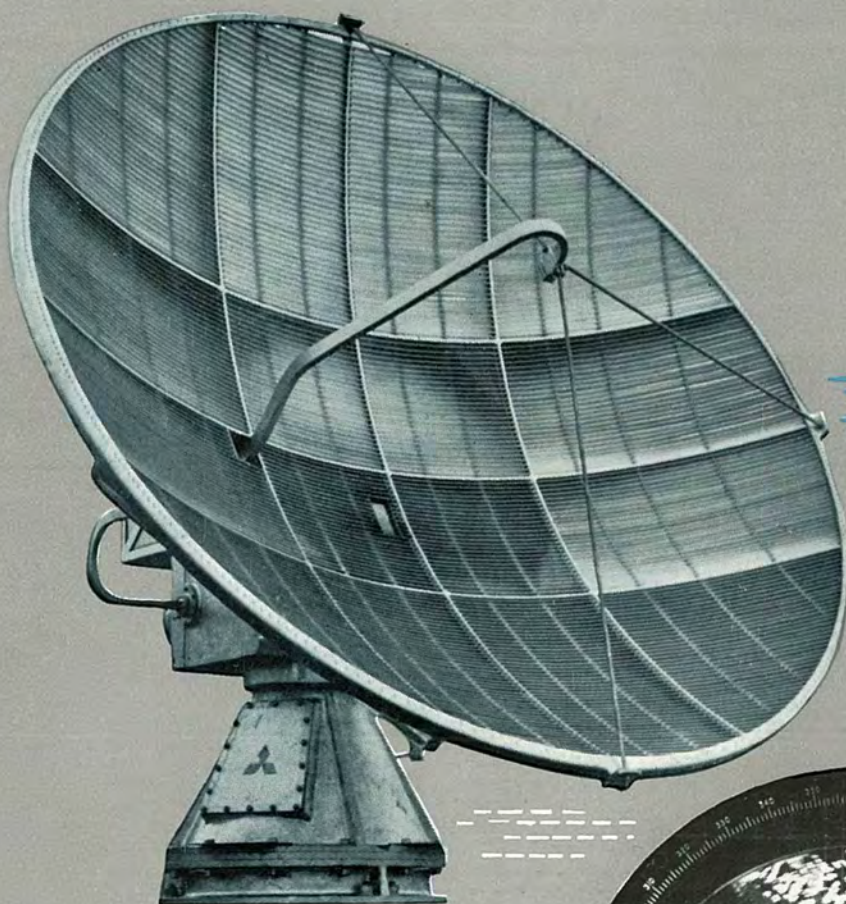


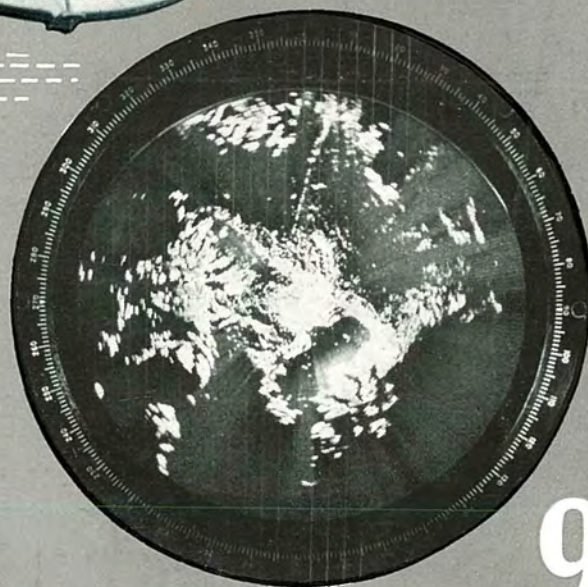
MITSUBISHI DENKI

三菱電機

無線機特集



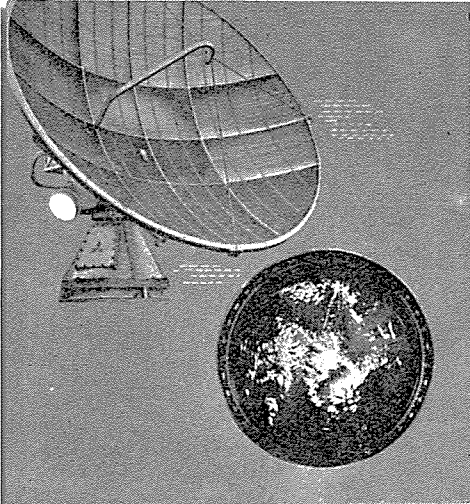
空中線外觀



PPI 映像 (観測半径 100 km)

9

VOL30 1956



MITSUBISHI DENKI

三菱電機

表紙説明

当社は昭和30年、気象庁（当時中央気象台）に気象観測用の高性能レーダを納入した。本機はすでに毎日の気象観測に有力な資料を提供している。例年のように甚大な被害をもたらす台風の予報のばあいはもちろん、日常、雨雲の動きも正確に、かつ時々刻々映し出すことができるので、今後も観測業務に偉力を発揮するであろう。

表紙はこのレーダのアンテナおよびブラウン管に映じ出された関東地方の映像で、尖鋭な像から一見して房総、三浦、伊豆各半島などを明瞭に見分けることができる。観測区域は仙台から大垣に至る本邦中心部を包含している。当社の誇り得る記録的製品の1つである。

昭和31年 第30巻 第9号

（無線機特集）

目次

巻頭言	取締役 大久保 謙	2
無線機部門の新製品紹介	津 村 隆	3
Cosecant Square ビームのレーダ・アンテナ	喜連川隆・森川 洋・渡部 優・有田不二男・明石克寛	17
直線偏波および円偏波の広帯域パラボラ・アンテナ	河津祐元・榎本俊弥・喜連川隆	21
FT-2 型 VHF 多重無線装置	小田達太郎・黒田忠光・上野芳雄・平岡敏也	28
DF 型模写電送装置	馬場文夫・小島一男	33
気象用レーダ	榎本俊弥・吉田武彦・上村康雄・石井 茂	40
HKB-2 型常時位相比較搬送保護継電方式に使用する PC-3 型電力線搬送装置	大鳥羽幸太郎・嶋村和也・竜田直紀	47
両端同時標定式 B 型閃絡点指示装置	豊田準三・茂木 充・柴谷浩二・伊藤修助	58
最近の三菱テレビ受像機 14T-210	杉多重雄・武居 明・植竹勝人・糸賀正己	65
高忠実度 2 Way speaker 装置の設計	津村 隆・藤木 一・進藤武男	76
パラメトロン	馬場文夫・福島幾蔵	90
ニュースフラッシュ		98

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 鹿 110

札幌修理工場 札幌市北二條東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 札幌市大通り西3の5

（電）札幌（2）代表 7236

仙台事務所 仙台市東一番丁63

（電）仙台（2）代表 1601

富山事務所 富山市安住町23の2

（電）富山 4692・5273・2550

広島事務所 広島市袋町6（富国生命ビル）

（電）中（2）2211—4

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

品質奉仕の三菱電機



巻 頭 言

取締役 大 久 保 謙

人類は火を使用することにより科学への第一歩をふみ出しましたが、20 世紀に至って電子と量子の世界を分析究明することにより、科学の力を限りなく拡大させることができるようになりました。電子を集合制御する電子工学の進歩によって、人類は自らの耳と口と目と手足とを幾千里の彼方に伸長させ得、さらに進んで自らに代って計算し、記憶し、解析し、判断する能力を機械に与えることができるようになりました。他方、量子を追究することにより、ついに「第二の火」たる原子炉を活用することができることになりました。

これからの科学技術の花形は、この電子工業と原子力工業とであり、資源の乏しい狭隘な国土に、膨大な人口を擁して悩んでいるわが国こそ、有り余る人間の頭脳を結集して、この両工業を発展させることが、この国の唯一の生きる道であると確信いたします。

当社は、電子工業の開発と生産の増強をはかるために、昭和 28 年無線機製作所を創設いたしました。爾来 3 年を経過その間技術者の育成、精密機械、測定試験設備の充実に鋭意努力いたしてまいりましたお蔭をもって、無線通信装置、レーダ、高周波利用産業機械、電子管応用計算機および自動装置、その他電子応用機器、ラジオ、テレビジョン等々、各品種にわたって新製品の開発ならびに生産は、日を追ってその速度を早め、品質もますます向上しつつある状況であります。当社は今後さらに一層努力を傾倒し、電子工業を通じて社会の福祉と文化国家の建設とに尽したい念願であります。

本冊子は、弊無線機製作所製品を中心とした当社電子機器の最近の研究紹介号であります。何卒ご高覧の上ご批判、ご指導を賜り、当社新製品のご愛用をお願い申し上げる次第であります。

無線機部門の新製品紹介

無線機製作所 津 村 隆*

Review of Recent Developments
in the Electronics Works

Electronics Works Takashi TSUMURA

Development of new products has been increasing day after day with the fulfilment of technical staff and completion of factory equipment since the electronics workshop was set about three years ago. In the sphere of home appliances such as radio and television sets and also in the field of communication equipment and application of electron tubes, the rate of increase in the monthly production is soaring up. To this surprising result the company feels greatly indebted of the patronage of the purchasers. This number is prepared for specific purpose of introducing new products and new invention in the form of technical papers as well as descriptive matters.

