fi ラジオ用バスレフキャビネット

Hi-Fi ラジオ用 8 in スピーカ P-83 D の低域特性を改善するため、これを位相反転型ラジオキャビネットに収め、あわせて2ウェイスピーカシステムについても実験を行ったので、その経過を報告する。

ア. 基本的な設計方針⁽¹⁾

1 図のような位相反転型キャビネット（バスレフキャビネット）の音響等価回路は、スピーカの振動系および



1 図 位相反転型キャビネット
Fig. 1. Phase inverter type cabinet.

電気系の等価回路を含めて 2 図のように表わされ、考察する周波数範囲を数 100 c/s 以下に限定してボイスコイルのインダクタンスを省略すると 3 図のようになる。

ここに

$$m_o = m_d + m_{ad} \dots \dots \dots (1)$$

m_o : スピーカ振動系の等価質量 (g)

m_d : コーン、ボイスコイルの質量の和 (g)

m_{ad} : スピーカ振動系の付加質量 (g)

$$s_o = s_d \dots \dots \dots (2)$$

s_o : スピーカ振動系の等価スチフネス (cm/dyne)

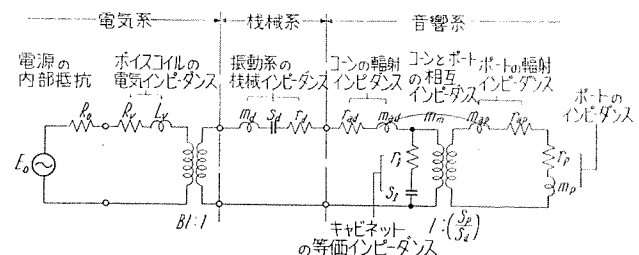
$$r_o = \frac{(Bl)^2 \times 10^{-9}}{R_o + R_v} + r_d + r_{ad} \dots \dots \dots (3)$$

r_o : スピーカ振動系の等価抵抗 (dyne/kine)

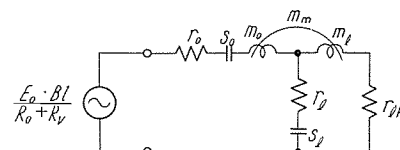
B : 磁束密度 (gauss)

l : ボイスコイルの導線の長さ (cm)

R_o : 増幅器の内部インピーダンス (Ω)



2 図 位相反転型キャビネットの音響等価回路 (1)
Fig. 2. Acoustic equivalent circuit of the phase inverter type cabinet (1).



3 図 位相反転型キャビネットの音響等価回路 (2)
Fig. 3. Acoustic equivalent circuit of the phase inverter type cabinet (2).

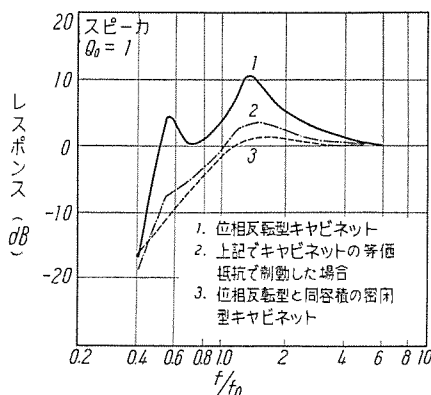
R_v : ボイスコイルの直流抵抗 (Ω)
 r_a : スピーカ振動系の機械的抵抗 (dyne/kine)
 r_{ad} : スピーカ振動系の輻射抵抗 (dyne/kine)
 $m_t = \left(\frac{S_d}{S_p} \right)^2 (m_p + m_{ap}) \dots \dots \dots (4)$
 m_t : ポートの等価質量 (g)
 S_d : コーンの実効振動面積 (cm^2)
 S_p : ポートの開口面積 (cm^2)
 m_p : ポートの空気質量 (g)
 m_{ap} : ポートからの輻射による付加質量 (g)
 $s_t = \frac{\rho c^2}{V} S_d^2 \dots \dots \dots (5)$
 s_t : キャビネットの等価スチフネス (dyne/cm)
 V : キャビネットの内部容積 (cm^3)
 ρ : 空気の密度 1.2×10^{-3} (g/ cm^3)
 c : 空気中の音速 34,000 (cm/sec)
 r_{tp} : ポートの等価抵抗 (dyne/kine)
 r_t : キャビネットの等価抵抗 (dyne/kine)
 m_m : コーンとポートの間の相互輻射による付加質量 (g)

また

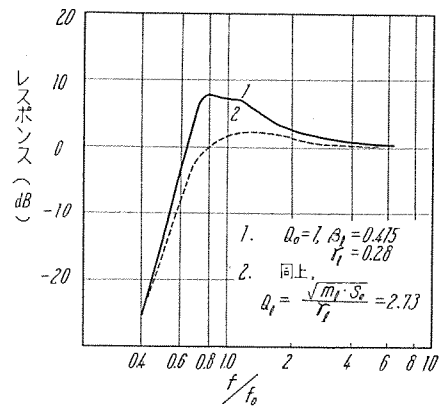
$$\left. \begin{aligned} \omega_0^2 &= \frac{S_0}{m_0} = 2\pi f_0 \\ Q_0 &= \frac{\omega_0 m_0}{r_0} \\ \beta_t &= \frac{m_t}{m_0} \\ \gamma_t &= \frac{S_t}{S_0} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (6)$$

とおくと、(f_0 : スピーカの低域共振周波数)

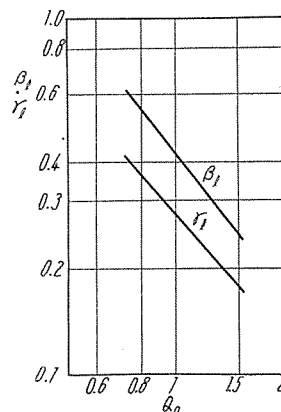
3 図の等価回路の解析から、周波数特性をなるべく低音域まで均一に伸ばすための設計条件として $Q_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}$, $\beta_t = 1$, $\gamma_t = \frac{1}{2}$ が得られる。Hi-Fi スピーカシステム



4 図 $Q_0 > \frac{1}{\sqrt{3}}$ の場合の周波数特性 (1)
Fig. 4. Frequency characteristics when $Q_0 > \frac{1}{\sqrt{3}}$ (1).



5 図 $Q_0 > \frac{1}{\sqrt{3}}$ の場合の周波数特性 (2)
Fig. 5. Frequency characteristics when $Q_0 > \frac{1}{\sqrt{3}}$ (2).



Q_0	β_t	γ_t
0.8	0.55	0.364
0.9	0.475	0.318
1.0	0.415	0.280
1.2	0.325	0.228
1.3	0.295	0.208

6 図 Q_0 に対する β_t, γ_t の値
Fig. 6. Values of β_t and γ_t against Q_0 .

2 S-205 型のバスレフキャビネットはこのような設計方針に基づいて設計されたものである。

この場合に使用したスピーカ PW-125 は、12 in の大形スピーカであるため大きな Bl 積が得られ $Q_0 \approx \frac{1}{\sqrt{3}}$ にすることができたが、一般に 8 in 以下のスピーカにおいては、 Bl が小さく Q_0 が 1.0 前後の値をとることが多い。こういう場合には、4 図のように低域共振周波数付近に、2 つの山とその間に谷を生じ、キャビネットの等価抵抗によって低い周波数の共振の山は簡単に制動されるが、高い周波数の山はあまり制動されないため、4 図で曲線 2 のようになり、同容積の密閉型キャビネットに比べて大差ない特性しか得られない。

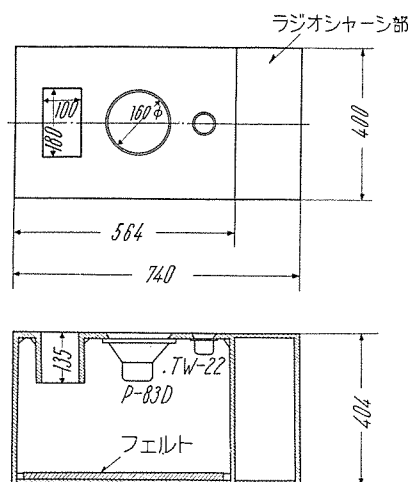
これは 2 つの共振の山が離れ過ぎているためであってもし 2 つの山を接近させて 1 つの山と見なしうるようにすることができれば、これをキャビネットの等価抵抗で制御して、5 図のような形にすることができるであろう。

この場合の Q_0 に対する γ_t, β_t の値は 6 図により与えられる。

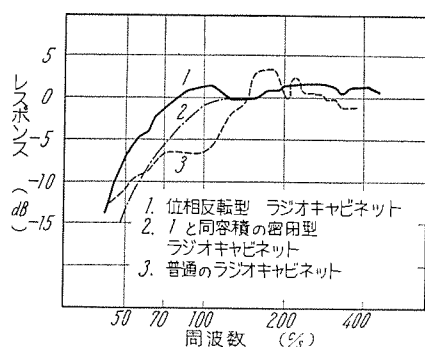
1. 実際の設計、実験結果

実験に使用した P-83 D の諸定数はつぎのごとくである。

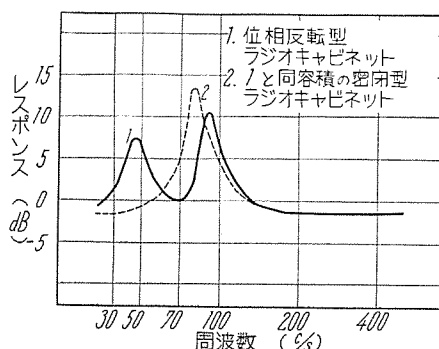
口径	
コーンの実効振動半径	$a \dots \dots \dots 7.5 \text{ cm}$
振動系の実効質量	$m_0 \dots \dots \dots 11 \text{ g}$



7 図 位相反転型ラジオキャビネット (単位 mm)
Fig. 7. Phase inverter type radio cabinet.



8 図 キャビネットの低音特性
Fig. 8. Lower tone characteristics of the cabinet.



9 図 キャビネットのインピーダンスの特性
Fig. 9 Impedance characteristics of the cabinet.

振動系の等価スチフネス $S_0 \dots 2 \times 10^6 \text{ dyne/cm}$
 $Q_0 \dots 0.9$
 $f_0 \dots 70 \text{ c/s}$

$Q_0 = 0.9$ の場合の設計条件を 6 図から求めると, $\beta_l = 0.475$, $\gamma_l = 0.318$ が得られる. ポートの開口面積 S_p をスピーカの実効振動面積 S_d に等しくとると, (4)(5) から

$$m_l = \beta_l \cdot m_0 = m_p + m_{ap} = \rho \pi a^2 l + \frac{8}{3} \rho a^3 + 0.6 \pi \rho a^3 \dots (7)$$

$$s_l = \gamma_l \cdot s_0 = \frac{\rho c^2 \cdot S_d^2}{V} \dots (8)$$

これから $l = 13.5 \text{ cm}$, $V = 7.14 \times 10^4 \text{ cm}^3$ で, $S_d = 180 \text{ cm}^2$ であるからポートの構造は縦 18 cm, 横 10 cm, 奥行き 13.5 cm とした.

なお, 使用したキャビネットは 7 図のようで, 厚さ 12 mm のベニヤ板を用い, (バツフル板は 15 mm) 吸音材としては, 裏板に厚さ 20 mm の粗毛フェルトを貼付けただけであるが, 非常に良くキャビネット内の共振を押えている.

このキャビネットを用いて, 低音域の周波数特性を測定した結果を 8 図に実線で, またインピーダンス特性を 9 図に示す. なお 8 図で鎖線は同一キャビネットでもポートを塞いだ場合 (同一容積の密閉箱), 点線は裏蓋を開放した場合 (通常のラジオキャビネット) で, バスレフキャビネットを使用すれば, 通常のラジオキャビネットおよび密閉箱に比べて大幅な低音域の拡張が可能となることわかる.

つぎにスピーカに 5 W の電氣的入力を加えた場合の歪率を, バスレフキャビネットおよび標準箱に収めた場合について下表に示す.

周波数 (c/s)	バスレフキャビネット (%)	標準箱 (%)
60	4.5	
70	3.2	30
80	3.0	10.5
90	4.8	4.0
100	3.1	
300	1.5	

このようにバスレフキャビネットによってスピーカの f_0 付近での振幅が押えられ歪が改善されていることは明らかで, バスレフキャビネットのいま 1 つの利点を示している.

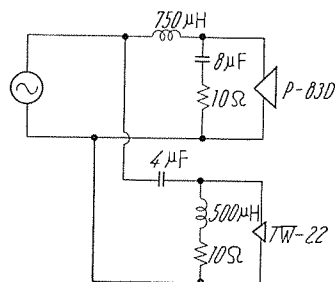
ウ. 2 ウェイスピーカシステム

つぎに 2 ウェイスピーカシステムの実験を行ったので一言したい. このシステムには

- (1) 混変調歪の除去による音質改善
- (2) 小口径 (2~3 in) のトゥイータを用いることによる高音域指向特性の改善

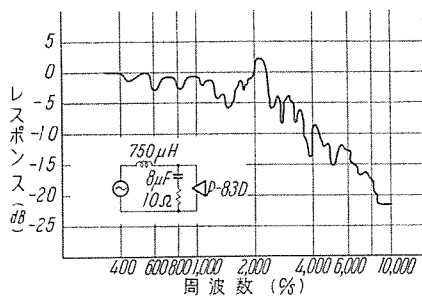
等の大きな利点がある.

実験に用いたスピーカはウーファ P-83 D, トゥイータ TW-22 で, ウーファの高音域を減衰させるためにローパスフィルタ, トゥイータに低音のはいるのを防ぐためにハイパスフィルタあるいは $4 \mu F$ のコンデンサを用



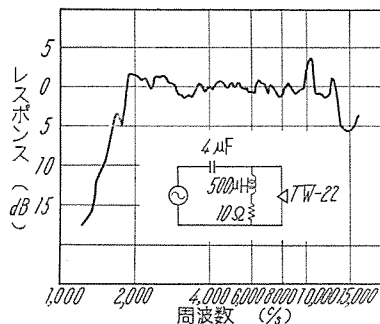
10 図 フィルタ定数

Fig. 10. Filter constant.



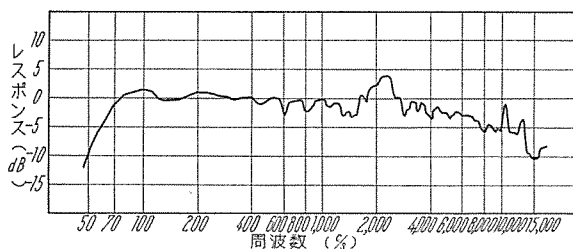
11 図 P-83 D 高音域下降特性

Fig. 11. Descending characteristics of the woofer P-83 D.



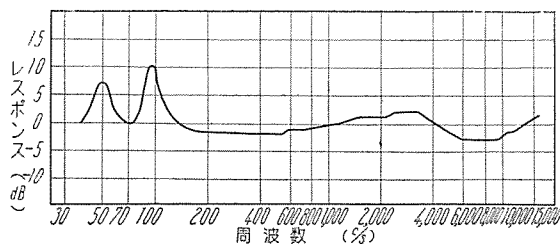
12 図 TW-22 周波数特性

Fig. 12. Frequency characteristics of tweeter TW-22.



13 図 総合周波数特性

Fig. 13. Resultant frequency characteristics.



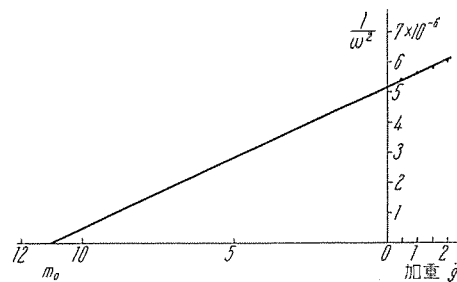
14 図 総合インピーダンス特性

Fig. 14. Resultant impedance characteristics.