1. ま え が き

無線機製作所発足以来3年、充実されてゆく技術陣、工場設備と共に新製品の開発も日と共に数を増しつつある。ラジオ、テレビ等家庭用品の分野においてもまた通信機、電子管応用機器の分野においても月々生産高が加速度的に増加しつつあることは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

三菱ラジオはすばらしくよくなったというご批評は設計と生産技術の合理化によって高性能、低価格を目標として血のにじむような努力を続けて来た関係者一同に大きな喜びを与えている。画面の美しさにおいて定評のある三菱テレビジョンも月産3,000台ないし5,000台を確保して引続き格別のご好評を載っていることはわれわれの喜びとするところである。

ア. 三菱ラジオ HF-73 型
(ハイファイラジオ)

1 図に示すようにシネラマのスクリーンに似た豪華なデザインで、高音用 2 in と低中音用 8 in の2つのスピーカが、50 c/s から15,000 c/s までの音域を再生する本格的なハイファイラジオである。本機はハイファイと遠距離受信の切替が可能で、ハイファイの

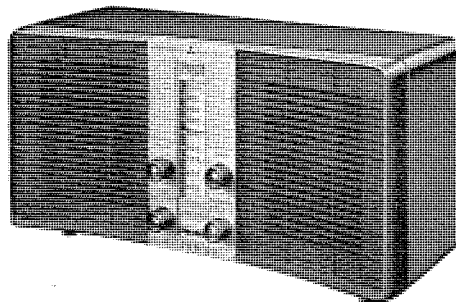
時は中間周波トランスのみならず、RF コイルも Q ダンプされ、理想的な帯域幅を得ている。音質切替はフィードバック回路に挿入した特殊な回路で好みの音色が5つ得られる。スチックアンテナを内蔵しているので、アンテナやアース線を張る必要がないばかりでなく、蛍光灯やモータ等の雑音が入らない。レコードプレーヤを併用すると立派に電蓄になり、LP でも SP でも切替スイッチの操作により、最適の状態で演奏できる。

受信周波数は 535~1,605 kc, 中間周波数は 455 kc, 無歪出力 3・8 W, 電源は 50 または 60 c/s, 100V (85 V および 110 V タップ付), 消費電力 60 W で、使用真空管は 6BE6 (周波数変換), 6BD6 (IF 増幅), 6AV6 (第2検波, AVC, 兼低周波増幅), 6V6-GT (出力), 5Y3-GT (整流), 6E5 (マジックアイ) である。

イ. 三菱ラジオ 6H-200 型 (マジックアイ付 6 球スーパー)

本機は、同調式高周波1段付で、とくに遠距離受信を目的として設計製作された高感度セットである。使用スピーカは当社製 8 in パーマネントダイナミックで、ネガチブフィードバック回路により音質の補償を行っている

ほか、高音、中音、低音の3段階切替可能なトーンコントロールが設けてあるのですぐれた音質が得られる。とくに切替スイッチで DX から LOCAL に切替えた時は、帯域幅が拡がるので、すばらしい音質が得られる。本機の外観は2 図に示すように、前面オールプラスチックの素晴らしいデザインで、キャビネットは高周波加熱の技術を応用した当社独特のもの



1 図 HF-73 型ラジオ

Fig. 1. Model HF-73 radio set.

* 機器製造部次長



2 図
6H-200 型
ラジオ
Fig. 2.
Model 6H-
200 radio
set.

である。ダイヤルは遠距離受信に便利のようにフライホイールを採用して、選局の円滑と迅速をはかっている。本機はスピーカの増設端子が設けられている。使用真空管は 6BD6 (高周波増幅), 6BE6 (周波数変換), 6BD6 (中間周波増幅), 6AV6 (第2 検波, AVC 兼低周波増幅), 6AR5 (出力), 5MK9 (整流), 6E5 (マジックアイ) で、無歪出力 2.5 W, 消費電力 60 W である。

ウ。三菱ラジオ 5P-110 型 (プラスチックキャビネット 5 球スーパー)

3 図に示すように小型でスマートなプラスチックキャビネットが使われている。本機は 2 台目のラジオとして設計製作されたもので価額の低廉なものみ力である。スチックアンテナを内蔵



3 図 5P-110 型ラジオ
Fig. 3. Model 5P-110 radio
set.

して、イヤホンで 1 人放送を楽しむこともできる。キャビネットは若草色とラクダ色の 2 種類があり、小型ではあるが音質はすばらしい。使用真空管は 12BE6 (周波数変換), 12BD6 (中間周波増幅), 12AV6 (第2 検波, AVC 兼低周波増幅), 35C5 (出力), 25MK15 (整流), スピーカはダイアトーン P-52 型 5 in パーマ, 無歪出力 1 W, 消費電力 22 W である。

エ。三菱ラジオ 5P-480 型 (短波付 5 球スーパー)

本機は 4 図に示すように横行スライドダイヤルを使ったプラスチックキャビネットのマジックアイ付 5 球スーパーで、短波放送も聴けるのが特長である。キャビネットは衝撃に強いインジェクションモールド若草色とラクダ色の 2 種類がある。スチックアンテナを使用していて、イヤホンで 1 人放送を楽しむことができる。マジックアイ付であるから選局が容易、かつ正確にできるほか小型で



4 図 5P-480 型ラジオ
Fig. 4. Model 5P-480 radio set.

も音質がよく、レコードプレーを併用すると立派に電蓄になるという至れり尽せりの高級品である。受信周波数は 535~1,605 kc および 3.5~11 MC, 使用真空管

は 6BE6, 6BD6, 6AV6, 6AR5, 5MK9, 6E5 で、スピーカはダイアトーン P-52 型 5 in パーマ, 無歪出力 1.6 W, 消費電力 32 W である。

オ。三菱テレビジョン 651T-17 型 (17 in)

5 図は本機の外観を示す。写真でわかるように角型本製の豪華なデザインで、前面下部のエスカッションは金色梨地仕上の斬新なものである。静電自動焦点式のブラウン管を使っているので、電源電圧が変ってもいちいち焦点を合わせる必要がない。三菱テレビは映像が美しいので好評を博しているが、本機も鮮明で安定した映像が特長であり、



5 図 651T-17 型テレビジョン
Fig. 5. Model 651T-17 television set.

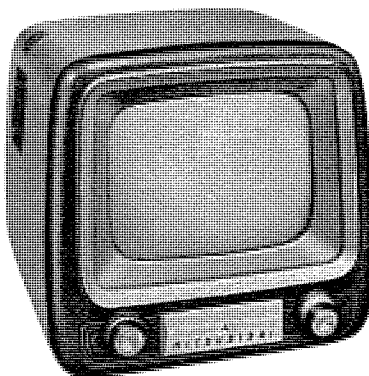
音声の FM 検波にはわが国初のゲーテッドビーム管 6BN6 を使用している。同期分離回路にはいわゆるゲーテッドセパレート方式という当社独特

の秀れた回路を使用し、同期の安定がはかられている。前面ガラス板は 6 mm 厚の磨き合せが使われているので、衝撃を受けても破片の飛散するおそれが無く、また 2° 下向きに傾けて天井灯などの光が目に入らぬよう工夫されている。AGC, AFC 付で、卓上型 17 in テレビとしては最高級品である。姉妹品として、超遠距離用のカスコードチューナ付 651 T-17DX 型がある。ブラウン管は 17HP4 (口径 17 in) で、真空管はブラウン管を除いて 19 球、スピーカはダイアトーン P-67 型 6.5 in パーマで、チューナはターレット型 6 チャンネル切替式を採用している。映像中間周波数は 27 Mc, 音声中間周波数 22.5 Mc, 帯域幅 3.5 Mc, 消費電力 185 W である。

カ。三菱テレビジョン 667T-14 型 (14 in)

6 図に示すように、前面はオールプラスチック、胴は桜材をラジオヒータで成型し特殊塗料で美麗に仕上げた近代的なキャビネットで、他社にその類例を見ない当社独特のデザインである。本機も美しく安定した映像の得られるのが大きい特長であるが、さらに卓越した回路設計により多数の高級な複合管と寿命の長いセレン整流器が縦横に駆使されていて、25 球クラスの性能を持ちながら管数がブラウン管を含めてわずかに 16 球にまとめ上げられているため維持費が少く故障の少い特長をもっている。その外自動焦点式のブラウン管を使用している点、新方式のスライド型 6 チャンネル切替式チューナや、わが国では初めての菊型コアによるデフレクションヨークを使っている点も当社テレビ技術の高水準を如実に示しているものといえよう。使用ブラウン管は 14HP4,

スピーカは前記 P-67 型、消費電力は 150W, AGC, AFC 付で、映像および音声中間周波数は 651T-17 型と同じで、重量はパッキングケース込 32 kg である。本機も姉妹品としてカスコードチューナ付 667T-14DX 型がある。

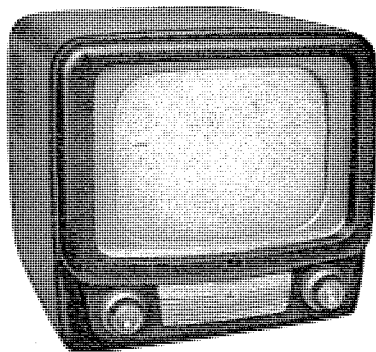


6 図 667T-14 型テレビジョン

Fig. 6. Model 667T-14 television set.

キ、三菱テレビジョン 14T-210 型 (14 in)

14 in のブラウン管を使用したテーブル型の最高級テレビ受像機で、7 図にその外観を示す。写真をみると一目でわかるように円筒形の前面ガラスを使用した画期的なデザインで、ガラスを通さずに直接ブラウン管を見た時と同様に鮮明で歪のない映像が得られる。ブラウン管は従来のテレビよりはるかに前方に取付られているので非常に広い角度で見られ、1 台のテレビで一時に多数の人々に観賞して頂けるものである。本機も秀れたビデオ特性をもっていて素晴らしい映像が得られる。667T-14 型同様前面はオールプラスチックで、ブラウン管の表面は重いシャーンをいっいち引き出さなくても簡単に拭ける構造になっていて、サービスマンに喜ばれている。使用ブラウン管は自動焦点式の 14 HP4、スピーカは前記 P-67 型 6.5 in パーマ、消費電力は 150W, AGC, AFC 付で、映像および音声中間周波数は 651T-17 型



7 図 14T-210 型テレビジョン

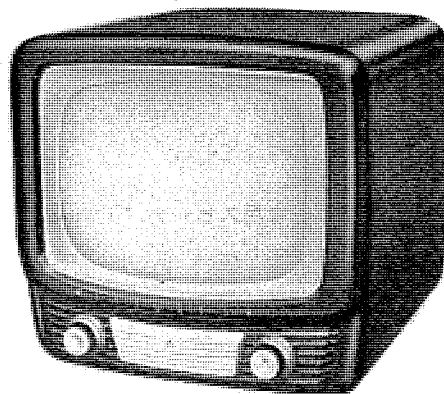
Fig. 7. Model 14T-210 television set.