いた。フィルタの定数は 10 図のとおりである。

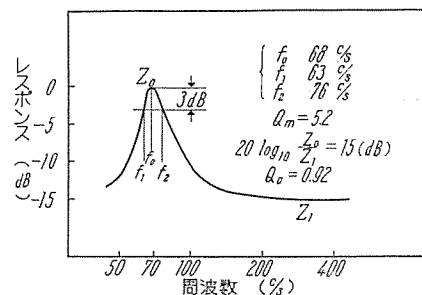
ロウパスフィルタによる P-83 D の高音域の減衰特性は 11 図のごとくで、オクターブ当りほぼ 9 dB の減衰をしている。また TW-22 の周波数特性は 12 図のよう、2 ウェイスピーカシステムとしての総合特性は 13 図に、そのインピーダンス特性を 14 図に示す。60~12,000 c/s にわたり偏差幅 ±5 dB 以内であることがわかる。

Hi-Fi ラジオ用キャビネット・藤木・進藤



15 図 スピーカの実効質量, m_0

Fig. 15. Effective mass of speaker, m_0 .



16 図 スピーカの Q_0

Fig. 16. Q_0 of speaker.

3. む す び

以上、P-83 D TW-22 を組合せて、パステフキャビネットに納めた、Hi-Fi スピーカシステムについて述べたが、これは 2 S-205 のように高能率のスピーカを用いた Hi-Fi スピーカシステムにはもちろん及ばないにしても上記のように、帯域幅が広く、低音域における歪が小さく、しかも高音域の指向性の良い相当に優秀な Hi-Fi スピーカシステムが得られる。いわば Hi-Fi スピーカシステムの普及型と称して良からう。

【付】 スピーカの等価質量 m_0 、および Q_0 の測定法

(1) m_0

スピーカを標準箱につけ低域共振周波数 f_0 を測定する。つぎに 0.5~1.0 g 位のブラックテープの小片をコーンのなるべく付根の部分に貼付けその場合の共振周波数 f_1 を求める。以下加重を増して共振周波数 f_2, f_3, \dots を逐次求める。グラフに加重に対する $\frac{1}{4\pi^2 f^2}$ の諸点を求め、これら諸点を結ぶ直線がグラフの横軸と交わる点を m_0 とする。(15 図)

(2) Q_0

まずスピーカのインピーダンス特性を求める。曲線上 f_0 の両側でインピーダンスの値が f_0 にのそれより 3 dB だけ小さい周波数をそれぞれ f_1, f_2 とする。 $\frac{f_0}{f_1, f_2} \equiv Q_m$ はスピーカの機械的 Q である。さらに f_0 におけるインピーダンスを $Z_0(\Omega)$ 、インピーダンスの最低値 (通常 300~400 c/s) を $Z_1(\Omega)$ とすると $Q_0 \equiv Q_m \frac{Z_1}{Z_0}$ で与えられる。(16 図)

参 考 文 献

(1) 中島, 山本, NHK 技術研究 27 号 p. 31, 昭和 31. 8.

大電力放送局用 2 万 V・密封型・ペントード・イグナイトロン

研 究 所 阿部久康*・平塚 篤*・山口峯男*・池田和郎*
無線機製作所 竹内宏一**

A 20,000 V Pentode Sealed Ignitron for High Power Broadcasting Station

Engineering Laboratory Hisayasu ABE・Atsushi HIRATSUKA
Mineo YAMAGUCHI・Kazuo IKEDA
Electronics Works Kōichi TAKEUCHI

To be used for electronic power conversion in various applications, a high voltage pentode sealed ignitron having a capacity to the extent of 10~20 kV 50 cycles 50 A at a single tube has been completed by the company. This unit is intended for use with a high power broadcasting station, where increase of output has come to be in pressing need. Until reaching the present goal the company has made a study on various conditions called for meeting the requirements and has worked out a design to suit the best for the purpose. After extensive test it has been proved that this new product will no doubt make a contribution to the improvement of a power source in radio services.

1. ま え が き

最近の放送事業の目覚ましい発展につれて、大電力放送が増加する傾向にあり、既設局でも出力増大の必要に迫られているものが多い。これらの送信所では、送信管のプレート電源用として、10~20 kV 程度の直流電源が必要である。従来これらの電源には、小容量用には熱陰極整流管が、大容量用にはポンプ付多陽極鉄槽水銀整流器が多く使用されていたのであるが、どちらにも多くの問題があり、100~1,000 kW 程度の放送局用として手ごわい電源の出現が待望されていた。

当社では、密封型イグナイトロンや直流送電の完成によって、高電圧用密封型イグナイトロン製作の基礎技術が確立された。これらの状況にかんがみ、日本放送協会からも放送局用として適当なイグナイトロンの製作を勧誘され、研究・試作を開始したのであるが、ここに好成績を取って完成したので、このイグナイトロンについてとくに放送局用を対象として紹介する。

2. 放送局用直流電源として必要な条件

放送局の送信機用電源には種々の方式が使用されているが、放送局用としてどのような条件が要求されるかを考えて見る⁽¹⁾。

ア. 信 頼 性

放送事業の社会的使命と性格を考えると、放送用電源としてもっとも重要なことは、長期の連続運転に耐え、放送中断回数および停止時間が僅少であり、故障発生時の緊急復旧が急速にできることである。これは電源本体のみならず付属装置を含めて、他用途の電源以上に高度

の信頼性が要求されることを意味している。

イ. 急速遮断と急速起動

負荷の性質が電子機器の性格上、回転機などに比べて繊細であるから、故障発生時の遮断速度はもっとも早く、保護動作は確実なことが要求される。また送信管の閃絡や水銀整流器の逆弧のような一時的故障に際しては、聴取者に不快の念を与えない程度の中断時間で再投入される必要がある。永久的故障発生の場合には、直ちに予備機への切換が可能であり、予備機の始動が急速にできることが重要である。

ウ. 直流電圧の制御

送信管の起動に際しては、プレート電圧は管内ガスのクリーニングアップを行いつつ徐々に全電圧まで上昇させる必要がある。また負荷側に永久的故障が発生した場合、再起動による被害が拡大されることを防止するためにも、電圧は低値から徐々に上昇させることが望ましい。したがって直流電圧は送信管に安全な速度で、聴取者には不快にならない速度で円滑に電圧制御ができる必要がある。

エ. 建設費・維持費の低廉

放送局の消費電力のうち、送信電源がしめる割合は、大電力放送になるほど大きく、維持費軽減のために整流器本体および付属装置を含め、高能率・長寿命装置を選び、消耗機器の使用は極力避ける必要がある。建設費は電源1セット分が完備であることはいうまでもないが、予備器費用は建設費中の大きな割合を占めるから、予備器台数と予備として常置しておかねばならない範囲の少くてすみ電源方式を選ぶ必要がある。

オ. 保守修理および交換補充の容易

日常保守や故障時の修理交換が容易であり、突発事故に際して現場保守員だけで早く復旧できることは、一刻を争う放送局にとって機器の信頼性と同様に重要である。また交換を必要とする機器はつとめてつねに市販されている標準品を使用して補充の便を図り、定格の異なる別セット間や他送信所間にも互換性を持たせるよう考慮することは、予備台数を少なくするためにも重要である。

3. 従来の電源とイグナイトロンの特長

ア. 送信電源の種類

放送局用の送信電源には、古くは回転機やケノトロンが使用されたが、熱陰極水銀蒸気放電管やポンプ付鉄槽多陽極水銀整流器の発達によって、わが国ではこの両者が多く使用されてきた。最近に至り欧米では金属整流器や単極密封型水銀整流器がこれに代るものとして登場してきた。

イ. 水銀蒸気放電装置の特長

熱陰極水銀蒸気放電管とポンプ付鉄槽多陽極水銀整流器は、どちらも水銀蒸気放電装置の特長として、電弧損失が少く能率が95%以上であるから、回転機の85%・ケノトロンの60%に比べて優位にあり、維持費の面で電力費が少くてすみ、電弧放電機器の特性として内部インピーダンスが低いから、音節的周波数で広範囲に急激に変化する送信負荷によく適合する。またすぐれた格子制御機能を持ち、直流電圧制御および急速遮断が容易であるから、金属整流器では得られない、送信管にとってもっとも好ましい独特の機能を持っている。このような長所によってわが国で長らく使用されてきたのであるが、つぎに述べるような多くの欠点があるから、放送局用の送信電源に検討を加えるべき時機に到達している。

ウ. 熱陰極水銀蒸気整流管の特長

熱陰極管の致命的な問題として、寿命には一定の限定があり、短期間で交換を必要とする消耗品であるのはやむをえない。また熱陰極のヒータは相当長い予熱時間があるから、緊急運転に間に合わせるために、常時ヒータを加熱しておく必要がある。また放送局では突発事故に対処して、直ちに予備機に切換運転が可能のように、予備機の熱陰極ヒータも常時加熱しながら待機状態におかれる。一方熱陰極管の寿命はヒータの加熱時間に影響されるから、運転休止中もヒータが加熱されている限り寿命は縮まり、使用期間をさらに短縮する原因となっている。いまかりに熱陰極管の平均寿命を1,000時間とし、1セット当り6本・予備機を含めて4セット・計24本の熱陰極管を使用するとすれば、平均42時間すなわち2日ごとに整流管を取換えなければならないから、交換のための保守費・維持費がきわめて高価につく。また熱陰極管では大容量管を製作することが困難であるうえに、熱陰極からの電子放射能には限度があるから、送信管の閃絡や整流管の逆弧は整流管の破損を起し易く、寿命を

著しく短縮する。

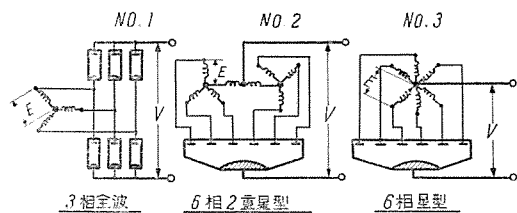
熱陰極管の長所は単極方式であることと、付属装置の簡単さにある。単極方式である点は3相全波整流結線が可能であるから、同一直流電圧をうるのに星型結線などに比べて、陰陽極間耐圧は半分ですみ、管構造が簡単化され安価となる。また電源変圧器の利用率の良いことも無視できない。付属装置が簡単であることは建設費がきわめて少なくてすみ利点がある。

エ. ポンプ付鉄槽多陽極水銀整流器の特長

ポンプ付鉄槽多陽極水銀整流器は今までに1,000kW程度までのものが多数製作された。これらは100kW程度の小容量を除いてほとんど水冷方式をとっている^{(2)~(4)}。

この水銀整流器の最大の長所は水銀陰極のすぐれた機能にある。すなわち水銀陰極の陰極点は電子放射能に制限がなく、きわめて大きい尖頭電流に耐えるから、逆弧や閃絡に際して損傷を受けず、寿命の制限がない。また予熱時間を必要としないから緊急運転が可能であることも放送局用として有利な点である。ただし温度制御のために加熱器がいる場合が多いが、これは真空槽外部から加熱すればよいので寿命には関係がない。したがって一度設置して化成を完了すれば、真空パッキンの修理交換などが必要となるまでの数年間は、交換補充などを必要とせず維持費が安くてすみ。

多陽極水銀整流器の短所は、陰極が各相共通であるから全波整流結線が不可能である上に、送信電源は電圧が高く、低圧水銀整流器でよく用いられる2重星型結線も、ベースロードや相間リアクトルに難点があるから、6相星型結線が多く用いられる。したがって陰陽極間耐圧は3相全波結線の2倍となり、陽極電流尖頭値は2重星型結線の2倍となるから、容量の割に大形複雑で高価な整流器となる。しかし鉄製では十分この要求に耐えるが



No.		1	2	3
直流電圧平均値	V	—	—	—
変圧器2次電圧実効値	E	0.427 V	0.854 V	0.740 V
逆電圧最大値	V _p	1.05 V	2.09 V	2.09 V
"	V _p	2.45 E	2.45 E	2.83 E
直流電流平均値	A	—	—	—
陽極電流平均値	I	0.33 A	0.167 A	0.167 A
" 最大値 (L 負荷)	I _p	1 A	0.5 A	1 A
" " (R 負荷)	I _p	1.05 A	0.52 A	1.05 A
" " (")	I _p	3.15 I	3.15 I	6.3 I
" 実効値	I _r	0.578 A	0.289 A	0.408 A
変圧器1次容量		1.05 VA	1.05 VA	1.29 VA
" 2次容量		1.05 VA	1.48 VA	1.81 VA

1 図 6 相整流回路と常数

Fig. 1. 6 phase rectifier circuits and useful factors.

じょうな大容量器を作りうるのも1つの特長である。

ポンプ付水銀整流器の欠点は、組立式である関係上若干の真空洩漏は避けられず、バッキン材料などに制限されて、鉄槽密封型のような高度の排気処理が不可能であるから耐電圧が低い。また真空装置は保守が難しく、補助装置を複雑化する。

また多陽極型は単極型に比べて大形複雑となるうえ、送信電源のマイナス側接地という不利な条件も加わって、とくに水冷器では冷却に種々の難点が伴う。また1極の故障も整流器全体の故障となるから、予備器は安全な1セットを常置する心算があり、一度故障すれば工場修理を必要とし、さらに現場へ運搬後の化成設備を考慮しておく必要がある。したがって建設費がきわめて高価となり、これが本方式の最大の欠点となっている。

オ. 放送局用電源としてのイグナイトロン

以上のように鉄槽水銀整流器は水銀陰極の優秀さに加えて、がんじょうで寿命の長い大容量器を製作するのに適し、熱陰極管は単極方式の密封型である点がすぐれていることがわかる。したがって密封型単極式の金属製水銀溜水銀整流器は、つぎのような長所を持っていることは前述のことから明らかである。

(1) 水銀蒸気放電の特長として、能率がよく、格子制御機能を持っている。

(2) 水銀溜陰極であるから、過負荷耐量があり、予熱を必要とせず、寿命が長い。

(3) 金属製密封型であるから、がんじょうな大容量器の製作が容易であり、高度の排気処理が可能である。保守が簡単である。

(4) 単極型の特長として、構造が簡単であり、価格が安く、結線の自由さがあり、予備台数が少なくてすむ。

単極型の水銀整流器には、陰極点の形成方式にはイグナイトロン方式とエキサイトロン方式とがある。イグナイトロン方式は点励弧回路が若干複雑ではあるが、イグナイトロン本体構造の簡単さがすぐれている。また一部で懸念されているような、点弧子寿命、点弧子失弧などの問題はすでに解決され、最近のイグナイトロンの発達が目覚ましいものがある。密封技術はすでに完成され、各種の容量の密封型イグナイトロンが各方面で好成績を取めている。また高電圧水銀整流器の製作技術は、直流送電の完成と共に著しい発達を遂げた。このようなイグナイトロンの最近の発達は、放送局用イグナイトロン製作の基礎技術がすでに確立されていることを示すものである。

4. 本器の特長と構造

ア. 特 長

(1) 軽便・強靱な構造とし、長寿命を図った。

このイグナイトロンは、従来のポンプ付鉄槽水銀整流器にも劣らないがんじょうな構造になっている。またポンプ付水銀整流器の新設から修理が必要となるまでの年

数に相当するような、長い寿命を持たせることを目標として、構造・工作・排気などに細心の注意が払われている。しかも熱陰極管の消耗品的な軽便さを失わぬ大きさに納められている。

(2) 容量的に十分の余裕を持たせた。

水銀整流器の故障は、逆弧などのように確率的に発生するものや種々のバラツキに起因するものが多いから、信頼性の極度に重視される放送局用である点を考慮して十分の余裕ある設計とした。本器の放送局用としての容量は3相全波整流結線で直流電圧10~20 kV、容量は100~1,000 kW用を標準としたが、直流電圧25 kV電流は単管平均100 Aまで耐える構造をもっている。したがって送信出力の変更にも十分の余裕があり、別の送信所間の互換性もあるから、故障時の応急処置や、予備台数の減少にも好都合である。

(3) 標準製品化を図った。

このイグナイトロンを放送局用以外には使えないものとすれば、放送局の数には限度があり、寿命も長いから、毎年の需要数は他用途のイグナイトロンに比べて非常に少い。しかし故障時の交換や補給に際して、他用途以上に迅速さが要求されるから、製作所でもつねに交換品の即納態勢を保持すると共に、部品や材料もつねに確保しておく必要がある。したがってこのイグナイトロンは単に放送局用として特殊化せず、各種の電力変換装置として種類の用途に多くの需要の道がある標準製品とすることに努め、部品や諸材料も溶接器用や整流器用としてつねに量産されている密封型イグナイトロンMI-1200の系列用部品をできるだけ使用して、交換や補給に際して需要家および製作者の便を図った。

(4) 冷却方式を自由に選定できる。

このイグナイトロンの本体、すなわち真空槽内構造は、空冷・液冷いずれにも使用可能のように設計され、広範囲への応用が考慮されている。送信電源は電圧が高いうえにマイナス側接地の関係上、水冷の場合には冷却水系の絶縁が困難であるから空冷の方が好ましい。本器は陽極電流平均30 Aまでは空冷で十分の耐量があるから、放送局用としては空冷で十分である。これ以上の負荷では液冷冷却筒をとりつけて油冷にすれば巧妙な温度制御ができる。さらに大電流の変換装置では水冷で利用される。

(5) 修理可能構造とした。

本器は高電圧用であるから内部部品数は相当多く、故障に際して管全部を新品に代えるか、故障品を再生使用の方が有利かは、故障状況によって十分検討する必要があるが、工場に持ち帰った後、開蓋修理が可能な構造とした。内部修理後は再び密封され完全排気を行い、新品と同様に再生され、故障交換のための維持費が少なくてすむように考慮されている。

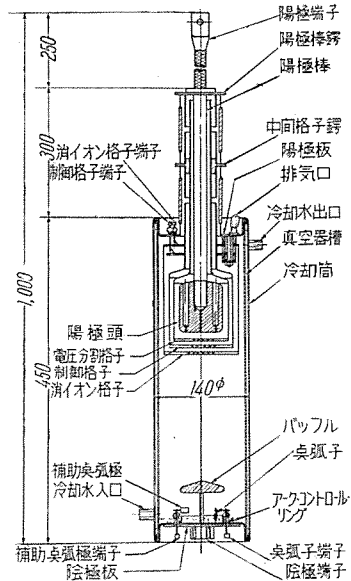
イ. 構 造

本器は国産初の高電圧用密封型イグナイトロンであっ



2 図 20 kV 用密封型ペン
トード・イグナイト
ロン

Fig. 2. Pentode sealed
ignitron for use on
20 kV circuits.



3 図 20 kV 密封型ペン
トード・イグナイト
ロンの構造

Fig. 3. Construction of 20 kV
pentode sealed ignitron.

て、外観を2図に構造を3図に示した。本器の特長はグラファイト陽極頭と水銀溜陰極との間に、陰極側から消イオン格子・制御格子・中間格子と呼ぶ3重の格子を持つ、いわゆるペントードイグナイトロンである⁽⁵⁾⁽⁶⁾。2. 3図とも液冷用の冷却筒をとりつけた場合を示したが、冷却筒の代りに風冷冷却器をとりつけて、風冷として使用することもできる。

真空槽は真空器槽の上下両側から、水素炉中の銅シール操作によって、真空気密処理を施された陽極板と陰極板によって蓋をされ、真空器槽との合せ目を耐真空アルゴン溶接されて形成される。陽極側構造物はすべて陽極板に、陰極側部品はすべて陰極板に取付いている。したがって内部修理は、アルゴン溶接部を切開して陽極側と陰極側の全構成部を抜出せば、容易に行うことができる。修理後は切開箇所を再び溶接して再生される。

陰極板には、それぞれ2箇の点弧子と補助点弧極の4電極が絶縁支持され、アーク・コントロール・リングとグラファイト・パッフルが陰極板に取付いている。点弧子は先端が水銀中に浸漬され、点弧回路からの尖頭電流により毎周期新陰極点を発生する。陽極の点弧位相制御は点弧子への尖頭電流の位相制御によって行われる。2箇の点弧子は普通1箇が常用され、他の1箇は予備である。補助点弧極の中の1箇は、点弧子によって発生された陰極点を維持すると共に、放電路の十分な電離作用を助ける。補助点弧極は交流電源に接続され、その補助電弧は陽極電流の消滅以前に消弧され、陽極休止期間中には真空槽内には電子の発生源はぜんぜんない。この点がエキサイトロンの励弧極と趣を異にし、陰極絶縁が不要となり、陰極構造を簡単化している。残りの1箇の補助

点弧極は、制御用として種々に使用される。後述の制御方式では、消イオン格子と制御格子への制御用シグナルの、点弧子との同期スイッチとして使用される。アーク・コントロール・リングは陰極点の遊動範囲を限定し、陰極水銀の浄化用濾化装置を兼ねている。パッフルは水銀滴の有害方向への飛散を防止し、消イオン面として消イオン作用を助ける。

陽極板から真空槽内に、消イオン格子と制御格子が絶縁懸垂され、その端子は陽極板上に導出される。陽極板上には電圧分割格子を介して、外部耐圧を十分高くとられた長い2段のガラス・ブッシングによって陽極棒が支えられている。これらのブッシングや各電極の封入部はすべてコパール・ガラス封着を行ってあるから、真空気密と絶縁は完全であり、熱歪や機械的衝撃にも強靱である。陽極頭は長い陽極棒によって、陽極棒から真空槽内深く垂下され、3重の格子に包まれて、陰極に対向している。

消イオン格子は、陰極方向からくる過剰のイオン流を遮断して、制御格子の制御能を高めると共に、格子や陽極空間の消イオン作用を行って、中間格子の電界調節作用の確実化を図り、陽極の逆弧耐力と再点弧特性の向上に寄与している。

制御格子は陽極の点弧を制御し、直流電圧の制御、故障時の急速遮断、および再投入などに使用される。

中間格子は、陽極陰極間の中間電位を維持するよう外部回路によって電氣的に接続される。その形状は器内電界分布を適正にするため複雑な構造となり、高電圧に耐えるもっとも重要な要素となっている。

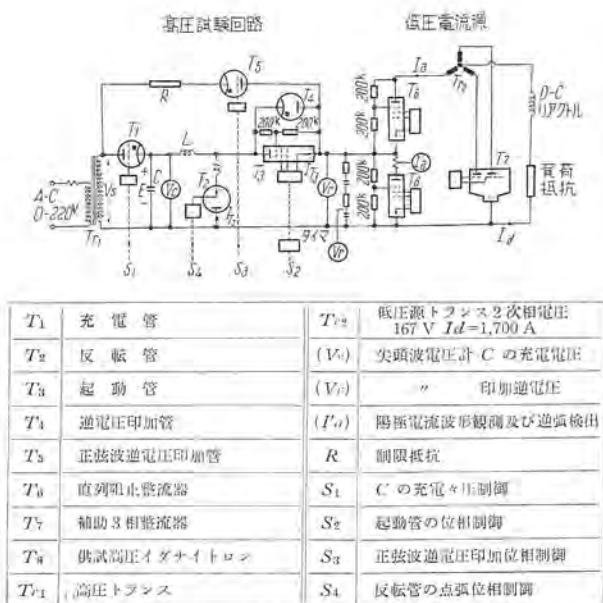
真空槽内の各部品および諸材料は、すべて表面処理と完全な脱ガス処理を行った後、真空的の清浄度に細心の注意を払って組立てられる。真空漏洩の有無はマススペクトル・メータを用いヘリウムガスの浸透の有無により検査される。組立後の排気は金属製密封管として、また高電圧放電機器として、高度の排気技術が駆使される。このように高度の真空処理を施せば、真空槽内の各材料はガスの吸着性が強く、多少のガス放出があっても、運転中にクリーニング・アップされて、長期間にわたり高真空を維持し、長寿命が確保される。

5. 本器の性能

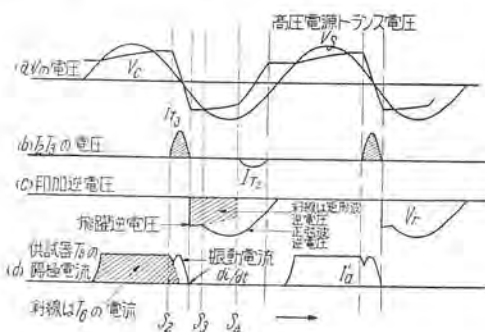
前述のように放送局用イグナイトロンではその負荷の性格上とくに高度の信頼性が要求される。したがって綿密な性能試験により、予想される全般の運転条件に対し十分安定運転を確保できることを確かめねばならない。

この試験に対する従来の実負荷試験法は単に所定の定格負担での運転の可否をある限定された時間内に行うに過ぎず、長期運転に対する逆弧率の予想、容量限度、したがって定格負担での裕度など詳細な試験は現実に実施不可能であった。

著者らはさらに高度の試験法として等価試験法に着目



4 図 等価試験回路の概要図
Fig. 4. Schematic diagram of equivalent test circuit.



5 図 等価試験回路の電圧電流関係
Fig. 5. Relations of voltage with current of equivalent test circuit.

し、今回の負荷試験ならびに容量限度試験は全面的にこの方法に依存した。等価試験は現在すでに実験の段階を終了し、電鉄用、化学用その他一般の整流器試験に多数適用され着々その成果を収めている。今回適用した 20 kV 試験はこれによって試作高圧イグナイトロンの優秀性が実証せられたばかりではなく、かかる高圧領域まで等価試験を実用に供したわが国最初の試みとしてとくに注目すべきものと考えられる。

試験は逆弧試験の外、再点弧特性・電弧電圧・サージ発生限界電流など全般におよび、あらゆる角度から性能が検討された。本文では紙面の都合上これらの詳細な記述は割愛し、つぎにその概要について紹介する。

ア. 等価試験装置

等価試験装置の概要図は 4 図のようである。図中 T_8 は供試器であって低圧電流源より 3 相整流器中の 1 相として連続負荷しておき運転中の逆電圧相当の試験電圧は高圧源より別途供給する。このように試験電流、電圧をそれぞれ別個に与えることにより試験範囲が拡大せられかねて試験所要電力が著しく節約される。図中 T_6 は直

列阻止整流器と称するもので、高圧試験回路より印加される高圧が低圧源に侵入することを防止している。

しかしこの等価試験方法の原理も實際上、実負荷時の運転波形を試験電流、電圧の上に再現する点に関し種々困難があって従来多大の関心を寄せられたにもかかわらず実用された例はなかった。今回実施した方法は原理的に Kingdon and Lawton 氏法⁽⁷⁾ならびに AEG 法⁽⁸⁾を踏襲するがさらに独特の方法により正弦波状逆電圧も印加できるようになっており、ほとんど忠実に実負荷波形を再現し、完全な試験が行うことができる。

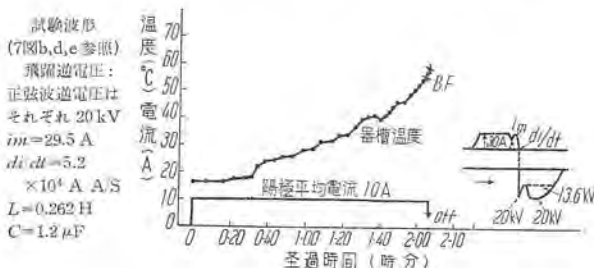
試験方法ならびに回路動作は概略つぎの要領で行われる。

まず試験電流は 4 図中、図示極性に充電待機されたコンデンサ C の電荷を起動管 T_3 の点弧により L を通じて放出させ、5 図中 I_{T3} のような振動半波電流を得（以下この電流を振動電流と称する）。この電流の位相を適当に制御して 5 図 (d) のように供試器陽極電流の末尾に重畳させる。

この振動電流の波高値ならびに電流零点の電流変化率 di/dt は高圧回路の諸定数 E, L, C の調整によって任意制御し、かくて重畳後の電流波形および終期電流変化率 di/dt を実負荷運転時の値に合致するよう選定するのである。

電圧条件としては振動電流通電中にコンデンサの電圧 V_C が 5 図 (a) のような経過を経て反転し、その電流零点で 5 図 (c) のように飛躍状矩形波が現われることを利用し、 C -供試器 T_8 -逆電圧印加管 T_4 - L - C を通じて供試器両端に 5 図 (c) 中斜線で示すような飛躍逆電圧を印加する。さらに実負荷運転中に現われる正弦波状送電電圧は、高圧変圧器の 2 次電圧 V_s を T_5 および制限抵抗 R を経て供試器に印加し、その結果飛躍逆電圧と正弦波逆電圧の重畳波形は 5 図 (c) 中 V_r のような波形となり実負荷時の逆電圧波形と実用的にほとんど一致する。また飛躍逆電圧、正弦波逆電圧はそれぞれ別個に、すなわち前者は充電管 T_1 の格子制御により C の充電電圧を変え、後者は高圧変圧器の 2 次電圧 V_s により制御して任意その相対値を変更することができる。

なお今回の試験装置により得られる試験可能範囲は逆電圧 20 kV、電流は単管平均 150 A であり、後者は阻



6 図 等価負荷試験 (逆電圧 20 kV)
Fig. 6. Result of equivalent load tests at 20 kV peak inverse.

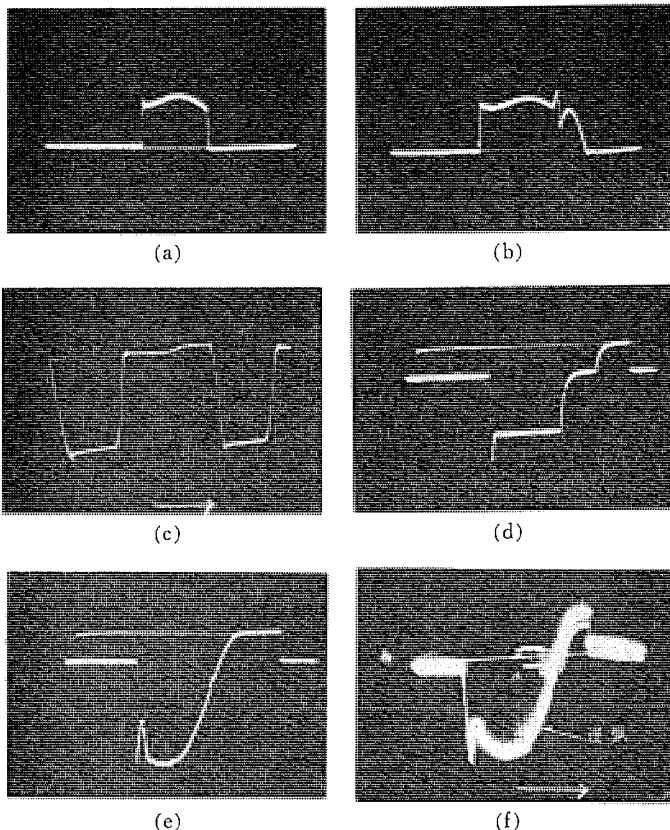
止用整流器の容量により制約される値である。

イ. 等価負荷試験

6 図は高圧イグナイトロンを水冷式とした場合、等価試験装置により逆電圧 20 kV, 単管平均電流 10 A の負荷試験を行った結果を示すものである。この電流値 10 A は通常の放送局用としての定格値を若干上回った値である。

逆弧は器槽温度 55°C で発生し、この温度限界はかなり明瞭に現われる。試験中の高圧回路の各定数は 6 図に記載のように $L=0.262$ H, $C=1.2$ μ F であり、半波電流の波高値は 29.5 A で陽極電流の波高値 30 A (平均値 10 A) にほとんど等しく、なお電流変化率は 5.2×10^4 A/S でこの値は実負荷時の 1.75 倍 (たとえば 20 kV 400 kW の負荷を想定し、転流リアクタンスを 5% とすればこの電流変化率は 2.95×10^4 A/S となる) である。一方飛躍逆電圧 20 kV は実負荷時の 2 倍程度であるから、この負荷試験の電流、電圧条件は実際の 3.5 倍の過酷さに相当し、水冷式として高い温度限界まで安定に運転できることを示している。

なお逆弧はほとんど正弦波逆電圧の最大値付近で発生し、この種高圧イグナイトロンの設計上重要な示唆を与えると共に、等価試験法として従来の矩形波電圧⁽⁷⁾⁽⁸⁾では完全な試験は行い得ず、この装置のように正弦波逆電圧まで模擬することにより始めて完全な等価試験を行うことがわかる。



7 図 等価試験回路の電圧電流波形

Fig. 7. Voltage and current oscillograms of equivalent test circuit.