と同じである。使用真空管はブラウン管を除いて 16 球、正価 8 万 2 千円である。姉妹品の超遠距離用 14T-210 DX 型は正価 8 万 4 千円である。

ク、三菱テレビジョン 17T-150 型 (17 in)

本機はメタルバックのブラウン管 17HP4-B を使った最高級のテーブル型 17 in テレビで、わが国におけるメタルバックブラウン管使用の初めてのテレビとして誠に意義あるものである。したがってその映像は鮮明無比で、安定した同期と、音質の素晴らしいフリーエッジスピーカの使用と相まって、まさにテレビ界の最高峰といえる。

前面オールプラスチックの豪華なデザインは前記 14T-210 型と類似しているが、これは 14 in テレビとデザイン統一したためである。自動焦点式で、AGC, AFC 付である。消費電力は 150 W, 使用真空管、中間周波数は前記 14T-210 型と同じである。本機も姉妹品の超遠距離用 17T-150DX 型がある。



8 図 17T-150 型テレビジョン

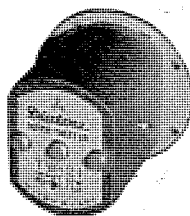
Fig. 8. Model 17T-150 television set.

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、NHK の各放送局、各民間放送のモニタ用として、また一般の HI-FI 再生装置用に広く採用され、最近発売された 2 ウェイスピーカ装置 2S-660 型は市場にセンセーションをまき起している。これらのスピーカはいうまでもなく三菱ラジオ、テレビジョンに使用し、HF-73 型ラジオでは 8 in の P-83D 型スピーカと 2 in の TW-22 型スピーカとを併用した本格的な 2 ウェイ再生方式をもった HI-FI ラジオとして巷間の好評を博しつつある。これらの要求に応じて絶えず研究試作を続行しているがそのうち現在生産中の標準製品について説明する。なお当所スピーカ工場は JIS 指定工場としていち早く許可を得て、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、TW-21 型高音専用スピーカ (Tweeter)

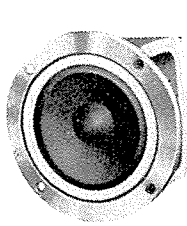
NHK 技術研究所の設計によって試作完成した高音域



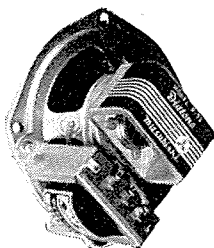
9 図 TW-21 型 トゥイーター

Fig. 9. Tweeter model TW-21.

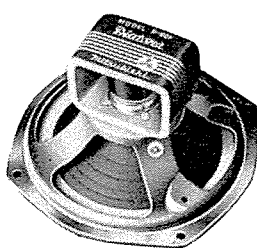
再生専用のスピーカで、PW-120 型スピーカと組合せて使用するものである。周波数特性は 1,500 c/s から 15,000 c/s まで ± 5 db という優秀なもので、さらに能率の高いこと、歪の少いこと、指向特性の優れていること等がその特長である。ダンパは紙製のセンタ式である。またボイスコイルは高音限界周波数を上げる



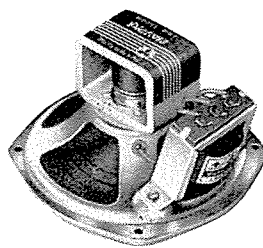
10 図 TW-22 型
トワイター
Fig. 10. Tweeter
model TW-22.



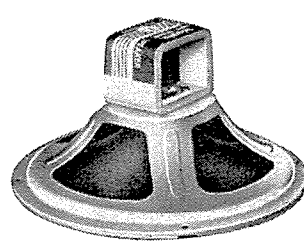
11 図 P-52 型
スピーカ
Fig. 11. Speaker
model P-52.



12 図 P-60F 型
スピーカ
Fig. 12. Speaker
model P-60F.



13 図 P-67 型
スピーカ
Fig. 13. Speaker
model P-67.



14 図 P-80 型スピーカ
Fig. 14. Speaker model
P-80.

ことと、能率を上げるためにエナメルアルミ線を使用している。

イ. TW-22 型高音専用スピーカ (Tweeter)

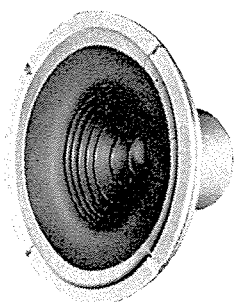
これは TW-21 型スピーカの磁気回路を小型にしたもので、公称入力が低くなっているだけで他の特性はほとんど同じの高音専用スピーカである。P-83D 型スピーカと組合せて HI-FI ラジオ (HF-73 型) に使用している。

ウ. P-52 型スピーカ

小型ラジオ、通信機用として製作された標準型のスピーカで一般市販品のうちで最高能率とその優秀な音質とを誇るものである。コーンの特殊な設計によってラジオの電気的特性にもっともよく適した音響特性をもち、豊かな音量と歯切れの良い高性能なスピーカである。

エ. P-60F 型スピーカ

NHK および民間放送のモニタ用、テープレコーダのモニタ用として広く使用されている鹿革エッジをもったフリーエッジスピーカである。特殊なカーブドコーン (Curved Cone) を採用して非常に平坦な特性と、広い再生帯域をもったスピーカで一般の HI-FI 再生用としてもオーディオ愛好家の間に広くみとめられている。



15 図 P-82F 型スピーカ
Fig. 15. Speaker
model P-82F.

オ. P-67T 型スピーカ

テレビ、ラジオ用および

一般の音響再生用として設計された標準製品で、優れた周波数特性をもち歪の少ない歯切れの良い音が特長である。その他場内アナウンス装置用などに多数使用されている。

カ. P-80 型スピーカ

大型のラジオ用として設計されたスピーカで、経済的な磁気回路と、特殊なカーブドコーンを使用して能率の良いしかもラジオの電気的特性に適した音響特性をもったものである。

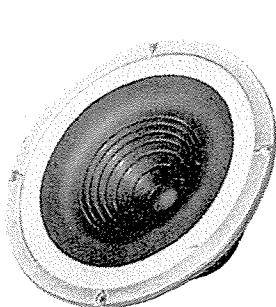
キ. P-82F 型スピーカ

P-60F 型スピーカと同じく HI-FI 再生用に使用される鹿革のエッジをもったフリーエッジスピーカである。高音限界周波数を上げるためにとくにアルミ線のボイスコイルを使用している。また磁気回路は独特な密閉式とし漏洩磁束を少くして能率を上げ、中心極は長くして歪を少くし、公称入力 5 W というすぐれた特性のものである。北海道放送 KK 其他民間放送でモニタ用としてご使用願っている。

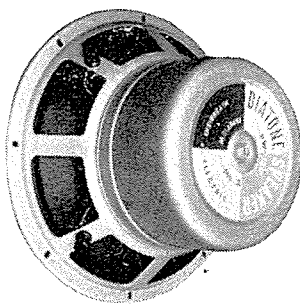
ク. P-83D 型スピーカ

P-82F 型スピーカと同じ磁気回路をもち、2 重の構造のエッジを採用したスピーカで、このエッジをダブルエッジ (Double Edge) といい、特許申請中である。低域再生限界周波数が約 10% 高い外は P-82F 型と全く同じ特性をもつもので、HI-FI ラジオ用として TW-22 型スピーカと組合せて使用している。

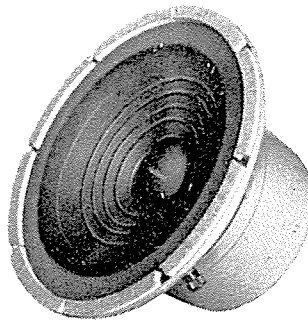
ケ. PW-120 型低音専用スピーカ (Woofer)



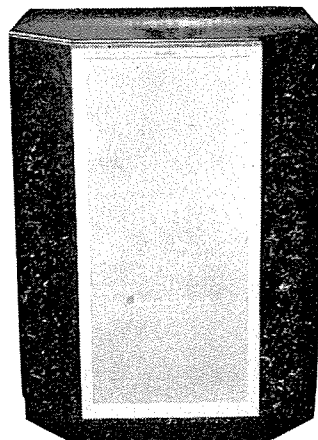
16 図 P-83D 型スピーカ
Fig. 16. Speaker model
P-83D.



17 図 PW-120 型ウーファ
Fig. 17. Woofer model
PW-120.



18 図 PW-120 型ウーファ
Fig. 18. Woofer model
PW-120.



19 図 2S-660 型スピーカ装置
Fig. 19. Speaker system
model 2S-660.

1 表 スピーカ特性一覧表

型 名	口 径 (in)	ボイスコイル インピーダンス (Ω)	公称入力 (W)	低域共振周波数 (c/s)	再生周波数帯域 (c/s)	磁 石 MK-5(mm)	有効磁束 密度 (gauss)	重 量 (トランス 別) (kg)	付属トランス 1次イン ピーダンス (Ω)	備 考
TW-21	2	15	20	1,600~1,700	1,500~16,000 \pm 5 db	35 ϕ ×30	12,000	0.8		高音専用 2S-660 型 2 ウェイ用
TW-22	2	8	5	1,600~1,700	1,500~13,000 \pm 5 db	25 ϕ ×20	9,500	0.5		高音専用 HI-FI ラジオ用
P-52	5	4	2	120~ 130	100~10,000 \pm 10 db	25 ϕ ×20	8,500	0.6	12 k, 7 k 600	小型ラジオ用
P-60F	6.5	6	3	60~ 70	55~16,000 \pm 5 db	30 ϕ ×25	9,000	0.9	7 k 600	モニタ用 HI-FI 装置用
P-67	6.5	6	3	80~ 90	80~13,000 \pm 10 db	30 ϕ ×25	9,000	0.9	7 k 600	ラジオ用, 一般再生用
P-80	8	6	4	70~ 80	70~10,000 \pm 10 db	30 ϕ ×25	9,000	1.0	7 k	ラジオ用
P-82F	8	6	5	50~ 60	50~15,000 \pm 5 db	40 ϕ ×25	9,000	1.3	5 k, 10 k P.P. 用	モニタ用 HI-FI 装置用
P-83D	8	7	5	60~ 70	60~10,000 \pm 10 db	40 ϕ ×25	9,000	1.3	5 k	HI-FI ラジオ用 強力型
PW-120	12	15	20	45~ 55	45~ 1,500 \pm 5 db	70 ϕ ×45	9,000	8.0		低音専用 2S-660 型 2 ウェイ用

TW-21 型スピーカと同じようにNHK技術研究所の設計によって完成した低音専用のスピーカであって、40 c/s から 1,500 c/s までの再生帯域をもち、これ以上の周波数は 2 乗に比例して減衰するような特殊な設計のエアプレスコーンを採用している。また低音域の特性は共振の $Q = \frac{1}{2}$ で位相反転型（バスレフ）のキャビネットを使用するのに理想的な特性を有している。また平均音圧レベルは 104 db (50 cm の距離で入力 1 VA のとき) という驚異的な能率をもち、入力 10 VA のときでも全再生帯域にわたって歪率 5% 以下というすばらしい直線性を有している。

コ. 2S-660 型 2 ウェイスピーカ装置

2S-660 型スピーカ装置は、NHK 技術研究所の設計によって完成した新製品で、

TW-21 型高音専用スピーカ

PW-120 型低音専用スピーカ

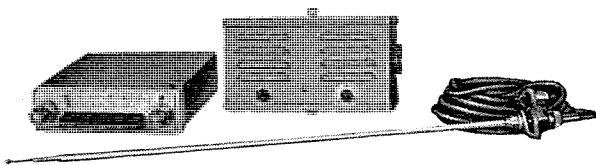
とを BR-120 型位相反転型キャビネット

に収容したもので、1955 年 5 月の NHK 技研 25 周年記念公開の時約 3,000 人のアンケートによって内外有名スピーカの内第 1 位を獲得した、三菱電機の誇りとするものである。

規格の概要はつぎのとおりである。

再生周波数帯域	50~15,000 c/s \pm 5 db
低域共振周波数	50~55 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
低音域の共振の Q	$Q_0 = \frac{1}{2}$
指定バスレフキャビネットの容積	$1.4 \times 10^5 \text{ cm}^3$
ポートの開口	17 cm × 29 cm
ポートの長さ	20 cm

4. AR-56 型オートラジオ



20 図 AR-56 型オートラジオ

Fig. 20. Type AR-56 autoradio.

自動車用ラジオとして研究を続けて来た当社は米国品が小型車には不向であり、国産品は電源部が大型でかつバイブレータの損耗が多い等の欠点があることの打開策を検討していたが遂にこの点を解決し小型にしていかなる小型車にも装備可能でありしかも最高の性能を有する AR-56 型オートラジオの開発に成功、好評裡に発売を開始した。

本機は μ 同調型高周波 1 段付スーパーヘテロダイン式オートラジオで、選局は同調ダイヤルによる外、あらかじめダイヤルで希望の局に合せておくと、5 局までは押ボタンを押して聞くことができる。また 3 段切換のトーンコントロールを有している。

- (1) 受信周波数 535~1,605 kc
- (2) 中間周波数 455 kc
- (3) 感 度 $4 \mu\text{V}$ (出力 50m W 時)
- (4) 選択度 $\pm 10 \text{ kc}$ 離調にて -20 db 以下
- (5) 電氣的出力 2 W (ダイアトーン 6.5 in)
- (6) 消費電力 D-C 6V 4.8A または D-C 12V 2.6 A
- (7) 使用真空管 (MT 管) およびバイブレータ
6BD6 2 本, 6BE6 1 本, 6AV6 1 本,
6AQ5 1 本
マロリ 859 型または G859 型 1 本

構成は運転室パネルに取付ける受信機本体とスピーカ部、エンジン室に取付ける電源部、ボディに取付ける引出式のホイップアンテナおよび付属コードと雑音除去装置一式よりなる。

5. 超短波無線電話機

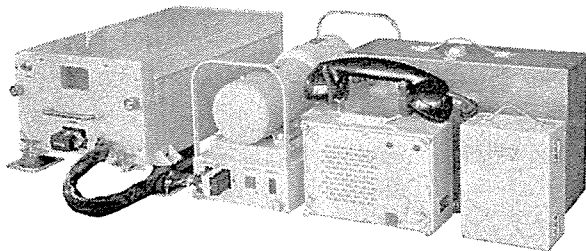
超短波無線電話機 (VHF/FM) は近時ますます普及が続けているが、MT 管の信頼性の向上にとともに、国家地方警察では 30 Mc および 150 Mc の FM 無線機に本年度から MT 管を採用し、小型高性能世界的水準をゆく物を要望された。当社もこれに応じて新製品 PR-3 型 (30 Mc/FM) および MPR-1 型 (150 Mc/FM) を標準化すると共に一般民間用普及型として FS-2 型, FM-2 型, FM-4 型, WT-2 型等一連の MT 化製品を標準化した。

超短波多重通信機としても MT 管使用の最高級 VHF リンク用 FT-3 型 (12 ch) および近距離簡易多重無線機 FT-2 型を開発発売を開始した。

ア. PR-3 型 30 Mc/FM 無線機

本機は警察庁で実用されている PR-2 型無線機に代り昭和 31 年度から発注される新型の 30 Mc/FM 無線機である。PR-2 型にくらべて真空管を小形化し（主として MT 管使用）送受信機の性能を一段と向上させたものである。21 図に移動用の写真を示す。

- (1) 主要性能
- a. 周波数範囲 29.5~44 Mc
 - b. 定格送信出力 固定用 50 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 20 db 以上
 - e. 混変調 65 db 以上 (60 kc, 120 kc に対して)
 - f. 感度低下 90 db 以上 (± 60 kc 妨害波に対して)



21 図 PR-3 型移動用 30Mc/FM 無線機外観
Fig. 21. Type PR-3, 30Mc/FM mobile radio telephone equipment.

- g. 選択度 80 db 以上 (± 30 kc 離れて)
- (2) 使用真空管 MT 管および 2B46
- (3) 最大寸法
 - a. 移動用
本体 (防震台を含む)
340 mm (幅) \times 540 mm (奥行) \times 230 mm (高さ)

電源部

190 mm (幅) \times 575 mm (奥行) \times 230 mm (高さ)

b. 固定用

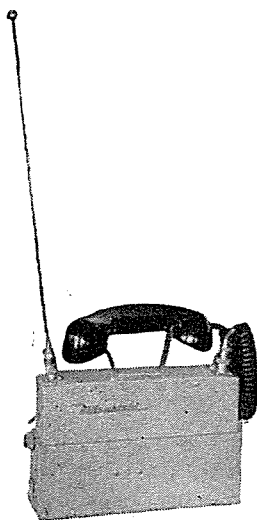
本体

600 mm (幅) \times 450 mm (奥行) \times 1,600 mm (高さ)

イ. WT-2 型 携帯用無線電話機

VHF/FM 無線電話機シリーズの一機種 WT-1 型の改良型として、最も小型軽量で簡単にどこにでも持ち運びできる無線電話装置である。

- (1) 使用周波数 150 Mc, 160 Mc または 60 Mc 帯の 1 周波
- (2) 送信出力 0.5 W
- (3) 受信出力 2 mW 以上 (レシーバ使用)
- (4) 使用真空管 SMT 管



22 図 WT-2 型 携帯用無線電話機
Fig. 22. Type WT-2 portable radio telephone.

- (5) 通達距離 市街地で約 2 km, 見越し距離で約 10 km
- (6) 使用電源 単一および積層乾電池
- (7) 電池寿命 約 7 時間
- (8) 重量 約 5 kg (空中線および送受信器を含む)
- (9) 寸法 幅 340 \times 奥行 84 \times 高さ 210 mm³ (提手を含まず)

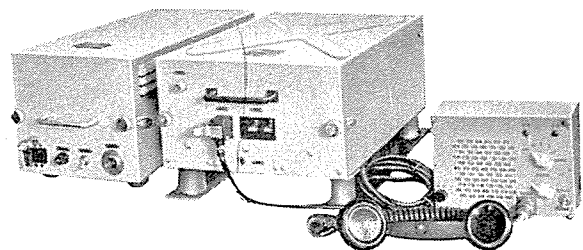
付属装置として折畳式携帯用八木空中線装置、交流 100 V で無線機を働かせ、スピーカで受信する交流電源装置等も製作している。

ウ. FM-2 型移動用超短波無線電話機

MT 管を使用した小型無線電話機で、当社独特の 3 巻線コンバータを使用して、強制空冷を行い高い性能の安定化を計っている。

- (1) 使用周波数 150 Mc, 160 Mc または 60 Mc 帯の 1 周波
- (2) 送信出力 10 W 以上 (2B32 使用)
- (3) 通達距離 50 W 基地局と組合せて約 50 km
- (4) 使用電源 6 V 蓄電池
- (5) 電源消費 受信時 20 A 以下
送信時 35 A 以下
- (6) 寸法 送信部, 受信部, および電源部を同一筐体に収容して 幅 300 \times 高さ 170 \times 奥行 440 mm³
- (7) 付属品 制御器 (含送受信器) 1 台
空中線 1 基
その他 1 式

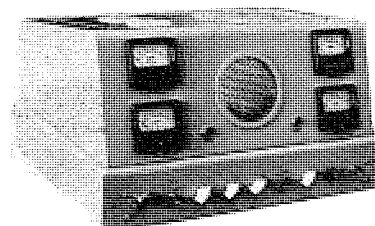
23 図の写真向って左端は交流電源装置で修理調整時に本機を交流 100 V で働かせる装置である。



23 図 FM-2 型移動用超短波無線電話機
Fig. 23. Type FM-2 mobile VHF radio telephone.