7 図は負荷試験中、試験装置各部の波形を示すオシログラムである。

- 7 図 (a): 低圧電流源によって得られる陽極電流波形。
- ” (b): この陽極電流末尾に半波電流を重ねた波形。
- ” (c): コンデンサ C の充放電波形 (2 サイクル)。
- ” (d): 矩形波状逆電圧。
- ” (e): 矩形波逆電圧に正弦波逆電圧をさらに重ねた最終的な逆電圧波形。

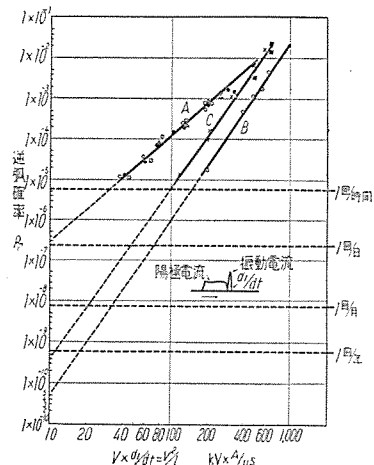
上記オシログラムは 5 図の説明図と対照して満足すべき電流、電圧条件を得ていることを表わしている。

なお矩形波状逆電圧 (7 図 d) の初めに振動電圧が現われているが、これは L が 0.262 H という大きな値であり、コイルの分布容量によってある程度回避できないものである。

7 図 (f) は逆弧時のオシログラムであり、フィルムのある時間露出して得られたもので、逆弧が電圧最大値で発生することを示しており、この傾向は逆弧発生位相測定装置、および後述逆弧確率の測定結果より別途実証せられる。

ウ. 飛躍逆電圧域での逆弧確率

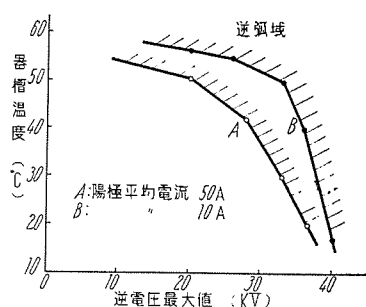
8 図は逆弧係数を変化し、これと逆弧確率の関係を求めたものである。ここにいう逆弧係数とは、陽極電流流時の電流変化率 di/dt と飛躍逆電圧の積であって、



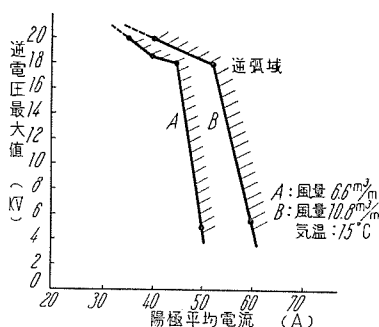
- A: 陽極電流 10 A, 器槽温度 30°C
試験当初に測定したもの
● $L=1.32$ mH $C=0.24$ μ F
△ $L=1.32$ mH $C=0.12$ μ F
□ $L=1.32$ mH $C=0.44$ μ F
○ $L=1.75$ mH $C=0.24$ μ F
- B: 10 A 30°C
諸種の高圧試験後に A を再測定したもの
 $L=0.5$ mH $C=0.4$ μ F
- C: 55 A 30°C
諸種の高圧試験後に B と同時期に測定したもの
× $L=0.5$ mH $C=0.4$ μ F
■ $L=0.5$ mH $C=0.64$ μ F

8 図 逆弧係数 $(V \frac{di}{dt})$ と逆弧率 (P_T) の関係

Fig. 8. Relations between circuit arc-back factor $(V \frac{di}{dt})$ and rate of arc-back (P_T).



9 図 (a) 容量限度曲線 (水冷式)
Fig. 9 (a). Load capacity limit curves (water cooled).



9 図 (b) 容量限度曲線 (風冷式)
Fig. 9 (b). Load capacity limit curves (fan cooled).

一般の格子付変流器の電流消滅直後に生ずる逆弧はこの関係に従う場合が多い。

等価試験装置ではこの逆弧係数は高圧試験回路中の E, L (4 図) を選定することにより任意制御できる。

$$V \times \frac{di}{dt} = V \times \frac{E}{L} \div \frac{V^2}{L} \text{ kV} \cdot \text{A}/\mu\text{S}$$

ここに L : 高圧回路インダクタンス (mH)

V : 飛躍逆電圧 (kV), この値は C の初期充電電圧 E にほとんど等しい。 V は電圧計で直読される。

8 図は V^2/L と逆弧確率 P_r の測定結果であって、器槽温度 30°C で陽極電流単管 10 A および 50 A を通電中、その転流直後に前述の振動電流を重畳して試験したものである。なおとくに 10 A の場合では試験当初 (曲線 A) と諸種の高圧試験を実施したのち、再び同じ条件で再測定した (曲線 B) 結果を示しているが、明らかにある期間高圧負荷をかけ、また試験的に逆弧 (そのエネルギーは実際の逆弧に比較して格段に小さい) させることにより特性が顕著に向上することがうかがわれる。

なお 8 図では C の値を種々変えて測定しているが、この実験結果によってつぎの結果が導かれる。

すなわち陽極電流消滅直後の逆弧確率は前述のように逆弧係数で現わしうることを述べたが、陽極部の消イオン構造、周囲条件いかににより、電流消滅直後の残留イオンは単に電流変化率のみならず通電中の陽極電流波高値の影響が無視できなくなる場合がある。 C の変化はこれによって振動電流 i_{r3} (5 図) の波高値を変化し ($i_m = E\sqrt{C/L}$) 残留イオンに通電中の陽極電流波高値の影響を導入する。

8 図の測定結果では C をかなり広範囲に変化しているが、カーブはいずれも V^2/L で一率に決定され、したがって飛躍逆電圧域の逆弧確率は通電中の電流波高値に関係なく前記逆弧係数に従うことを証明している。

さらに 8 図の示す重要な結果は、このカーブを下方に延長し、実際運転時の $V^2/L = 20 \text{ kV} \times 0.0295 \text{ A}/\mu\text{S} = 0.59 \text{ kV} \cdot \text{A}/\mu\text{S}$ (前記 20 kV 400 kW 装置の例) での外挿点を求めると、これによって実負荷中飛躍逆電圧域の逆弧率を推定することが可能である。

たとえばカーブ B については年間 0.1 回というきわめて低い逆弧率が示される。

このように低逆弧率を示すことは、放送局用として、たとえ 20 kV という高圧であっても、陽極電流が単管 10 A で di/dt は格段に低い値であるため、逆弧係数で比較すれば通常の大電流、低電圧用整流器の責務とほとんど大差がないことから了解される。

なおこの結果は高圧イグナイトロンの逆弧が飛躍逆電圧よりむしろ逆電圧最大値で発生することを示しており、前記 7 図 (f) のオシログラムはまさにこの間の現象を表づけるものである。

エ. 容量限度特性

飛躍逆電圧域の逆弧率がきわめて小さく、逆電圧最大値で生ずるという事実は、等価試験として飛躍逆電圧域の厳密な模擬は必要でなく、単に逆電圧さえ供給すれば十分実用的に等価性が得られ、これによって現試験装置の電圧限界値 20 kV 以上の高圧試験が実施できることを示唆する。

この方法は所定の陽極電流において内部条件が安定したのち、供試器を速かに低圧電源、高圧試験電源のいずれもより切離し、別のさらに高圧の電源より供試器に単独に逆電圧のみ印加するのである。事実この方法によればたとえば逆電圧が 50 kV の高圧においても 8 図の V^2/L の関係から、飛躍逆電圧域の逆弧は無視できる程度であり逆電圧のみ印加しても十分な等価性が期待できる。また陽極電流遮断後数分以内は、内部状態はまだ一定に保たれ、通電中に行う前述の厳密な等価試験法の結果と実用的に近似性があることが別の実験から確かめられた。

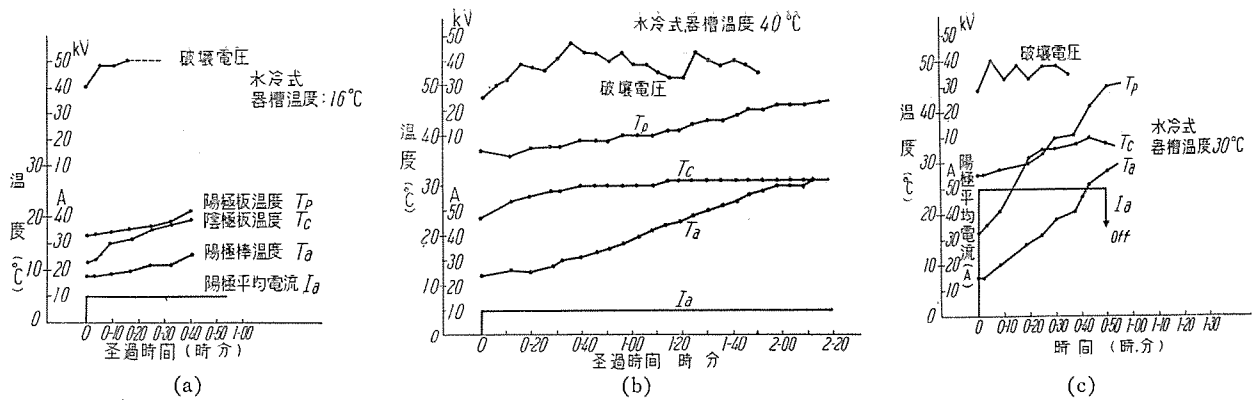
9 図 (a) は水冷式で試験した場合の容量限度特性であり 20 kV 以内の領域では、 di/dt , 飛躍逆電圧, 正弦波逆電圧のいずれをも考慮した厳密な等価試験法で実施している。

9 図 (b) は器槽に風冷式としての標準放熱片を取付けて容量限度試験を行ったもので、風速をパラメータとし電流-電圧限度曲線を示している。

9 図 (a) の水冷式イグナイトロンの試験結果から、放送局用として逆耐 20 kV, 単管 10 A では器槽温度 55°C まで、さらに 50 A でも 52°C の高い温度まで耐量を有し、風冷式では 9 図 (b) より 20 kV, 単管 40 A まで負荷しうるという優秀な性能が示されている。

オ. 逆耐電圧の時間的变化

前述の諸特性はいずれも内部状態が安定したのちに測定されたが、起動直後は一般に破壊電圧が低く時間的にかなり向上する傾向が見られる。この現象は陽極面において、休止時逆弧の原因となりうるいわゆる “patch” が付着しており、あるいは通電初期に内部空間に存在するこれら “patch” が陽極の電界に引かれて陽極上に付



10 図 絶縁破壊電圧の時間的变化

Fig. 10. Changes of break-down voltage during the continuous flow of current.

着し、通電後生ずる逆弧回数と共に飛散せられて定常状態に逐次移向するものと信ぜられる。この現象は数時間のイグナイトロン停止においてもかなり現われることもあり、1 日間冷却すればこの傾向の再現性が明らかに認められる。

したがって放送局電源として、ある期間予備器として休止していたイグナイトロンを運転に入れる際、上記のように定常状態の値より逆耐が低下していることを考慮しなければならない。

10 図 (a), (b) は陽極電流 10 A で器槽温度をそれぞれ 16°C, 40°C で起動し、(c) 図は単管 50 A で 30°C で通電開始した場合の時間的経過に伴う逆耐電圧の変化を示している。

この試験結果から明らかに放送局用として単管 10 A, 一般高圧大電力用として単管 50 A のいずれの場合にも、所定の器槽温度において起動時 20 kV の耐圧が保証せられ、安全に運転できることがわかる。

カ. 再点弧特性

再点弧特性は陽極電流消滅直後より内部残留イオンの時間的減衰経過に伴う陽極順耐電圧恢復の過程を示すものである。事実陽極電流消滅直後では多数の残留イオンが存在し、この瞬

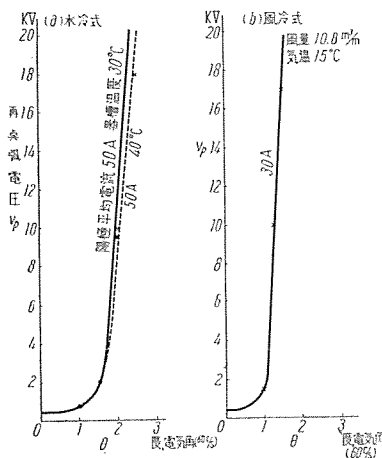
時陽極に正電圧を印加すると陰極水銀面付近に 2 次陰極点を作り⁽⁹⁾いわゆる“再点弧”を生ずる。時間的なこの再点弧阻止能の恢復曲線—再点弧特性—はとくにインバータ運転では直接運転の安定度を左右し、変換装置の力率に影響を及ぼすが放送局用電源としてはイ

ンバータほど重要性をもたない。しかしこの特性は内部残留イオンの減衰過程を示し、陽極構造部の設計の良否判定の目安を与えると共に、格子制御起動(たとえば 30 サイクルの時定数で起動する)および格子による直流電圧制御の安定性、さらに短絡、逆弧時の格子遮断能力を保証するものとして、イグナイトロンでは逆耐能力と同様、重要な意義を有する。

11 図は水冷式および風冷式についてこの特性を測定した結果を示すものである。その測定方法⁽¹⁰⁾は逆弧等価試験と同様供試器を 3 相整流器中の 1 相として通流幅 120 度の陽極電流を流しておき、陽極電流消滅瞬時より所定の時間経過したのち矩形波状の順電圧を陽極に印加して再点弧電圧を求める。

11 図の結果は水冷単管 50 A, 風冷 30 A のいずれの場合も電気角 2 度 (60 サイクル) 以内に 20 kV まで恢復する優秀な特性を示し、前記整流器として十分な格子制御機能を有すると共に高電圧大電力用たとえば直流送電用インバータとしても十分所期の安定性が得られることが示されている。

なお再点弧特性には、陽極電流転流終期の電流変化率 di/dt によって決まる残留イオンが重要な影響を与えるが、12 図の測定結果は単管 50 A のとき $di/dt=1.94$ A/ μ S, 30 A のとき 1.16 A/ μ S で実負荷時より格段に過

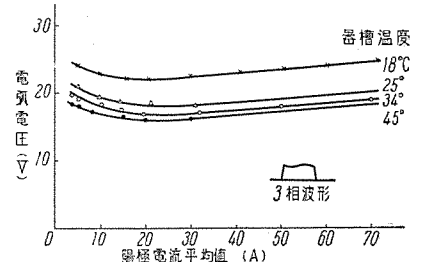


11 図 再点弧特性

Fig. 11. Reignition voltage characteristics curves.

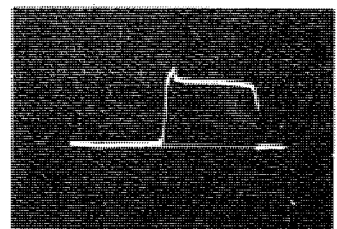
12 図 電弧電圧特性

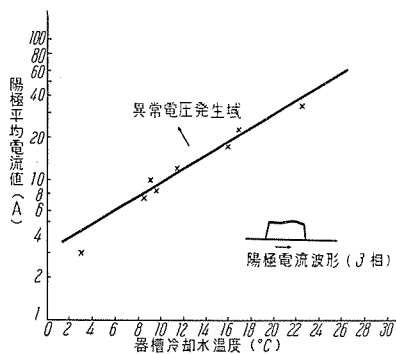
Fig. 12. Arc-drop characteristics for cooling - water temperature of 18-45 degrees centigrade.



13 図 電弧電圧波形 (陽極平均電流 75A, 25°C)

Fig. 13. Wave form of arc drop.





14 図 異常電圧発生限界電流と冷却水温度の関係

Fig. 14. Relations between current capacity and cooling temperature for generating surge voltage.

酷な条件で行われている。

キ. 電弧電圧

本器は3重格子となっているため、その電弧電圧はかなり高くなることを予想したが、測定結果は12図のように単管75Aの範囲で20V内外の値であり、通常の低圧、大電流用イグナイトロンの17V前後に比しわずかに上回る値である。したがってたとえば3相全波結線600kW、20kV、出力30A(単管10A)の放送電源では、器槽温度30度において電弧損失は1.08kWに過ぎず、変換効率に対して無視できる程度となる。

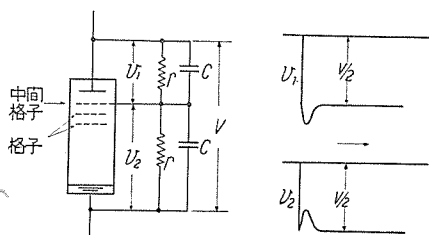
13図のオシログラムは器槽温度25°C、単管75Aの電弧電圧であり、この程度の電流でも非常に安定な波形であることを示している。

ク. サージ発生限界電流

イグナイトロンを冷却状態から急に起動すると、内部蒸気密度が低いため、外部回路に対する電流の要求が水銀蒸気の通電能力を越え、電弧が瞬間に消滅して外部回路のインダクタンスにサージを発生することがある。この現象はいわゆるスターベーション(starvation)としてよく知られており、しばしば逆弧発生の誘因となる外、装置の絶縁破壊など不測の事故を惹起する原因となる。

14図はこの見地からstarvation発生の最悪の条件、すなわち冷却状態から急に起動する場合の器槽温度とその温度でのサージ発生限界電流の関係を測定した結果であり、試験方法は陽極回路に適当なインダクタンスを直列に挿入し、その両端に設けたギャップの動作で判定した。

ペントード、イグナイトロンは格子が多いので限界電流は割合小さい。しかし放送局用として単管10Aではこのサージ発生限界温度は11°Cであり、実際の装置は後章「制御装置」で述べるように起動前予熱装置により



15 図 中間陽極による電圧分割

Fig. 15. Grading method by means of intermediary grid.