エ. FS-2 型無線機

FM-2 型無線機の送受信部をそのまま使用し、これに交流電源部を組込んだ小型机上用固定局装置で、とくに修理点検には便利な構造に設計されている。小地域の通



24 図 FS-2 型無線機
Fig. 24. Type FS-2 radio communication equipment.

信網の中心局用として最適である。

定格の概要は下記のとおりである。

- (1) 周波数 150 Mc 帯または 160 Mc 帯
- (2) 出力 10 W (2B32 使用)
- (3) 通話方式 プレストーク方式
- (4) 使用真空管 2B32 を除きすべて MT 管
- (5) 電源 A-C 100 V
- (6) 外形寸法 530 mm (幅)×480 mm (奥行)
×300 mm (高さ)

オ. FM-4 型無線機

本装置は小型、軽量経済性を考慮して開発された機種で、比較的近距离の固定通信、移動通信に好適なる機種である。

諸特性は従来の機種と関連を持たせてあるから組合せて使用してなら差支えない。

定格の概要は下記のとおりである。

- (1) 周波数 60 Mc, 150 Mc, 160 Mc 帯の 1 波
- (2) 出力 5 W
- (3) 使用真空管 出力管 2E26S, 他は MT 管
- (4) 受信感度 FM-2 型に比し 6 db 程度落ちる
- (5) 使用電源 A-C 100 V, または D-C 6 V

25 図は直流電源使用移動局装置および交流電源を示す。

外形寸法

本体 280 mm (幅)×350 mm (奥行)×150 mm (高さ)

交流電源 110 mm (幅)×350 mm (奥行)×150 mm (高さ)

重量 本体 約 10kg

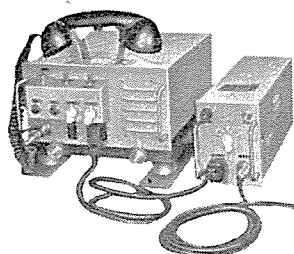
カ. FT-3 型超短波多重無線装置

(1) 概要

電話換算 6 ないし 12 通話路の 160 Mc 帯水晶制御位相変調超短波多重無線電信電話装置で、打合せ電話一通話路を除き、適当な搬送端局装置と組合せて、電話、電信、ファクシミリ、遠隔制御、遠隔測定等の用途に使用できる。

(2) 定格

- a. 周波数 162~170 Mc 帯の 1 波
- b. 定格送信出力 30 W
- c. 総合信号対雑音比



25 図 FM-4 型無線機
Fig. 25. Type FM-4 radio communication equipment.

d. 総合歪率

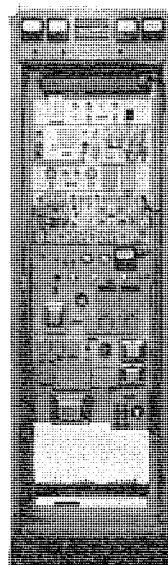
(3) 寸法

標準変調において

- 打合せ回線 40 db 以上
- その他の回線 45 db 以上

標準変調において

- 2 次 -40 db 以下
- 3 次 -45 db 以下
- 高さ 2,000 mm
- 幅 600 mm
- 奥行 450 mm



27 図 FT-2 型超短波多重無線装置

Fig. 27. Type FT-2 VHF multiple radio communication equipment.

キ. FT-2 型超短波多重無線装置

打合せ回線を含む電話 3 回線の簡易な多重通信用無線機で、27 図のような装置にそれぞれの用途に応じた端局装置を組合せて使用する。

定格の概要は

- (1) 周波数 160~170 Mc 帯の 1 波
- (2) 送信出力 5 W, 10 W 切換
- (3) 受信 S/N 標準変調時 入力 40 db で 45 db である。

見透し地点間では大体 50 km まで使用でき、電話 1 回線は端局装置の構成によって

- 模写電送 1 回線
- 電信 7 回線以下

遠隔測定 7 回線以下

などに変換して使用できる。

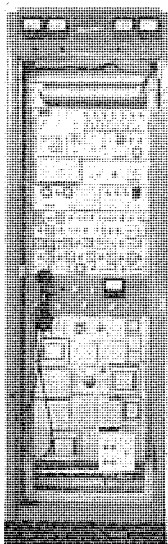
(4) 外形寸法

- 高さ 2,000 mm
- 幅 600 mm
- 奥行 450 mm

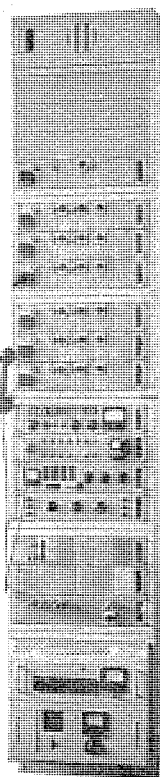
6. 見透外伝播試験用マイクロ波機器

マイクロ波は回折による減衰が大きいため、従来もっぱら見透し領域で使用されて来たが、最近対流圏内大気により散乱によって、水平線よりはるかに遠く、数百 km から 1,000 km 程度の遠距離通信が、マイクロ波によって可能であることが明かにされ、目下諸外国、ことに米国で盛んに研究されている。わが国においても国際電々、電々公社でこの散乱による長距離見透外伝播の研究が始められ、当社は伝播試験を行うための機器を国際電々に納入した。

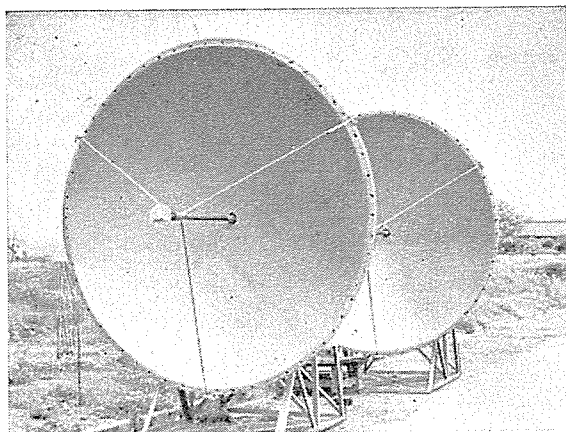
見透外通信機器の特長は大電力送信機と大口径の空中線であり、伝播試験は真空管の関係から約 1,300 Mc 尖頭出力 500 kW 以上の大電力パルス送信機と直径 18 m の大口径抛物面反射鏡空中線を使用することが計画され、大口径空中線は目下製作中である。今回納入の分は、予備試験用としての口径 3 m の空中線 2



26 図(a) FT-3 型超短波無線装置
Fig. 26(a) Type FT-3 VHF multiple radio communication set.



26 図(b) 端局装置
Fig. 26(b) Terminal station equipment.



28 図 空 中 線

Fig. 28. Antenna.

台 (送, 受), 送信機 1 台, 伝播試験用受信機 2 台である。これらの機器の主要要目は下記のとおりである。

(1) 空中線 (28 図)

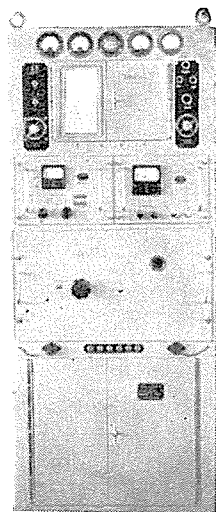
拋物面反射鏡 口径 3 m 開口角 65° 利得 約 30 db
送信用, 受信用共同構造とし, 見透外伝播では大電力を送信しながら方向調整を行う必要があるため, 送信用空中線も可撓ケーブルで給電することが望ましく, 同軸可撓ケーブルで給電, 風防付ダイポール吹付を採用し送信機との結合には同軸-導波管変換を用いて好結果を得た。

(2) 送信機 (29 図 a)

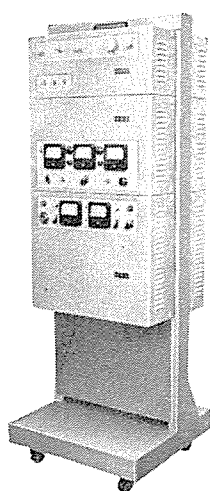
送信周波数 1,250~1,350 Mc 可変
尖頭出力 500 kW 以上
繰返周波数 150 PPS
パルス幅 4 μ S

(3) 受信機 (29 図 b)

受信周波数 1,250~1,350 Mc
中間周波数 30 Mc
中間周波帯域幅 1 Mc
総合雑音指数 15 db 以下
対数圧縮範囲 40 db 以上
最小受信電力 -90 dbm 以下



29 図 (a) 1,300Mc 送信機
Fig. 29 (a) 1,300Mc transmitter.



29 図 (b) 1,300Mc 受信機
Fig. 29(b) 1,300Mc receiver.

記録紙送り速度 毎時および毎分
5/10/20/60/120/240 mm

7. 4,000 Mc 帯用広帯域単向管

当社は日本電信電話公社の札幌-仙台, 東京-大阪間 4,000 Mc マイクロ波中継回線に円偏波パラボラアンテナ, 直線偏波パラボラアンテナ, パスレングスレンズアンテナを 100 台有余, およびこれらの給電線として種々の広帯域導波管部品を納入したが, その後この回線の性能向上のために広帯域単向管が要求されるに至ったので電々公社電気通信研究所のご指導の下に完成したのがここに述べる 4,000 Mc 帯広帯域単向管である。

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全く通さない導波管である。

(1) 用途

マイクロ波超多重通信装置においてはエコー歪による通信の質の低下を防ぐために, 空中線に至る給電線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除去装置が必要となる。これに抵抗減衰器を用いることは送受信電力を著しく低下させるので工合が悪く, どうしても無損失の反射波除去装置が必要となる。この役目をきわめて満足に果すものがすなわちこの広帯域単向管である。

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。

なお, マイクロ波の測定にあたって負荷の変動による発振器の不安定をさけるため, あるいは超高周波増幅器による増幅の際反結合による発振を防止するため等にも緩衝減衰器の代りに簡易単向管を用いれば電力損失を伴わないので非常に好都合である。

(2) 性能

本単向管の性能は 2 表に示すように内外各社の製品よりも著しく改善されており, 日本電信電話公社の Field test の結果も非常に好成績を納めている。

2 表 4,000 Mc 帯広帯域単向管の性能

	周 波 数 (Mc)	挿入損失 (db)		逆方向減衰 (db)		電圧定在波率	
		中 心 周 波 数	帯 域 幅	中 心 周 波 数	帯 域 幅	中 心 周 波 数	帯 域 幅
わが国某社	3,800~4,200	1.5	2.5	30	15	1.2	1.5
米 国 某 社	3,800~4,200	1.8		27		1.4	
三 菱 電 機	3,640~4,200	1.5		20		1.08	

8. 7,000 Mc 帯 PPM-AM 多重無線通信装置

かねて製作を進めつつあった 7,000Mc 帯 PPM-AM 方式多重無線通信装置を, 岡山-高松間マイクロ波回線用として国鉄に納入した。本機的主要諸元は下記の通りである。

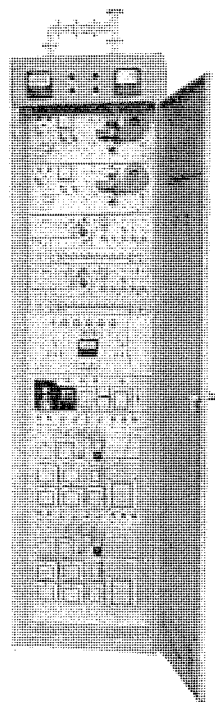
(1) 無線機

送受信周波数 6,580 Mc, 6,740 Mc
送 信 管 可変周波数永久磁石型マグネトロー

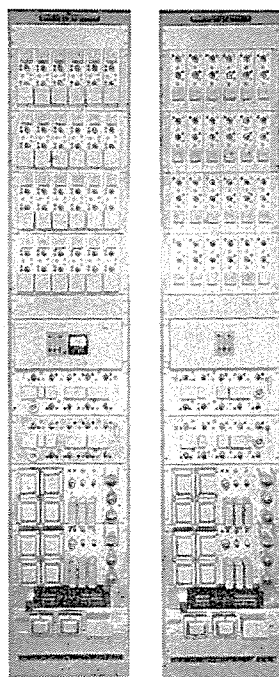
三菱電機・Vol. 30・No. 9・1956

	ロン MX-702 (三菱製)
変調方式	パルス AM 変調
送信尖頭出力	100 W
受信機方式	スーパーヘテロダイン
受信機雑音指数	14 db
(2) 空中線	
直径	3 m
利得	約 44 db
(3) 端局装置	
通話路数	電話 21 回線 電信 4 回線 打合 1 回線
信号方式	1,000—16 c/s 方式
変調方式	PPM
パルス幅	0.5 μ s
繰返し周波数	8,000 c/s
同期パルス	2 本パルス
変調度	標準 $\pm 0.75 \mu$ s
伝送帯域幅	300~3,400 c/s
(3) 装置の概要	

無線機は幅 600, 高さ 2,350, 奥行 400 mm のキャビネットに送、受信機各 2 台を収容し、1 台を動作機、他の 1 台を非動作機として、故障時には送受信機独立に自動切替を行わしめる。空中線は送受信機に共通とし、分波器を経て送信機および受信機に接続されている。端局装置は変調架、複調架、監視架、信号架の 4 架より成り、いずれも、幅 520, 高さ 2,750, 奥行 350 mm の標準鉄架に実装し、外に移動測定架 1 架を付属してある。



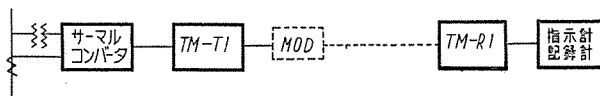
30 図 7,000Mc 多重通信機送受信装置
Fig. 30. 7,000Mc multiple communication transmitter and receiver.



31 図 7,000Mc 多重通信機端局装置
Fig. 31. 7,000Mc multiple communication equipment at a terminal station.

9. 三菱 TM 型テレメータ装置

TM-11 型テレメータは、TM-T1 型送量器と TM-R1 型受量器を組み合わせたもので、被測定量に比例した直流電圧が得られるような変換器を併用すれば各種の量を遠隔測定することが可能である。このテレメータは適当な伝送回路（たとえば、通話線搬送、電力線搬送または無線）を用いれば任意の距離で送受することができる。このテレメータは 32 図のように構成されていて、各部の機能はつぎのように分類される。すなわち



32 図 電力測定用テレメータの構成例

Fig. 32. Example of power measurement telemeter.

- (1) 1 次計測
- (2) 直流電圧を周波数に変換 (TM-T1 型送量器)
- (3) 伝送
- (4) 周波数を直流電圧（または電流）に変換 (TM-R1 型受量器)
- (5) 指示または記録

1 次計測を行う補助変換器は被測定量に比例した直流電圧を発生するもので電力の測定には一般にサマルコンバータを用いる。

その他、電気的、機械的諸量の測定にあたっては各種整流器、移相器、可変抵抗器、熱電対、タコメータ等も利用できる。TM-T1 型送量器は 1 次計測により得られた直流電圧をそれに比例した周波数に変換する一種の自動平衡型発振器である。ここで発生した周波数は伝送回路を経て TM-R1 型受量器へと送られる。TM-R1 型受量器は上述の周波数で変調された変調波（音声周波）をうけてこれを復調し、電子管式周波数計により周波数を直流電圧（または電流）に変換し直流電圧計または電位差計式記録計により指示記録される。

TM-11 型遠隔測定装置の誤差はつぎのようになっている。

1 次計測器より指示計または記録計まで含めての総合誤差は標準状態（定格電力、周波数、室温 20°C）において、定格値の $\pm 1\%$ 以内である。

TM-T1 型送量器は搬送 4 枚パネルで、33 図はその外観写真である。

TM-R1 型受量器は搬送 3 枚パネルで 34 図はその外観写真である。

以上の TM-11 型遠隔測定装置の外に、TM-T1 型送量器と TM-R2 型受量器を組み合わせた TM-12 型遠隔測定装置も製作されている。TM-R2 型受量器はとくに周波数偏移 (FS) 方式による伝送に適した構成簡易なもので、TM-R1 型受量器の電子管式周波数計を有極り



33 図 TM-T1型
遠隔測定送量器
Fig. 33. Type
TM-T1 remote
measurement
transmitter.



34 図 TM-R1型
遠隔測定受量器
Fig. 34. Type
TM-R1 remote
measurement
receiver.

レーによる機械的周波数計におきかえたものである。
TM-12 型遠隔測定装置の性能も TM 11 型と同等である。

10. HKB-2 型搬送保護継電装置用 電力線搬送装置

HKB-2 型は HKB 型位相比較方式搬送保護継電装置の改良型として新規に開発されたもので、九州電力上椎集、山家間中央幹線で直列コンデンサ方式に対する保護の人工故障試験に参加し、優秀な成績を収めた。

(1) 概要

HKB 型は位相比較方式による搬送保護継電装置で、保護区間の両端で流入流出する電流の位相を比較して保護区間内外の故障および系統の脱調等を区別して保護動作を行うものである。

HKB-2 型はこの位相比較方式をさらに確実にしたもので、とくに常時の負荷電流が大で故障電流との差が著しくなくような送電線系統に適し、或る一定以上の負荷電流を流している場合には故障のいかにかわらず位相比較の第一動作を常時行っており故障発生と同時に位相を判定して確実な保護動作を行わせるものである。

(2) 構成

本装置は保護区間の両端にそれぞれ 1 端局宛を置く 2 端局 1 対向の電力線搬送装置で、各端局は 35 図のように搬送用の標準鉄架に実装され、つぎの各部から構成されている。

a. 送信部

制御部よりの信号 (50 c/s または 60 c/s の矩形波) により 50c/s または 60 c/s の半波ごとに搬送波を送出する。

b. 受信部

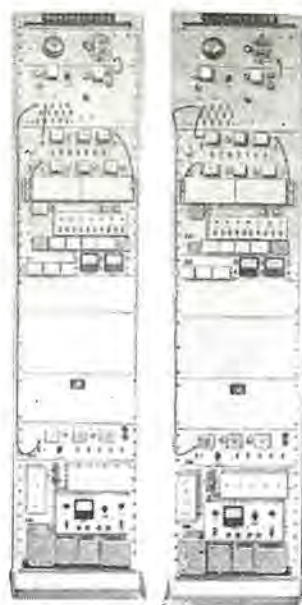
自端の送出波および相手端よりの到着波を同時受信し、この位相を比較して遮断器動作出力を出す。

c. 制御部

検出電流の位相に等しい位相の矩形波を作成して送信部を制御する。

d. 故障検出表示部

ほとんど常時位相比較の第一動作を行い、この動作によって装置の故障検出を行い表示警報を行う。



35 図 HKB-2 型搬送保護継電
装置用電力線搬送装置
Fig. 35. Power line carrier
equipment for type HKB-2
protective relaying system.