20°C以上にタンク温度を上げておけば、この危険の顧慮はまったく解消する。

ケ. 点弧電圧

構造上点弧電圧がかなり高くなることを予想したが、中間格子を4図のように200kWの高抵抗で分圧し、相電圧200Vの低圧電流源に直列阻止整流器と直列に接続しても前述の温度、電流全域にわたりなんら失弧を経験せず陽極ならびに各格子の点弧電圧は十分低い値であることが示された。

したがってさらに高圧領域では点弧に関するなんら不安を伴わないものと考えられる。

コ. 中間格子による逆電圧の分割

中間格子は4図のように高抵抗で分圧される。

陽極電流消滅直後、内部放電空間に存在する中間格子は消イオン面として作用し残留イオンを吸収する。この電流は格子外部に対し強制電流として中間格子より陽極、陰極のそれぞれへ分流し、この際分圧抵抗による電圧降下は、電流消滅直後の中間格子の電圧分割をくずし、極端な場合は過渡的に中間格子-陽極側に全飛躍逆電圧が集中される場合がある。

15図のような並列CR分圧法によれば、減衰時定数が約100μsである中間格子のイオン電流は過渡的に分圧コンデンサに吸収せられ中間格子の電位は逆電圧Vのおおむね1/2に均等に分圧される。事実このイオン電流を実測し、分圧コンデンサの容量を選定して計算、および実測を行った結果では中間格子と陽極ならびに陰極側それぞれの分圧差はV/2(ただしVは飛躍逆電圧)に対し±10%以内に収めることができる(15図)。

しかしこのように陽極-陰極間に分圧用コンデンサを接続すると変圧器のインダクタンスによって飛躍逆電圧に過大な振動を生ずる外、把生的な異常現象を伴い、2次的な対策を必要とする場合が多い。

今回の諸測定はすべて高抵抗分圧法のみによって行ったが、前述のように逆弧、再点弧特性のいずれに対しても満足すべき結果が得られ、あえて並列CR分圧法に依存する必要が認められなかった。

サ. 試験結果の結論

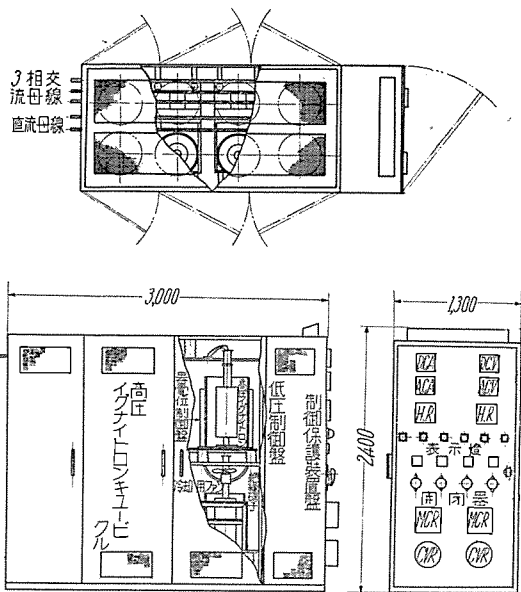
以上概説した性能試験の結果を要約すると

(1) 今回独特の等価試験法により、放送局用として風冷型で十分な余裕を存することはもちろん、単管50A程度の水冷型としてさらに高圧大電力用の整流器、インバータにも十分な耐量を有することが確認された。

(2) 現象的に逆弧が電圧破壊で生ずることを示したが、これに関する詳細な研究はさらに高電圧の整流器を設計する場合の重要な資料となるであろう。

(3) またstarvation発生限界値はこのイグナイトロンの低温度領域の容量限度を示し、一方電圧破壊の温度上限から、タンクの安定運転に対する温度限界を知ることができる。

(4) 再点弧特性は非常に優秀であり、これによって



16 図 放送用電源装置キュービクル

Fig. 16. Cubicle assembly for 20 kV ignitrons in radio service.

格子による電圧制御事故時の格子遮断機能が保証せられ、次章に述べる制御保護方式と相まって放送局用電源として十分安定な運転を期待することができる。

6. 放送用直流電源の制御保護装置

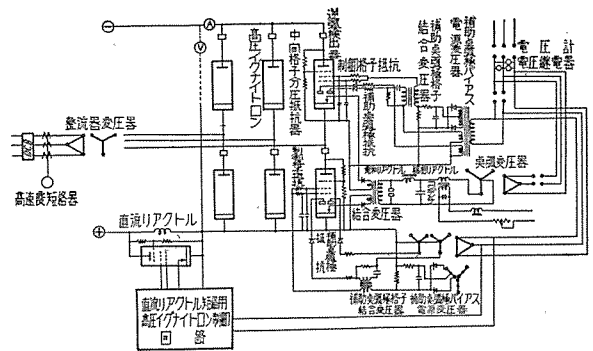
16 図は上に述べた高圧イグナイトロンを使用した風冷 20 kV, 600 kW 放送用直流電源装置を示したもので、主回路は高電圧整流装置として利点の多い 3 相全波整流回路が採用されている。

17 図は 3 相全波結線高圧イグナイトロン整流器の制御装置を示し、18 図は放送電源用として設計された保護装置系を示す。この制御、保護装置の特色は消耗交換品を使用しないので信頼性、寿命の点ですぐれているのみならず、電子管類を一切使用しないため熱陰極の予熱時間を必要とせず、緊急運転が可能なことである。

16 図は放送用電源装置のキュービクルを示すもので、高圧イグナイトロン 8 本・器電位制御盤・低圧制御盤・保護装置・計器盤 1 式が收容され、その外形寸法は 1,300×2,400×3,000 mm である。

高圧イグナイトロンキュービクルは上下 2 段に各 4 本の高圧イグナイトロンが配置され、上段の 1 本はあとに述べる事故時作動の直流リアクトル短絡用イグナイトロン、他の 3 本は各陰極電位の異なる整流用イグナイトロンであるから上段の各イグナイトロンは別個の陰極支持台上にそれぞれの器電位制御盤と共に取付けられ、各陰極支持台はそれぞれ絶縁得子によりキュービクルの上段に固定されている。

下段の 1 本は予備用イグナイトロンで、他の 3 本は陰極電位の等しい整流用イグナイトロンであるから 1 個の陰極支持台上に器電位制御盤と共に配置され、この陰極支持台は絶縁得子によりキュービクル下段に固定されて



17 図 制御回路の概要図

Fig. 17. Control circuit diagram.

いる。各イグナイトロンには冷却ファンが取付けられ、ガイドにより陰極下方より送風して器槽を冷却するので、上段イグナイトロンは下段イグナイトロンより放散上昇する熱流を避けるように配列される。この外寒冷時には加熱器をも使用できるように考慮されている。

ア. 制御装置

(1) 点弧回路

17 図に示すように高圧イグナイトロンの点弧子を付勢する点弧回路が低圧制御盤上に配列されている。点弧回路は 3 相点弧変圧器によりリアクトルを通してコンデンサを充電し、可飽和リアクトル磁心の飽和とともにコンデンサの電荷を放電させ、器電位盤上絶縁結合変圧器を経てイグナイトロンの点弧子に尖頭電力を供給することにより、水銀溜陰極上に毎サイクル陰極点を発生させる。

(2) 補助点弧回路

点弧回路により毎サイクルに発生する陰極点を主電弧通電中維持するため、補助点弧、バイアス電源変圧器で低圧側と絶縁された 2 つの補助点弧極付勢回路が器電位盤上に配列され、補助点弧電流の通電時には一方の回路に挿入された結合変圧器 2 次側の格子回路に電圧を誘起する。

(3) 格子回路

高圧イグナイトロンの制御格子は本方式では消イオン格子と抵抗を介して共通に接続され 2 重格子として動作し常時共通のバイアス負電位が加えられているが点弧子が点弧して補助点弧極が通電すると補助点弧極、格子結合変圧器の 2 次側に誘起された電圧が格子に印加されて格子は正電位となり陽極に主電弧が通電する。

これらの格子回路は主電弧の通電を制御するのみならず主電弧消滅後は残留イオンを吸収して消イオン作用を行う。中間格子電位は陽極陰極間に挿入された抵抗分圧器によって与えられている。

(4) 放送用直流電源の出力電圧制御

放送用電源の出力電圧制御は高圧イグナイトロンの点弧位相を制御して行われるが、17 図の点弧回路においてコンデンサ充電用リアクトルは移相用リアクトルを兼

源側を開路して放送電源を全面的に停止する。

19 図 (a) ないし 19 図 (d) は 20 kV, 30 A, 3 相全波結線放送用電源の負荷側閃絡事故発生時の直流電圧 E_D , 直流電流 I_D , 直流リアクトル電圧 E_L , 高圧イグナイトロンによる直流リアクトル短絡電流 I_L の波形を模擬回路により測定したオシログラムで、回路は直流側の平滑用コンデンサ $C_1=4\mu\text{f}$, $C_2=8\mu\text{f}$, 直流リアクトル $L_D=2\text{H}$ の実回路を模擬した。

19 図 (a) は放送電源負荷側で閃絡事故が発生した際、高速度短絡器により整流器を急速に格子遮断して事故電流の増大を防止すると共に、直流リアクトル L_D を高圧イグナイトロンで短絡して事故を最小限度に止めた場合のオシログラムである。

19 図 (b) は同様に整流器を急速に格子遮断したあとで直流リアクトル L_D を短絡しない場合には直流電圧 E_D , 直流リアクトル電圧 E_L , 閃絡負荷側電流 I_D に格子遮断後相当振動が持続する状況を示している。

19 図 (c) は同様に負荷側閃絡の際、高速度短絡器を使用しないで事故電流が増大した状況を示し、この場合でも直流リアクトルを高圧イグナイトロンで短絡して電圧、電流の振動は抑制しえたことを示している。

19 図 (d) は同様に負荷側閃絡の際、整流器の格子遮断が遅れて事故電流が増大し、直流リアクトルを高圧イグナイトロンで短絡しないため整流器の格子遮断後電圧電流に振動が発生している最悪の状況を示すオシログラムである。

以上のオシログラムは本放送用電源装置に用いられている新型高速度短絡器および事故時に高圧イグナイトロンにより直流リアクトルを短絡してエネルギーを分路に放出させる方式が、平滑用コンデンサおよびリアクトルを備えた高圧直流電源の負荷側閃絡事故に対する保護に効果を発揮することを示している。

高圧イグナイトロンの逆弧については 3 相全波結線であるため他結線整流器に比べて事故が軽減され、かつ平滑用リアクトルおよびコンデンサに起因する電圧、電流の振動も軽微であるから本文には省略する。

7. む す び

イグナイトロンはすでに出現の当初から、放送局関係者から送信電源としての将来性を有望視され、その発展に大きい期待が寄せられていた。わが国では戦後約 5 年

間のイグナイトロン実用化時代と、これに続くさらに 5 年間の密封技術の確立時代を経て、ここに本文記載のような放送局用として適した高電圧密封型イグナイトロンが完成されて、いまや実用を待つ段階に到達した。

その性能は通電諸機能と耐電圧諸特性とが共にすぐれている上に、相反するこの両性能がよく調和している点で、現代水銀整流器の最高水準にあると確信する。したがって本器は単に放送局用として適しているばかりでなく、各種の電力変換装置や、高電圧大電力の制御用として、広い応用分野ですぐれた機能を発揮するものと期待される。

最後に本イグナイトロンの完成に終始ご鞭撻をいただいた日本放送協会技術研究所黒田治夫氏に深甚の謝意を表わし、当所、大野研究所長ならびに横須賀電気第 1 研究室長のご指導に厚く感謝すると共に、製作、試験に当られた関係各位のご協力に深謝する次第である。

参 考 文 献

- (1) 土岐：“大電力放送局用としての鉄槽水銀整流器” 芝浦レビュー, Vol. 15, No. 11, p. 375-380.
- (2) S. R. Durand: “Steel-Cylinder Grid-Controlled Mercury Arc Rectifier in Radio Service” I. R. E., Vol. 23, No. 4, April, 1935, p. 372-379.
- (3) W. Hahn: “Hochspannungs-Eisen-Stromrichter für Senderanlagen” Siemens Z., 18. Jahrg. Heft 6, Juni 1938, S. 289-296.
- (4) 佐藤, 原, 戸田, 青木: “日本放送協会大電力放送機直流電源 2 万 V—1,080 kW 水銀整流器設備” 芝浦レビュー, Vol. 15, No. 11, p. 381-405.
- (5) H. C. Steiner, J. L. Zehner, H. E. Zuvers: “Pentode Ignitrons for Electronic Power Converters” E. E. Trans., Vol. 63, Oct. 1944, p. 693-697.
- (6) M. J. Mulhern: “High-Voltage Ignitron Rectifiers” A. I. E. E. Trans., Vol. 69, p. 913-918.
- (7) K. H. Kingdon and E. J. Lawton: “The Relation of Residual Ionization to Arc-back in Thyratrons” G. E. Rev. Vol. 42, No. 11 (1939).
- (8) G. Dobke: A. E. G. Mitt, 41, 171 (1950).
- (9) 河合, 岡: “無格子イグナイトロンの再点弧特性” 連大, 昭 29—5 月.
- (10) 阿部, 山口: “2 重格子イグナイトロンの再点弧特性” 連大, 昭 30—4 月.

第4章 タンク型原子炉 (軽水減速, 冷却)

1. まえがき

第2章および第3章でスウィミングプール型とウォーターボイラ型原子炉について述べたが、これらはその構造上出力は比較的 low 學術研究に適するものである。この章で説明する MTR (Material Testing Reactor, 材料試験炉) は熱出力 30MW, 平均熱中性子束 2×10^{14} n/cm², sec (max. 5×10^{14} n/cm², sec), 平均高速中性子束 1×10^{14} n/cm², sec であって、世界で一番高い中性子束密度をもつ原子炉で 1952 年 3 月運転にはいり現在におよんでいる*。この型の炉の特色は學術的研究にしばしば要求される安定した中性子束および γ 線の強さよりもむしろ高い中性子束と γ 線の強さのものを利用することである。たとえば新しい型の原子炉の開発のためにいろいろな燃料や材料の放射線による照射試験を行う場合、 10^{13} のもので 10 カ月照射期間を要するものは 10^{14} では 1 カ月ですむわけである。

材料試験用原子炉の設計にあたって最初重水減速、重水冷却の濃縮不均質型が考えられたが、その後軽水冷却、重水減速、反射型に設計変更が行われた。これは重水よりも軽水を冷却材として用いることにより運転が非常に楽になるからである。その後さらに検討が行われ、ついに軽水減速、冷却型に決定されたが、これは高速中性子束を得るにはこの型がもっとも適していることによる。前の重水減速、反射型原子炉では反射材は他の型のもので得られるのほとんど同じ空間しか利用されなかったで、反射材として重水をもちいることをやめ、ベリリウムが採用された。この決定が可能になったのは当時ようやくベリリウムの冶金技術が急速に進歩し、工業ベースでポンドからトンの程度の成型加工ができるようになったためである。

最後に MTR のプラントの価格について簡単にのべる。全価格は \$17,160,000 でその内訳はつぎのとおりである。

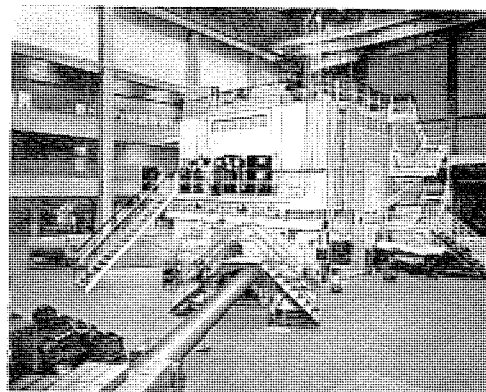


Fig. 2. MTR の南および西側面

囲いの内および外の敷地 (駐車場, 地下

の配管, 道路その他を含む)	\$2,337,200
原子炉およびその建屋	\$7,333,800
原子炉の翼の建物 (研究室, 事務室等)	\$1,920,800
原子炉循環用水 (Process Water) 建家,	
Working Reservoir (主動貯槽), 冷却塔,	
ポンプ室, 蒸溜水建屋	\$2,840,200
緊急用貯水槽, Reservoir 及びポンプ室,	
給水, 井戸	\$439,700
送風機室, 煙突 (250')	\$442,500
Retention Basin (貯水槽), 排水調節	\$531,900
ブラク貯蔵所, サービスビルディング	\$289,600
蒸気施設, 下水処理, コンプレッサ建家,	
配電線	\$1,011,600
立入制限区域および禁止区域守衛室	\$12,400
全価格	\$17,160,000

2. 原子炉の構造

ア. 原子炉

(1) 原子炉タンク……原子炉タンクは大体 5'φ×30' ht の大きさであるがこれを説明の便宜上 A, B, C, D, E の部分に分ける。(Fig. 3 参照) A および E の部分はコンクリートの中に埋込まれたもので、不銹鋼からなり、とくに A は B, C, および D を取替える必要の生じた場合のために半径を十分大きくとってある。B の部分はペローで不銹鋼よりなる。C, D の部分は厚さ 1" で 54 1/4" ID の Al の円筒である。タンクの上端と下端は中に鉛をつめた不銹鋼のプラグで蓋される。上部のプラグには制御棒とその駆動機構が支持される。燃料棒や制御棒の入れ換えの際にはクレーンで吊られ、1 階の "dry dock" に置かれる。

(2) 炉心……燃料は高濃縮 (～90%) のウランウムと Al との合金を Al 被覆したもので厚さは 0.06" である。この板 18 枚を Fig. 7 のように Al の側板に鐵着けし

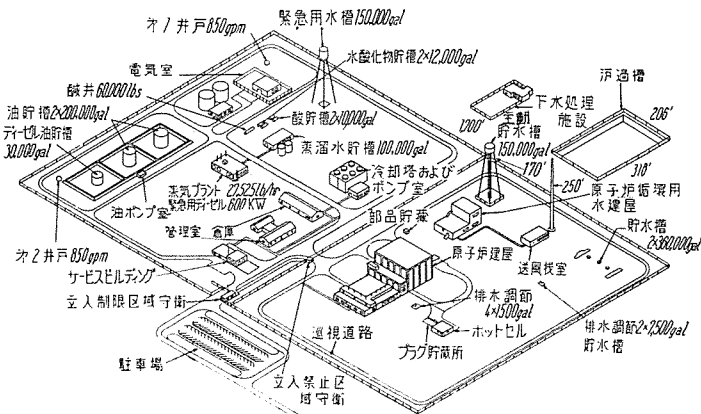


Fig. 1. MTR プラントの配置図

* 脚註 最近、熱出力は 40MW にあげられ、中性子束、 γ 線強度も増加されている。将来は高い出力にするような試みがなされている。

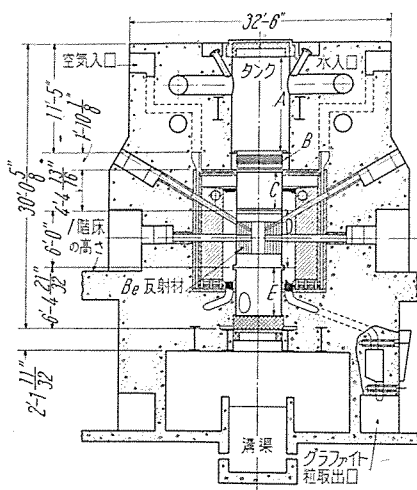


Fig. 3. MTR の南北垂直断面図

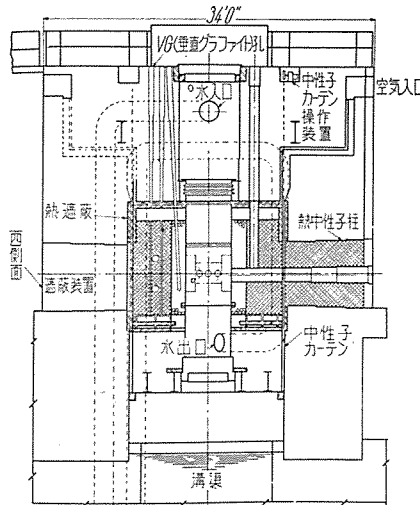


Fig. 4. MTR の東西垂直断面図

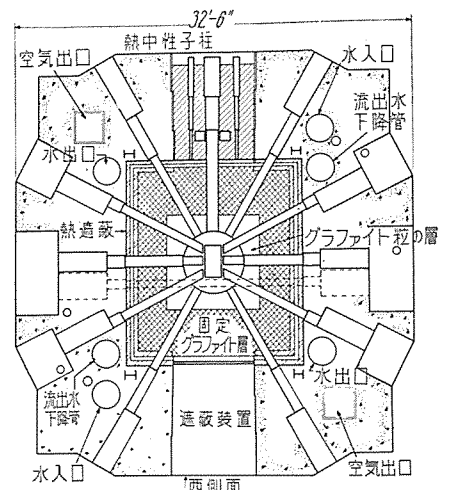


Fig. 5. MTR の水平断面図

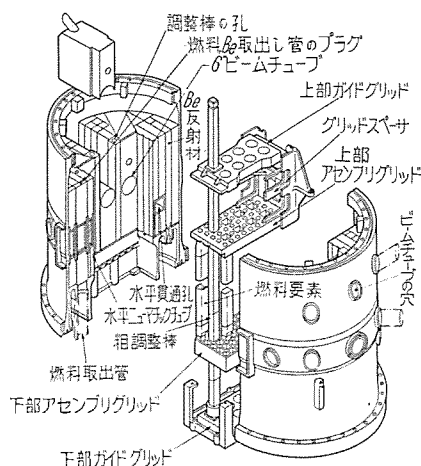


Fig. 6. MTR の原子炉タンク

リングがあり、熱膨張および工作誤差をにげることができる。Fig. 6 の上部アセンブリグリッドの8つの四角な穴は粗調整安全棒が貫通する。

燃料の入換えはつぎのような順序で行われる。粗調整安全棒と調整棒をその最低の位置におとし、上端のプラグを外してクレーンで“dry dock”に運び、ついで上部アセンブリグリッドを外しタンクの上部の所定の位置におく。燃料取出し管 (Discharge Chute) のプラグ (Be) を外すとこの管は溝渠 (Canal) 中に燃料を受ける円筒 (Receiver Cylinder)に通じている。燃料棒を完全に引抜き Chute を通じて Receiver に入れ Chute のバルブを閉める。(これはタンク中の水が不必要に Canal に流れ出るのを防ぐためである)

(3) 制御棒 (Control Rod)……MTRの制御棒は粗調整安全棒 (Shim-Safety Rod) と(微)調整棒 (Regulating Rod) の2種類からなる。それらがすべて(スクラムのとき自由落下の衝撃を緩和するところの)緩衝装置 (Shock Absorber) のところまで落された場合の等価反応度は約40%になり、この値は通常炉の運転に際して見込まれる超過反応度約19%を制御するに十分である。

粗調整安全棒は8本あるが、これには2種類のものがある。

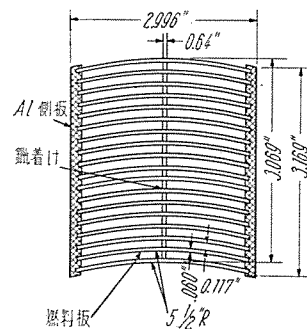


Fig. 7. MTR の燃料要素の断面図

たものを燃料要素という。上端にはスプリングがあり、熱膨張および工作誤差をにげることができる。

その内4本は下の方が14枚の燃料板からなり、その上の部分がカドミウムよりなるもので、棒を一番下まで挿入したときはカドミウムの部分が炉心中にあり、それを上に抜いてゆくと抜かれた部分だけ下から燃料部分が炉心にはいるようになっている。これらは燃料棒配置のほぼ中心線を通してある。残りの4本はBe反射材中にあるもので上の燃料板に相当する部分がBeで置換ったものである。通常運転の際はこれら8本の棒は磁気的なクラッチにより支えられ、遠方制御で3相誘動電動機により駆動される。誘動電動機を用いたのは事故の場合にも粗調整

安全棒を規定の速度以上で引抜くことがないためである。

調整棒は原子炉を連続的に(自動的に)制御するためのもので、9×5の燃料棒用の穴の配置 (Fig. 6 参照) の矩形の長辺の外側 (Be 反射材中) に4本おかれるが、通常は1本が常用され他の1本が予備のためおかれている。調整棒は直径1/2"、その上部および下部はAlの管で中央部はAl管の管壁の中にカドミウムが挟まれている。調整棒はラクビニオンで電動機はamplidyne (増幅発電機の商品名)により動かされる。どの原子炉でも大抵採用されているように調整棒の等価反応度は既発臨界の超過反応度0.75%より小さく(0.5%)とってある。

(4) 反射材 Reflector……Be 反射材がタンクのDの部分の燃料格子部分とタンクとの間にもちいられている。(Fig. 3, Fig. 6 参照) このBeの体積は50ft³、重さは約5750lb、高さは39 3/8"である。冷却水はこのBeの層の間の冷却孔を通して下方に流れる。

グラファイト反射材がタンクの外側にあり2つの部分からなる。グラファイト粒の部分 (Graphite Pebble Zone) は7'4"×7'4"×9' ht で内側は円筒形のタンクを囲み、1"φの約700,000個のグラファイト粒が詰められている。この部分は発熱量および温度が高く、グラファイトの酸化の可能性がある。粒子をつかうことは膨張、収縮、応力をにげるのに役立つ。粒子が損傷された場合にはそれらは取出し管 (Discharge Chute) から取出し入れ換えることができる。固定部分 (Permanent

Zone) は粒子部分の外側にあり南北 12', 東西 14', 高さ 9'4" でこの層は多くの穴が貫通しているが、これは空気によるグラファイトの冷却およびこの穴の中に物質を入れて照射するなどに利用される。

中性子経済および放射性になることを防ぐために高い純度のグラファイトが必要であるが MTR における仕上りの重量は粒子約 19 トン、ブロック約 74.5 トンである。

(5) 熱遮蔽 (Thermal Shield)……グラファイト反射材と一番外側のコンクリート遮蔽との間に厚さ 4" の 2 枚の鋼板が 4" 間隔 (その間を冷却用の空気が流れる) で設けられている。(Fig. 3, 4, 5 参照) これはコンクリート中の温度差を 50°F 以下にして熱応力によるコンクリートの損傷をさけるよう設計されたものである。

6.5'×6.5'×1/4" 厚 (ボラル) の中性子カーテンは熱中性子柱にはいる熱中性子の数を減らすために熱中性子柱の内面を遮ることができる。

また厚さ 3" の鉛をグラファイトと熱中性子柱との間に置いて γ 線を吸収し、熱中性子のみをとり出すことができる。この装置を中性子窓 (Neutron Window) という。

(6) 生体用遮蔽 (Biological Shield)……厚さ約 9' のバライトコンクリートからなり全体の大きさは大体 32' の立方体をなしている。この遮蔽体はいろいろな大きさの約 100 の穴が貫通している。

熱遮蔽と生体用遮蔽とで合計約 500kW の熱が中性子および線の吸収により発生するが、これは 1,700lb/min. の空気により冷却される。このため大きな送風機により原子炉建家中の空気を原子炉構造物中の必要な場所を通して吸出し、250' の煙突から大気中に放出する。

イ. 実験装置 (Experimental Facilities)

(1) 炉心……タンク内の Be 反射材のあるものは容易に取り除き、そこに物質を挿入して照射することができる。このため特殊な反射材は適当な大きさの穴をもった Be または Al でできており、試料は Al のケースに入れてこの穴の中に挿入される。同じように燃料要素または粗調整棒のはいってない格子の部分でもまた試料を照射することができる。これらは一般には照射中には測定その他を行わないが、タンク接近孔 (Tank Access Hole) を通って小さい管をつけ温度 (熱電対) の測定、冷却などを行うことができる。

(2) 水平実験孔 (Horizontal Beam Hole) HB および傾斜した実験孔 (Down-Beam Hole) DB

大きなものは全部で 17 ありいずれも原子炉表面から炉心またはタンクまで到達している。これらはこの原子炉の中で高い放射線束の最大の体積を占めるもので、きわめて危険なのでプラグを抜いているとき原子炉建屋の中の人を防護するための特殊な放射線ドアがついているなど非常に複雑な構造をしている。

(a) HB-1 から HB-6 まで……原子炉表面から炉心まで達している水平実験孔で、HB-2 と HB-5 とはタンクまで 8" ϕ 、タンクから炉心まで 6" ϕ である。HB-1, 3, 4, 6 は全部通して 6" ϕ である。

(b) DB-1 から DB-6 まで……いずれも上記の HB と同じ垂直面上にある傾斜した 6" ϕ の実験孔で、タンクの内部では Be 反射材中を 2" ID の中空 Al の円筒が炉心に達している。

(c) HG-5, HG-6 (Horizontal Graphite Hole 水平グラファイト孔)……6" ϕ でタンクまで達している。

(d) HR-3, HR-4 (Horizontal Rabbit Hole 水平ラビット孔)……4" ϕ でタンクに達している。

(e) HT-1 (Horizontal Through Hole 水平貫通孔)……4 11/16" 平方で炉心のすぐそばを原子炉の片面から反対側の面に貫通している。

以上 17 の主要な実験孔の設計に当っては将来さらに起りうる実験の要求、放射線損傷、材料の選択、冷却などに考慮が払われた。

これらの実験孔の外にさらに 7 つの水平貫通孔 (Horizontal Through Hole) がある。

(f) HG-1 から HG-4 まで……HG-1, HG-2 8" ϕ では東側のグラファイト壁を貫通し、HG-3, HG-4 は 4" ϕ で西側を貫通する。

(g) HI-2, HI-3 (Horizontal Instrument Hole 水平計測孔)……min 10 3/4" ϕ でグラファイト中を水平に貫通する制御装置用のもので電離箱を入れる。

(3) 垂直実験孔 (Vertical Experimental Hole, 垂直実験孔) および垂直計測用孔

炉の上面に入口のあるものが 71 あり、グラファイト部分に貫通している。その中の 2 つは原子炉の下部屋に入口がある。大きさは 2" から 4" 位が大部分であるが、6" ϕ のシンプルが炉の水の出口に 4 つあり、その内 2 つは水の放射能の測定用で他の 2 つは高い γ 線束の実験装置である。外に 12" 平方の穴が 3 つあるが、その内 1 つは HG-9 ((4) を参照) に貫通し、他の 2 つは垂直に熱中性子柱に達している。

(4) 熱中性子柱……内側の 4" 厚さの鉛の窓 (γ 線吸収用) の外側に 6'×6'×8' 長さの熱中性子柱が炉の東側にある (Fig. 5 参照) 外側の遮蔽ドアは 10" 厚さの鉛である。4"×4" のグラファイト角柱が 6 つ、9"×15" の穴が熱中性子柱を貫通してタンクに達し、4"×4" の穴が 2 つの熱中性子柱に直角に南北の面を貫通している。さらに (3) で述べたように 12"×12" の垂直孔が 2 つある。西側の面には遮蔽材の試験装置または第 2 の熱中性子柱が考えられたが、現在ではバライトコンクリートがつけられている。

(5) ラビットチューブ (Rabbit Tube)……

(a) ニューマチックチューブ……HR-1, HR-2 (Horizontal Rabbit Tube) は 1" ϕ で炉心の 1" 内を貫通している。HR-3, HR-4 に関してはすでに述べた。実際にはどの実験孔もラビットに転用することができる。

(b) 水流式ラビットチューブ (Hydraulic Operated Rabbit Tube)……1" ϕ でタンクの底のプラグからはいり Be 反射材に達するものが 2 つの垂直管と 4 つの (微) 調整棒用の空間の中で挿入されてない 2 つの部分には 1.31" ϕ の 2 本のチューブがある。

ウ. 冷却系

(1) 水冷却系 (Process Water System)……MTR は原子炉の上部から下方に流れる水が冷却・減速・反射・遮蔽の役目をするわけであるが、これらの役割をする水を今後は単に冷却水と呼ぶことにする。MTR の冷却系統図を Fig. 8 に示す。