- e. 測定部
- f. 電源部

(3) 仕様概略

使用する送電系統により異なるがここは一例を示す。

- a. 送信出力
+40 db ただし出力インピーダンス $75\Omega \pm 20\%$
- b. 水晶発振周波数
 f_0 両端局同一
- c. 発振周波数偏差
 $\pm 1 \times 10^{-4}$ 以下 ($20^\circ\text{C} \pm 35^\circ\text{C}$)
- d. 変調出力波形
変調度 100% build up, down 共 1 ms 以下
- e. 送信濾波器
通過損失 3 db 以内 $2f_0$ にて 60 db 以上
- f. 受信帯域濾波器
水晶濾波器中心周波数 f_0
通過帯域 $f_0 \pm 250 \text{ c/s}$ 通過損失 5 db 以内、損失偏差 3 db 以内、有効減衰度 $f_0 \pm 1 \text{ kc}$ 以上で 60 db 以上。
- g. Build up, down 共に 3 ms 以下
- h. 警報動作
装置のいかなる故障に対しても警報を発する。
- i. 電 源
A-C 200V 400VA M.G. 使用

11. EA-1 型アナログコンピュータ

本装置は高利得の直流増幅器に適切な饋還をほどこして、加算、積分、微分等の演算を行わせ、微分方程式を解く低速度型の汎用のアナログコンピュータであって、その演算精度は工学的問題に対して充分であるのはもちろん、多くの数学的問題に対しても満足すべき解答を与えることができる。写真は三菱造船株式会社長崎造船所に納入されたものの正面外観図である。

(1) 構造

(高さ) 1937×(幅) 612×(奥行) 460 mm のラックに演算パネル 30 個と電源部とを収容しており、各パネルの端子孔に接続コード演算用抵抗演算用蓄電器を挿入して演算回路を組立てることによって所要の方程式の解を得ることができる。解記録装置としては刻時、信号マーク 2 個付の 2 素子インク書オシログラフが使用される。ラック内に収容される各パネルはすべて同一寸法で任意の位置に交換取付けが可能である。

(2) 構成

演算増幅器盤 A	12 パネル
演算増幅器盤 B	2 パネル

(1パネルに4台の演算増幅器を収容)

ポテンシオメータ盤 5 パネル
(1パネルに4台のポテンシオメータを収容)

リミタ盤 2 パネル

初期条件用電源盤 1 パネル
(1パネルに独立電源4台を収容)

電圧源盤 1 パネル

制御盤 1 パネル

抵抗ブリッジ盤 1 パネル

電圧計盤 1 パネル

連結盤 2 パネル

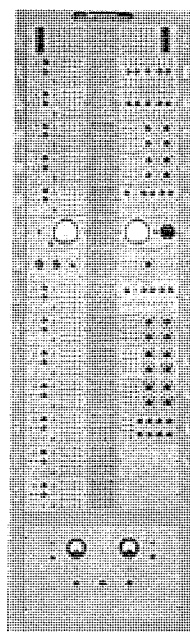
接続盤 1 パネル

電源部 1 パネル

(3) 性能

本装置の性能をほとんど決定する演算増幅器の仕様のみを挙げると下記の如くである。

- a. 出力電圧 $\pm 50\text{ V}$
- b. 出力電流 最大 $\pm 12\text{ mA}$
- c. ドリフト 1 mV/hr 以下
- d. 周波数特性 入力抵抗 $100\text{ k}\Omega$ 饋還抵抗 $10\text{ M}\Omega$ の時 200 cps まで平坦
- e. 利 得 80 dB 以上
- f. 入力端子数 10 個
- g. 出力端子数 4 個



36 図 EA-1 型アナログコンピュータ
Fig. 36. Type EA-1 analog computer.

てきた。

(2) 構成

4 通信路の時は 37 図の如き 2 架により構成され、2 通信路の時は 1 架のみより構成される。

(3) 構造

- a. 架 寸法 高さ $2,250 \times$ 幅 $520 \times$ 奥行 650 mm
ただし、架台、換気用上蓋側板を除く。

換気

排気扇により換気冷却を行う。

b. パネル

取付寸法 高さ $250 \times$ 幅

$100 \times$ 奥行 $420 \sim 470\text{ mm}$

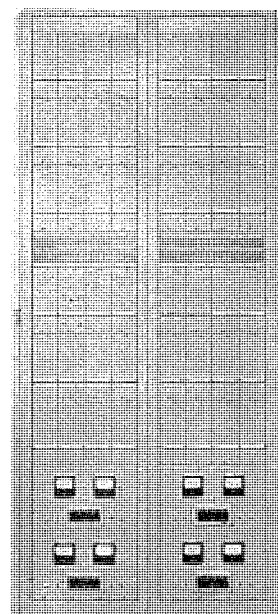
正味寸法 高さ $220 \times$ 幅

$90 \times$ 奥行 400 mm

各パネルと架配線との接続は接栓を用いた可撓接続紐を用い、動作状態のまま引き出しうる構造である。

(4) 規格

- a. 送信入力 5 単位テープ
- b. 通信速度 42 または 50 Baud



37 図 TZ-1 型 ARQ 電信端局装置
Fig. 37. Type TZ-1 ARQ telegraph terminal equipment.

12. TZ-1 型 ARQ 電信端局装置

本機は国際電信電話株式会社のご指導により製作した誤字自動訂正式 (ARQ) の欧文 5 単位印刷電信回路に用いられる 4 または 2 通信路用時分割電信多重端局装置である。

(1) 概要

5 単位印刷電信回線をそのまま無線電送する場合にはフェーディング、ノイズ等により誤字を発生することが多く、かつ誤字を検出することができない。本 ARQ 方式では 5 単位符号を 3 マーク 4 スペースより成る 7 単位符号に変換した上で送信し、受信側ではこの比率が満足されているかどうかを計数して正誤の判断を行い、誤字の場合には受信側より送信側に信号を送り記憶回路によって誤字以下を再送すべく要求する。正しく伝送されたと判断された場合には受信端において再び 5 単位符号に変換され、プリンタを動作させる。本装置を使用することにより無線電信回路を空中状態不良時に生じていた約 50% の誤字は 97.5% の確実度を有する結果となり従来のように確認のために電文を再送する手間が不要になっ

13. パラメトロンを使用したモールス——5 単位符号変換装置 (Code Converter)

現在世界中で広く使用されている電信方式としてはモールス符号方式と 5 単位符号方式があり、前者は英国を中心とする諸国において主として用いられ、後者は米国系の諸国で用いられている。

5 単位方式はページ印字式であるがモールス符号はページ式ではないことを始め、本質的に相違する点が多く、モールス方式の電信符号を 5 単位方式の地域に中継する際には複雑な機構が必要であり、従来は機械的あるいは電子管を用いた方法が用いられていたが最近開発されたパラメトロンを応用すれば比較的簡単に回路を構成することができ、信頼度も高く、パラメトロン素子の寿命は半永久的であり、かつ比較的小型にまとめられる等の利点より国際電信電話株式会社の研究に協力製作した。

(1) 概要

本機はパラメトロンコードコンバータ部およびパラメトロンエキサイタ部より成り、別にモールステーブデ

ィストリビュータおよび5単位さん孔機を併用してモールス方式の電信テープを5単位方式の電信テープに変換する装置である。

(2) パラメトロンユニット

本機に使用せるパラメトロンはつぎのような2種類のユニットである。

a. 標準パラメトロンユニット

標準パラメトロン素子3個を38図のようにモールドしたもので、普通3拍励振の各相に1個ずつ使用する。



38 図 パラメトロンユニット

Fig. 38. Parametron units.

発振周波数	1,075 kc/s
励振周波数	2,150 kc/s
変調周波数	600 c/s 3 相
励振電力	連続励振にて1素子当り約 100mW
入力巻線	1T 入力 3 回路

b. 多入力パラメトロンユニット

入力巻線のみ1T 入力1回路2T 入力14回路の多数をもつ素子を1個だけモールドしたもので、その他の規格は標準パラメトロンユニットと同様である。

(3) 符号変換速度 約 60 語/sec

(4) エキサイタ部

- a. 発振周波数 2,150 kc/s \pm 20% 可変
- b. 変調周波数 600 c/s 3 相
- c. 励振出力 無変調にて各相最大 30 V 以上
各相独立調整可能

14. DF-III 型卓上模写送受信機

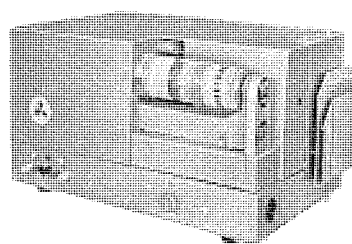
三菱 DF-I 型卓上模写送受信機 (三菱電機 Vol. 29, 1955) に改良を加えた DF-III 型は事務連絡用として最も適するように設計製作された標準型模写送受信機であって、動作安定、長年月の使用に耐え取扱いも簡易であり有線2線式線路を通じまたは超短波無線電話機を通じて使用することができる。

(1) 本機は負式非現示卓上型模写装置であって、送信および受信兼用機である。

(2) 円筒移動回転式機構部と電気回路部が1個の卓上型筐体内に収められている。

(3) 送信は光電変換により画面の白黒に応じた振幅変調波を線路に送出し、受信は入力信号を増幅後放電破壊記録紙上に記録する。

(4) 操作取扱いは呼出 (Call), 送信 (Transmit), 停止 (Stop), 受信 (Receive), 応答 (Answer), 確認 (Keying) の6個の押釦で行うことができる。



39 図 DF-III 型卓上模写送受信機
Fig. 39. Type DF-III desk type facsimile.