100°F の水が 60,000 gal の補給用タンク (Sump Tank) か

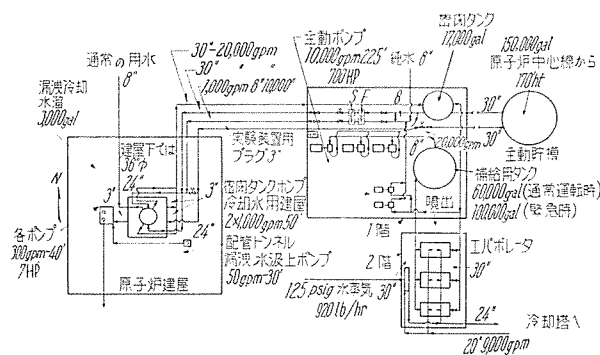


Fig. 8. MTR の冷却水系統図

ら 10,000gpm, 225' head の 2 台の水平遠心力ポンプにより原子炉の中心線上 170' の高さにある 150,000 gal の主動貯槽 (Working Reservoir) に汲上げられる。(Fig. 8 には 3 台あるが 1 台は予備である) この水は 20,000 gpm, 170' の圧力で原子炉建屋外では 30" ϕ , 建屋の下では 36" ϕ の不銹鋼の管を通して原子炉タンクに直接流れ込む。途中で流量計 (Flow Instrument) F, 濾過器 (Strainer) S, 電動機により調節される流量調節バルブ (Flow-Control Valve) がある。36" の管は原子炉の地下室の床の下で 2 つの 24" の管に分れ, 生体用遮蔽の対角線にある両隅を昇って原子炉タンクの上に出る。タンク上部からはいったん水は炉心, Be 反射材などを通してタンクの下部で再び 24" の 2 つの管に分れて流出し, タンクに入る前に分れた同じ場所で再び 36" の 1 本の管に合流し, 冷却水建屋にある 17,000gal の密閉タンク (Seal Tank) にはいる。Fig. 8 にあるように主動貯槽から原子炉タンクにゆく 30" の管の途中に 8" の管が分れているが, これは炉を停止したときのように主流の配管のバルブが閉じられたとき炉心に水を供給するためにつかわれるもので, 1,000 gpm 流すことができる。これはまた外部から純水を原子炉タンクに送ったり, 原子炉と密閉タンクとの間だけを循環させるのにつかわれる。

原子炉建屋の下を通っている配管のトンネルは炉心の中心線から 55' 下にあるが, トンネルの低い地点で漏洩する水は 1 台のポンプで (50 gpm) やはり原子炉建屋の下にある 3,000 gal の漏洩冷却水溜に汲上げられる。密閉タンクの水はフラッシュエバポレータ (Flash Evaporator) に噴出され, 100°F の水になってその下にある補給用タンクに溜る。補給用タンクの水は主動貯槽に汲上げられかくして冷却水の循環が行われる。原子炉から運ばれてきた熱はフラッシュエバポレータのコンデンサを流れる 2 次の冷却水により取去られる。

緊急時にも炉の中の冷却水の流れをとめないためにつぎのような方法がとられている。主動貯槽 (150,000 gal) の外に一般のオーバーヘッドタンクが 8" の管を通して炉のタンクにつながっている。上の両方のタンクが壊れたときのために 2 つの 500,000 gal の地上レベルの貯槽から各 850 gpm の電動式遠心ポンプ 2 台またはガソリンエンジンで駆動される 1,000 gpm の遠心ポンプ 1 台で直接原子炉に通常の用水が送られる。純水装置系統の電動式ポンプが使用できるときは冷却は 100,000 gal の純水貯槽から 2 本の 24" 冷却用管を通して行われる。通常の停電の際は 30 秒以内にジーゼル発電機は緊急用ポンプその他の装置に送電することができる。このときは原子炉の冷却は最初は主動貯槽の水で行われ, ついで密閉タンクポンプの中の 1 つ (その 1 つは電動式で他の 1 つはガソリンエンジンで駆動される) により再循環される。

冷却水系の流量調節は主動貯槽の水面のレベルにより行われる。また密閉タンク中の水の設定レベルよりの過不足はフラッシュエバポレータへ噴出する水の噴出量の増減により自然に調整される。かくして流量の平衡が保たれる。通常運転時のサージまたは緊急時 (停電など) に備えて, 補給用タンクは設定値は 60,000 gal であるが容量は 100,000 gal である。

フラッシュエバポレータを出る水の温度は熱的な調節でコンデンサを流れる 2 次冷却水の量をきめる。

炉の出力は炉の出口入口の冷却水の温度差と流量の測定, 炉を出る水の γ 線の強度の測定, 中性子束の測定によりしることが出来る。各燃料要素の出入口の冷却水の温度差, 各燃料要素からの水の γ 線強度, 流量なども測定される。冷却水は放射線を出すので必要な場所には遮蔽を行わなければならない。

実験孔からの冷却水は炉の冷却水出口で合流するが, 汚染がひどく合流させるのが好ましくないときは直接冷却水排出用の

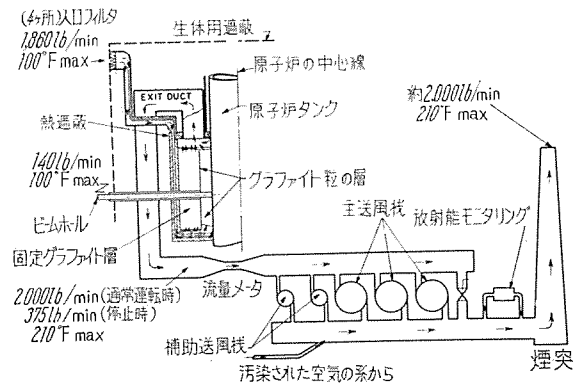


Fig. 9. MTR の空気冷却系統図

下水溜に流される。

(2) 空気冷却系 (Cooling Air System)……Fig. 9 に空気冷却系統の図を示す。30,000 kW (Raytheon: Nuclear Reactor Data 2 によると最近 40,000 kW に上げられている) の熱出力の定常運転の際の流量の設計値, 計算値はつぎようになる。

流れる場所	設計値 (lb/min.)	計算値 (lb/min.)
グラファイト	1610	1526
上部熱遮蔽	250	
実験孔その他からの内むきの漏洩	140	174
総 計	2000	1700

測定によると反射材中の発熱量は計算に用いた値より少し少なく, したがって必要な流量も計算値より少し下回るようである。

圧力損失は 2,000 lb/min の空気の流れに対してつぎようになる。

場 所	圧力損失 (inch in H ₂ O)
入口フィルタおよび管	1.6
熱遮蔽	0.4
グラファイト反射材	29
出口管および煙突	5.4
総 計	36.4

設計値は 55" としたがこの差は将来出口にもフィルタをつける場合を考慮したこと, および将来出力を 60,000 kW にあがる場合を予想してのことである。

きれいな空気を通して空気中の N^{15} , O^{18} , A^{40} は中性子を吸収し, それぞれ 6.5 Mev. 1.6 Mev. 1.37 Mev. の γ 線を出す放射性原子 N^{16} , O^{19} , A^{41} になるから空気冷却系に対しても水冷却系に対すると同じように適当に遮蔽を行わなければならない。

エ. 溝 渠 (Canal)

溝渠は原子炉タンクの下方にあり, 幅 8', 長さ約 140' 底面から水面までの高さは 18' である。炉から取出す燃料・制御棒・反射材などは燃料取出管 (Discharge Chute) を通してここに移し処理あるいは貯蔵される。18' の水はこれら放射性物質からの放射線に対してこの地下室で操作する人を防護するに十分である。溝渠の水は放射性物質などの蓄積を防ぐため 100gpm の入換えが行われている。また重い物質を扱うために 2 トンのクレーンがある。原子炉地下室の平面図を Fig. 10 に示す。

オ. 計測制御系 (Control System)

計測制御関係についてはすでに第 2, 第 3 章で述べたからここでは 2, 3 の点について簡単に触れることにする。定格出力の 1% 程度への減少は中性子束測定装置からの信号だけでなく, 冷却水の放射能, 冷却空気の放射能, 実験装置, 測定装置のモニタからの信号によっても行われる。スクラム信号は中性子測定装置, 冷却水の流量のような重要なモニタから出される。

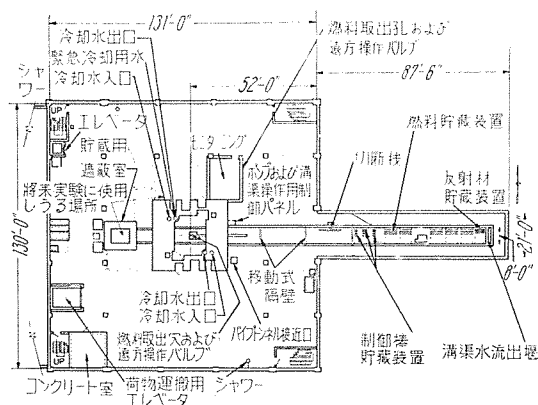


Fig. 10. MTR の原子炉地下室の平面図

微調整棒の等価反応度はすでに述べたように約0.5%である。これは補助機構の誤動作などにより臨界状態から即発臨界を超えるのを防ぐためである。

原子炉時間 (Reactor Period, ペリオド) に関しては1秒以内のときはスクラムを、5秒以内のときは電動機で粗調整棒の挿入を行う。

放射能測定装置としては

測定装置	用途
平行板電離箱 (PCP)	安全およびサーボ信号
補償型電離箱 (CIC)	log n およびペリオド信号, ガルバノメータ信号
(核)分裂箱 (Fission Chamber)	計数率信号
空気壁電離箱 (Air-Wall Ionization Chamber)	流水の N^{16} モニタリング
水モニタ電離箱	水のサンプルのモニタリング
硼素熱電計	グラファイト中の中性子を利用

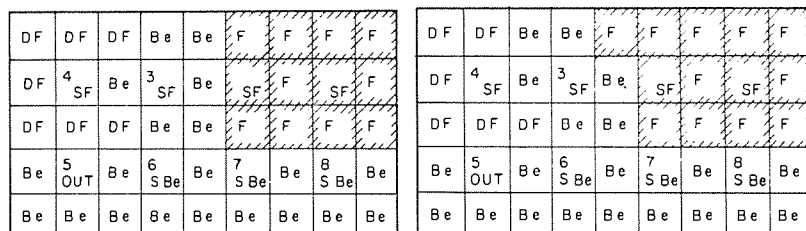
3. その他

ア. 臨界質量

Fig. 11 の燃料格子で臨界質量を求める実験が行われた。炉心近くに中性子源を置き、また実験孔に分裂箱を置いて中性子の数の逆数を算えグラフにプロットし、(横軸に U^{235} の質量をとり縦軸にカウントの逆数をとる) 横軸と交わる点を外挿し臨界質量が得られる。Fig. 11 で No. 1 のときは有限であるが No. 2 ではすでに臨界を越えた。三ヵ所の測定値の平均から臨界質量は $1660 \pm 15\text{gr.}$ であることがわかった。

イ. 燃料配置 3×9, 5×5

いずれの配置においても粗調整安全棒は Fig. 11 の2行目および4行目の2, 4, 6, 8列の位置に置かれた。3×9配置では燃料は粗調整安全棒を除く上の3行に、また5×5配置では同様



Be-ベリリウム・F-燃料要素・SF-下部に燃料のついた粗調整安全棒・SBe-下部に Be のついた粗調整安全棒・DF-擬似燃料棒・OUT-空席

Fig. 11. 臨界質量の決定

に3列から6列まで燃料を装荷された。これらの配置で制御棒のキャリブレーション・温度係数・放射線束の分布・超過反応度・ X_c の毒作用・定常運転のときの温度上昇・気泡の影響・燃焼率・その他多くの実験が行われたがその中の1, 2の結果を拾って見よう。30MW 定常運転の後炉を停止した場合 X_c の濁度は停止後11時間で反応度にして43%に達する。このため短時間で炉を再起動することは上の配置でもつ超過反応度では不可能である。いずれの配置でも停止後30分以内に再起動できない場合は燃料を新たに交換しなければならない。つぎに燃焼率であるが3×9配置では625 MWD, 5×5配置では467 MWDである。

ウ. 放射線許容量

MTR 設計に際し適用された放射線の許容量をつぎに示す。

放射線の種類	人間に対する外部照射 許容量
γ 線	全身—300 mr/week (60 mr/day) 皮膚—600 mr/week (120 mr/day) 手, 二の腕だけ—1.5 r/week
β 線	全身—300 mrep/week (60 mrep/day) 皮膚—600 mrep/week (120 mrep/day) 手, 二の腕だけ—1.5 rep/week
熱中性子	全身—1750 n/cm ² sec (1日8時間照射として)
高速中性子	全身—50 n/cm ² sec (")

エ. 1952年以來 MTR は材料試験用原子炉としてきわめて重要な役割を果たしてきたが、MTR の利用に対する要求は年を逐って増加し、また長年の運転経験の結果多くの改良すべき点も明らかになってきた。これらの要求をみたすべく同じく米国の AEC により ETR (Engineering Test Reactor, 工業試験用原子炉) の建設が企画され、近く MTR の北方で運転を開始する予定である。熱出力は175 MW, 実験設備も MTR にくらべて工業的試験に適するよう多くの点で改良が行われている。

また民間所有の最初の大規模の材料試験用原子炉が Westinghouse 社により設計され、Waltz Mill, Pennsylvania に建設中であるが、これはやはり Westinghouse 等による均質増殖炉の開発においても重要な役割を果たすことになるであろう。

参考文献

- (1) Research Reactors, (1956) McGraw Hill.
- (2) IDO-2420 Engineering Test Reactor, Engineering Designs and Safeguards Report (1956).
- (3) Etr, Nucleonics Mar. 1957, p. 41-56.
- (4) Westinghouse Testing Reactor, M. A. Schultz, Westinghouse Engineer, Vol. 16, No. 5 Sept. 1956 p. 138-142.
- (5) Nuclear Reactor Data 2, 1956, Raytheon Research Reactors.

移動性に富んだ新型レーダ・アンテナ

New Powerful Mobile Radar to Strengthen Defense Networks. (Westinghouse Engineer, Vol. 16, No. 6, Nov. 1956, p. 192)

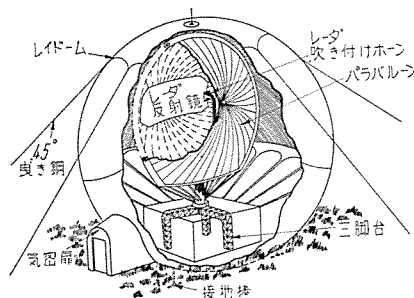
W 社では、最近、超軽量で移動性に富む新形レーダを製作した。図は、このレーダの構成について概略を示している。

ここに、パラバルーンと称する三脚台の上にとりつけた気球のようなものは、レーダ・アンテナで、移動の際は、空気を抜いて折りたたんで運搬できるという、まったく風変りなアンテナである。すなわち、ビニール加工を施したグラスファイバの布を、拋物面状に成形したものの2枚を向い合わせに張合わせ、外から空気を吹込んで、気球のようにふくらませたもので、この拋物面状の布の一方の側の内面の一部は、アルミニウム粒子を蒸着させてあって、これをレーダ波電力の反射鏡として使っている。1次輻射器は、普通の吹付けホーンと同じもので、気球の内部にすえつけてある。このアンテナ系の重量は、直径 30 ft のアンテナで約 1,690 lb、従来の形のものが約 10,000 lb であるのに比べて非常に軽くて、アンテナを回転させるための電動機も、従来の形の約 1/4 程度の誘導電動機で十分であるなど、付属設備も軽量小形化される。また、このレーダ・アンテナは、かなり粗雑な運搬をしたり、分解および再組立を繰返しても、組上りの反射鏡面は、従来のアンテナよりはるかに正確に設計当初の形を再現できる、という長所をもっている。

レーダ装置および電子機器は、このアンテナ系の下に置くようになっているが、これらのアンテナ系およびレーダ装置などを保護するために、全装置が、巨大なレイドームで覆われている。このレイドームも、アンテナと同じく空気でふくらませる構造で、地上に設置したとき、風速 125 mph に耐え、 $-65 \sim 140^{\circ}\text{F}$ の温度範囲で使用できる。このレイドーム系の重量は、約 1,400 lb である。

パラバルーンおよびレイドームをふくらませるための送風機は、空気洩れなどによって内部の圧力が変化すると、自動的に調節されて、内部の圧力の変化をなくするように働くので、直径 20 mm の穴が 50 個ほどあいても、あまり影響がない。また、寒冷地用に暖房装置も持っている。

これらの軽量であるが大きな装置も、移動の際は、空気を抜



新型レーダアンテナ構造図

いて分解し、折りたためば、約 200 lb ずつの小さな運搬しやすい梱包にできて、再組立も小人数でしかも短時間でできる。

現在、W 社では、直径 50 ft のパラバルーン・アンテナを製作中であり、別な用途として、対流圏の散乱波による見通し外通信のアンテナ等に応用することも研究している。

(無線機製作所 田原清一訳)

テレビジョン用真空管

Tube for Television. (Westinghouse Engineer, Vol. 17, No. 1, Jan. 1957, p. 25)

昨年中の天然色テレビジョンの発達のうちもっとも重要なものは、全ガラス製の 22 インチ角形天然色ブラウン管の開発である。このブラウン管は今までのと同じようなシャドウマスクを使っているが、今までの設計では必要であったガラスと金属との封着がなくなっている。この球は前面板に3色の蛍光物質を塗布した後にシャドウマスクを取りつけたもので、前面板は白黒ブラウン管と同じように電弧封じにより直接にコーンに封着したものである。

また、この球はバルブ構造が安上りになっただけでなく、ガラスとガラスが直接封着してあるので、金属コーンを使った球のときのような絶縁の問題がなくなった。金属コーンを使った球では金属容器に高い電圧をかけるために、セットケースとの間の絶縁に特別な工夫が必要であった。今後残された問題は、この全ガラス製のブラウン管を経済的に製作することである。これは天然色テレビジョンの普及のためにぜひ必要なことである。

白黒テレビジョン用ブラウン管もまた改良が続けられている。その1つは8インチ程度の小形ブラウン管を使用した携帯用テレビジョンの出現である。90度偏向により、大きなブラウン管でも長さが短くなり、携帯用のブラウン管が実用できるようになった。重さをあまり問題にしない場合は、画面が見易いために14インチまで実用できる。

最近の90度偏向の14インチ、17インチおよび21インチのブラウン管は特殊の電子銃を使っているので、変調特性がよく映像出力管が楽になった。

セットについて……多くの受信管、とくにテレビジョン用真空管について、いろいろの改良が行われた。VHF増幅管の6CY5を使うことにより、画面の「雪降り」が少なくなり、美しい画面を得ることができるようになった。この球は電極の保持方法の改良と組立精度をよくすることにより目的を達した。この方法は他のすべての受信管にも取入れられるようになるであろう。

テレビジョンセットの中間周波増幅の利得を上げるために、新しい高周波増幅用5極管6DK6が開発された。この球を使うことにより、中間周波増幅を今までの3段から2段にすることができ、テレビジョンセットを経済的に設計することが可能

になった。また、電流規格値が今までのより高く、大きな B+ のブースト電圧および電流の得られるダンパ管 12D4 が開発された。さらにテレビジョン・チューナの増幅用として低い B+ で動作する新しい VHF カスコード増幅管 4BX8 が開発された。

自動車用として……新しく設計された 12V の陽極電圧で動作する真空管と、トランジスタとの組合せによるあいの子セットが、自動車用ラジオ受信機として用いられるようになった。これによりラジオ受信機は自動車の点燈系統から直接に側かすことができ、したがってパイプレータ、整流器、トランスなどが不要になった。この領域における W 社の重要な仕事は、中間周波増幅用 5 極管 12DK5 の開発である。

(無線機製作所 吉本正二訳)



IBM 704 高速度電子計算機
(East Pittsburgh にて使用中)



UNIVAC 高速度電子計算機
(East Pittsburgh にて使用中)

計 算 機 の 発 達

Computer Developments. (Westinghouse Engineer, Vol. 17, No. 1, Jan. 1957, pp. 30~31)

W 社では、変圧器・内部冷却タービン発電機・大形誘導電動機などの設計および生産工程における伝票の処理に IBM 704 および UNIVAC のような電子計算機を用い、設計者を日課的な作業より開放して、創造的な設計作業に多くの時間をかけようようにし、技術的に最高の設計を行うと共に、伝票の迅速な処理によって生産原価の低減を行っている。設計面における計算機の適用例の若干を示せば下記のとおりである。

1. 誘導電動機設計

従来は設計常数を仮定して特性の計算を行い、仕様書に合致した特性が得られるまで trial and error で設計常数を変更していった。しかし、このような方法では、すべての可能な設計常数の組合せについて計算することは時間の点から不可能である。計算機を用いての設計ではまず仕様によって可能な設計範囲を定め、その範囲内の多くの組合せについて短時間に計算を行って最適値を定めるのである。

2. 計算機による変圧器の設計

変圧器設計者と計算機技術者との協同により 1956 年には計数型計算機を用いて多くの内鉄型変圧器が設計された。その後の発達により現在では他の型の変圧器についても計算機が応用される。計算機によって計算時間は 1200 に短縮された。

3. 変圧器設計上の問題の解析

変圧器巻線内の衝撃電圧分布の決定は筆算ではめんどりで長

時間を要するが、設計常数より IBM 計算機によって衝撃電圧の分布を定める微分方程式の係数を計算し、微分方程式をアナログ計算機によって解けば分布は正確に求められる。この方法によって世界最大の 400,000 kVA の単巻変圧器のサージ電圧の解析を行った。

4. 計算機による負荷時電圧調整器の模擬

タップ切換器についてその入力電圧、ステップの大きさ等をアナログ計算機で模擬して最適のステップの大きさを定めることが計画された。

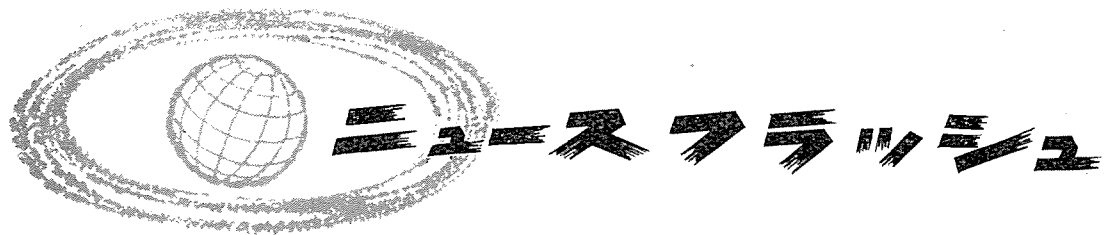
5. ジェット・エンジンの特性の決定

Mach 数 3 の速度、85,000 ft の高度に至るジェット・エンジンの特性の計算に計算機が用いられる。ターボジェットの特性の計算は 1 点の計算に筆算では 2 時間を要するので 2,500 点もの計算には計算機なしでは済まされない。

6. 電力系統技術

W 社はこの方面の技術に関しては従来から交流計算機およびアナログ計算機によって活潑な研究を行ってきたが、IBM 704 のような超高速・強力な計算機によって系統の経済的給電の決定、系統拡張計画の経済的評価が行われるようになった。また、電力潮流・短絡回路の研究・安定度問題なども計数型計算機によって解くことができるようになっている。

(研究所 馬場準一訳)

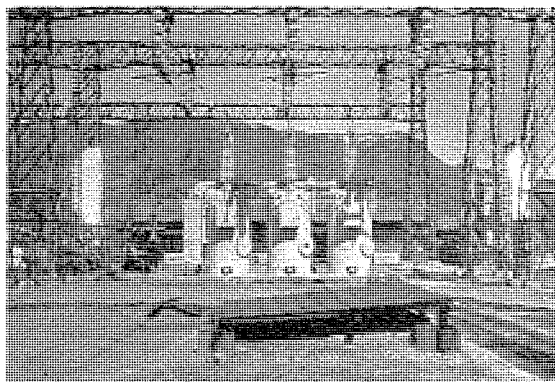


■ 航空機用 UHF 無線機の最高級品 ARC-27 の技術提携と受注に成功

当社は昨年来、防衛庁の国産ジェット機 F-86F、T-33A に装備される電子機器の研究開発に努力を傾注しているが、このたび米国コリンズ無線会社との間に、航空機用 UHF 無線機 AN/ARC-27 の製造に関する技術提携契約を結ぶことができた。これにより ARC-27 の国産化が可能となつて、MIL, JAN 規格による部品の国産化を進めており、さらに無線機も試作中である。生産機に対する国産化の第 1 次分として、3 月末に ARC-27 を 20 台受注した。本機は 225~400Mc の AM 無線機であつて送信出力 9W、電動機駆動方式による自動周波数切替が可能であつて 1,750 チャンネル中任意の 18 チャンネルをプリセットできる。電子管は耐衝撃性と長寿命をもつ信頼管を採用しており、無線機の外キョウは高空においても無線機が満足に動作しようよう 2 重構造として内部に乾燥空気を圧入するとともに、外部を強制通風で冷却する。

■ 161 kV, GM 鉄槽型油入遮断器 現地人工故障遮断試験に好成績を示す

写真は去る 3 月 28 日国鉄信濃川 140kV 送電線の桃野開閉所において、人工 2 線接地を 161kV GM 鉄槽型油入遮断器の両側で起さしめた瞬間を示すもので、懸垂母子に並列に張られた糸ヒューズに閃光のような電弧が見える。



試験中の 161 kV GM 鉄槽型油入遮断器

人工故障試験は 3 月 27 日から 31 日まで千手発電所、桃野開閉所間で行われ、桃野開閉所に据付けられた 161 kV GM 鉄槽型遮断器は、1 線接地あるいは 2 線接地電流を 1.5 ないし 2.35 サイクルで遮断し、(50 サイクルベース) 25 サイクル後再閉路再遮断時にもなんら電弧時間の伸びは見られなかった。この遮断試験では人工故障のため比較的遮断電流は少く 1,000 A 以下で、かえって油入遮断器では遮断しにくい小電流範囲にあったが、優秀なマルチフロー消弧室を套管の下に 2 個内蔵した GM 鉄槽型遮断器は、高速度再閉路遮断器としての高性能ならびに威力を十分に発揮し、遮断時間 3 サイクルの仕様に十分の余裕を残す好成績を収めた。

■ 3,000 kW イグナイトロン整流器移動車 完成

3,000kW, 1,500V, 6 タンクより構成される風冷式、密封型イグナイトロン整流器と同制御装置ならびに高速度遮断器とを積載している移動車は、わが国における最初の最大出力の水銀整流器車である。この整流器車は、変圧器車、開閉器車と組合されて完全な移動変電所を構成するものであり、日本国有鉄道に納入されて応急対策用として随時、随所へ可搬しうの特長をもっており、これが諸元ならびに特長はつぎのとおりである。

特 長

- ① ゴム車輪付の台枠上に積載されたイグナイトロン整流器であること。
- ② トラクタによって運搬されること。
- ③ 整流器用変圧器と接続されて容易に運転できる構造であること。

諸 元:—

- ① イグナイトロン整流器
 定格負荷: 3,000 kW 1,500 V 2,000 A
 定格の種類: E 種定格 (300% 1 分間反覆 10 回印加)
 タンク数: 6 タンク
 種類: 風冷式、密封型
 2 HP の冷却扇 6 台使用
- ② 同上用制御装置、および配電盤装置 1 式
 リアクトルと蓄電器とを組合せた点弧回路であり、直流出力の計測機器を具備している。
- ③ 高速度遮断器

ニュース フラッシュ

定格電圧 1,500 V; 定格電流 3,000 A,
型式 HP 30 B; 定格遮断電流 20,000 A 以上

④ 所要寸法ならびに重量

全 長 8,720 mm
幅 2,466 mm
高 さ 3,800 mm
全重量 17,600 kg



移動変電所(整流器車)変圧器接続側よりみた外観 3,000 kW
1,500 V 6 タンク E 種定格の風冷式、密封型イグナイトロ
ン整流器と同制御盤、ならびに高速度遮断器とを積載してい
る。



直流出力端子側よりみた外観



イグナイトロン整流器の積載状況を示す



工場内 test (仮トレーラで正式ではない)

■ 大船工場に安定器の JIS 表示, 許可さる

当社大船工場では去る昭和 29 年末に、蛍光放電燈器具の日本工業規格表示許可が与えられたが、今回蛍光放電燈安定器 (JIS C8108) に対しても JIS 審査に合格し、3 月 6 日付で表示許可 (許可番号 3582-1) が与えられた。当社製安定器の優秀な性能、均一な品質は以前から認められており、蛍光燈とともに安定器のみの単独販売量も非常に増加している折柄、その製作を受持つ大船工場が JIS 指定工場となったことは、大きな意義がある。



■ 蛍光ランプの JIS 表示も許可さる

大船工場では、さきに蛍光放電燈器具および蛍光放電燈安定器の JIS 表示許可を受けたが、今回さらに JIS C7601 蛍光放電管 (一般照明用) についても表示が許可された。許可番号は 5312。

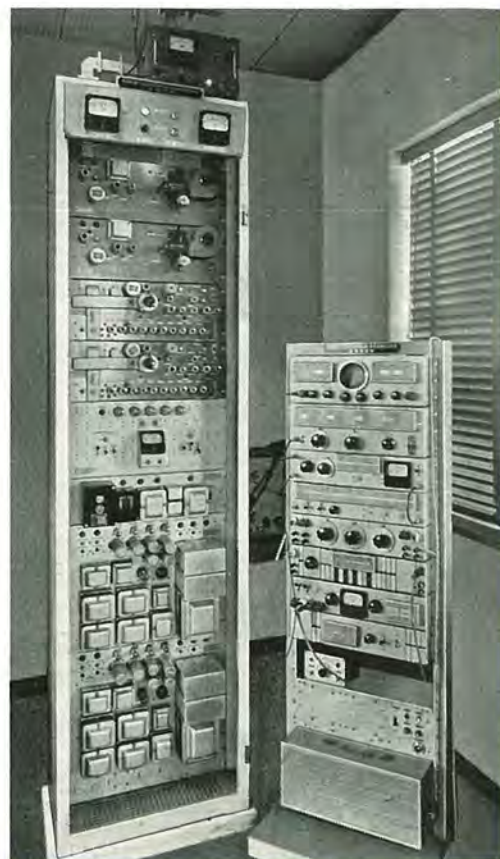


これによって、現在当社が生産中の蛍光燈関係の JIS 表示は全部許可された。三菱蛍光燈はすでにその品質が国産第 1 級の製品であることを十分認識されており、各種性能において JIS 規格をさらに上回ったものもある。たとえば明るさにおいては FL-40W が 2,800 lm, FL-40W-DL が 2,200 lm を示している現状である。

7,000Mc PPM-AM方式 無線通信装置

日本国有鉄道では本土と四国を結ぶ鉄道通信の重要性にかんがみ、このたび岡山-高松間に 7,000 Mc 帯マイクロウェーブ多重通信回線を新設され、当社は無線送受信機、多重端局装置および空中線を製作納入し、また据付工事を担当した。この多重回線の開設により従来の海底ケーブルを通ずる回線はすべてこのマイクロウェーブ回線に切替えられ、信頼度の高い通信が確保されることとなった。

写真は岡山管理局に据付けた無線送受信機および多重端局装置である。本機は送信管として当社の誇る高性能マグネトロンを使用した PPM-AM 方式を採用し、設計に種々の新工夫を応用した新鋭機で、その優秀安定な動作によって国鉄通信網の重要な一翼を担いつつある。



無線架 測定架



多重端局装置

昭和 32 年 7 月 18 日 印刷 昭和 32 年 7 月 20 日 発行

「禁無断転載」 定価 1 部 金 60 円 (送料別)

雑誌「三菱電機」編集委員会

委員長	大久保謙	常任委員	宗村平
副委員長	石川辰雄	委員	石橋英
常任委員	浅井徳次	"	岡進藤
"	荒井安二	"	岡立原
"	菅野正雄	"	津村尾
"	小堀富次	"	松又
"	高井一郎	幹事	井上八
"	中野光雄	"	市村宗
"	馬場文夫		
"	松田新市		

(以上 50 音順)

編集兼発行人 東京都千代田区丸の内 2 丁目 3 番地 市村宗明
印刷所 東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 大日本印刷株式会社
印刷者 東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 長久保慶一
発行所 三菱電機株式会社内 「三菱電機」編集部
電話 和田倉 (20) 1631
日本出版協会会員番号 213013
発売元 東京都千代田区神田錦町 3 の 1 株式会社オーム社書店
電話 (29) 0915・0916 振替東京 20015