15. CE-1 型無線写真電信送受信装置

本装置は光学系、機械系、電子工学系に写真術を応用した装置で、写真、印刷物、図面、地図等紙類の上に書かれたあらゆる可視物を送信あるいは受信するもので、無線電話用または無線電信用の送受信機と併用して無線写真電送を行うものである。

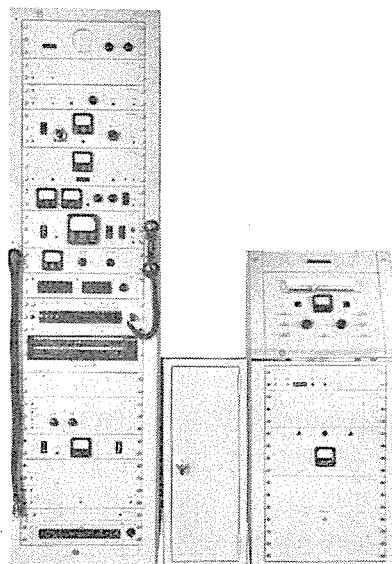
(1) 概要

画像の送信は回転するドラム上に巻かれた内容を走査してその明暗を可聴周波の振幅変調波、あるいはさらに同じく可聴周波の周波数変調波に変換して線路に送出する。無線伝送を行う場合には後者を使用して副搬送波周波数変調方式として無線電話用送受信機を用いるかあるいは直接周波数変調方式として無線電信用の送受信機を用いる。受信の側では無線受信機よりの周波数変調波面電流を振幅変調波面電流に変換し、これにより光変調放電管の輝度を送信原稿の画調に応じて制御し、送信側と同期した同様の走査によって写真フィルムあるいは印画紙上に正または負の画像として感光せしめて受信画を得る。

電鍵の切替えにより無線中継用周波数変調波と同時にまたそのまま有線回路用振幅変調波の送受信ができるものである。

(2) 構成

本装置は CE-1 型無線写真電信送受信架と受信台よりなる。送受信架は送信部分として周波数変調回路、限流増幅回路、



40 図 CE-1 型無線写真電信送受信装置
Fig. 40. Type CE-1 radio-photo equipment.

送信操作回路からなり、受信部分は受信限流回路、周波数弁別回路、受信操作回路、その他付属回路および電源部分から構成されている。

送受信台は光変調放電管、光学系、光電管、増幅器を載せた走査台、着脱式の円筒、前置増幅器盤、受信増幅器盤、同期電力増幅器盤、電源盤ならびに送受信台載台から構成される。

(3) 規格

a. 他の写真受信装置と規定の条件のもとで協働動作を行うもので C.C.I.R., C.C.I.T. 規格を満足するものである。

b. 副搬送波周波数 1,900 c/s

白 周波数 1,500 c/s

黒 周波数 2,300 c/s

c. 協働係数 264 352

ドラム回転数 90 および 45 rpm 60 rpm

線密度 3.75 本/mm 5 本/mm

d. 受信明瞭度 5 号活字 100%

6 号活字 90% 以上

e. 送受信総合ハンチング 0.05 mm 以下

f. 階調を受信せる場合 原画と受信画との間に各階調差において誤差 10% 以下。

16. ラジオヒータ (高周波誘電加熱装置)

ア. DH-3D 型三菱ラジオヒータ (5.8 Mc 20 kW)

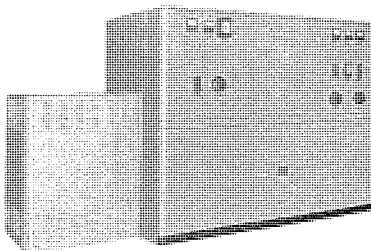
DH-3D 型は誘電加熱用であり、出力 5.8 Mc 20 kW である。サイラトロン制御により直流陽極電圧を連続的に可変とし、可変線輪により出力調整をしている。またタイマを備えて高周波印加時間を自動制御している。

本装置は日本楽器に納入して、木材の刳板の接着に使用されている。この接着法は刳板 (厚み約 10~30 mm、幅 100 mm 以下) の側面に接着剤を塗り平面電極にならべて、上電極と側面から加圧しながら接着するのである。電極の面積は約 2,000×1,600 mm² の平板電極で、この内に入る大きな面積の木材を約 50 秒の短時間で接着することができる。

41 図はこの装置の発振部で、従来のラジオヒータに比しつぎの多くの特長をもっている。

(1) サイラトロン電圧制御

高周波電力の加減には直流陽極電圧を変化させて行うことができる。これはサイラトロンの格子電圧の位相を phase



41 図 DH-3D 型ラジオヒータ 5.8Mc 20kW

Fig. 41. Type DH-3D radio heater.

shifter にて変えている。陽極電圧の切断はサイラトロンの格子を小電力で制御しているので小型継電器を使用し 50 万回以上にたえられる。またこの制御による直流陽極電圧は切断時や負荷の急変時の異常電圧を生じない。

(2) 可変線輪 (Variable inductance)

高周波出力調整器には可変線輪を用いている。このために漏洩電界はきわめて少くなりしたがって伝送能率が非常に良くなった。この線輪はインダクタンスを大きく変化させることができる負荷の調整範囲が広がっている。またこれは電極に直列に接続し、陽極同調回路に直接並列に入れることができるので、負荷のインピーダンスの変化に対しては自動的に周波数が追従して、出力調整が簡易である。

(3) 高周波印加時間調整

本装置には時限継電器を備えて、一定の高周波印加時間がたてば自動的に高周波が切れるようにした。木材の接着には不必要に長く高周波を印加すると接着強度を弱める欠点があったが、これにより解決ができ操作も簡単となった。

●主なる仕様

電源入力 3 相交流 220 V 37 kVA

高周波出力 5.8 Mc 20 kW

冷却水 30 l/min 以上 (発振管冷却用)

使用真空管 発振管 8T67 (強制水冷管) 1 本

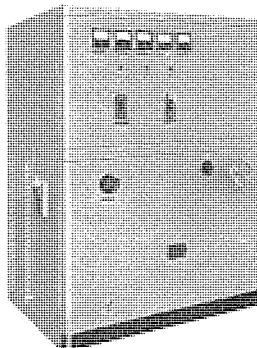
サイラトロン 5G69 3 本

整流管 5H69 3 本

” 6×5GT 1 本

イ. DH-6B 型三菱ラジオヒータ (6.8 Mc 5 kW)

DH-6B 型は誘電加熱用の小電力用にして空冷式の小型なもので、出力は 6.8 Mc 5 kW である。本装置は当麻木工所に納入して、三菱テレビ、三菱ラジオのキャビネットのベニヤ板の成型接着に用いられている。接着法としては 14in テレビキャビネットでは 5 枚のベニヤ板を加圧成型しながら高周波を印加し約 3 分で接着することができる。

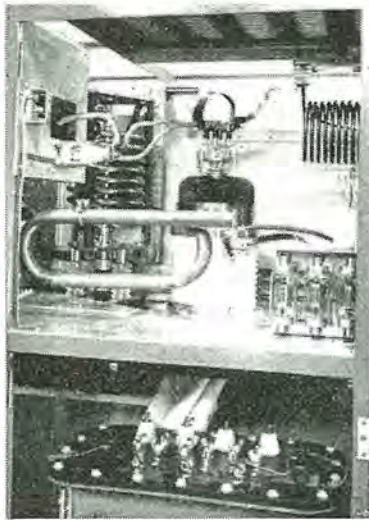


42 図 DH-6B 型ラジオヒータ

Fig. 42. Type DH-6B radio heater.

42 図はその外観で強制風冷式発振管を用いているので、冷却水等是不必要であるため設備が簡単である。また陽極高圧変圧器は発振装置内に入れて小型化されている。

43 図はこの発振部で陽極同調回路には真空コンデンサを使用している。電極負荷はこの回路に並列に可変線輪を通して結ばれるようにしてあ



43 図 DH-6B 型ラジオヒータ発振部
Fig. 43. Type DH-6B radio heater oscillator.

るため、発振部は非常にコンパクトになっている。

◎主なる仕様電源入力 3 相 220 V 12 kVA

高周波出力 6.8 Mc 5 kW

使用真空管

発振管 8T10R (強制空冷管) 1 本

整流管 HV972A 3 本

17. 水銀蒸気整流管の系列化成る

当社の水銀蒸気整流管はその全品種をここに完備し、小容量から大容量までの系列化が完成された。その名称特性および動作例を 3 表に示す。

設計および製作は W 社方式を採用し、動作例からも判るとおり広範囲にわたっての安定な直流電源用としての需要に応じ得る。



44 図 2H66 型



45 図 5H58 型



46 図 6H61 型



47 図 5H69 型

3 表 水銀蒸気整流管一覧表

型 名	口 金		外形寸法		陰 極				管内電 圧降下	陽 極 最 大 定 格				動 作 例 (单相全波)				相当管	備 考
	上 部	底 部	全長 (mm)	最大部 直 径 (mm)	種別	電圧 (V)	電流 (A)	加熱 時間 (sec)	(約V)	管壁温度 (℃)	尖頭逆 電 圧 (kV)	尖頭電流 (A)	平均電流 (A)	尖頭陽極 耐逆電圧 (kV)	交流陽極 間 電 圧 (kV)	直流出力 電 壓 (kV)	直流出力 電 流 (A)		
1H16	A9S	D16S	116	38	F0	2.5	2.0	30	15	20~60	5.0	0.5	0.125	5.0	3.55	1.59	0.25	816	
2H66	A14S	D16P	165	60	F0	2.5	5.0	30	15	25~50 25~60	10.0 2.0	1.0 2.0	0.25 0.5	10.0 2.0	7.07 1.41	3.18 0.635	0.5 1.0	866A	
2H67	A14S	D16P	170	60	H0	2.5	4.5	300	15	25~60 25~70	10.0 2.0	1.0 2.0	0.25 0.5	10.0 2.0	7.07 1.41	3.18 0.635	0.5 1.0	866K	
HP-8008K	A14S	D25P	225	60	H0	5.0	4.5	300	15	25~50	15.0	5.0	1.25	15.0	10.6	4.78	2.5	967C	高圧用
4H72	A14S	D25P	220	60	F0	5.0	7.5	30	15	25~55	10.0	5.0	1.25	10.0	7.07	3.18	2.5	872A	
4H88A	A14S	D25PA	220	60	F0	5.0	7.5	30	15	25~50	15.0	5.0	1.25	15.0	10.6	4.78	2.5	8008	高圧用
5H58	A14S	D16P	172	76	F0	5.0	4.5	300	15	30~80	5.0	15.0	2.5	5.0	3.55	1.59	5.0	5558	
5H69	A20S	—	330	120	F0	5.0	19.0	60	15	30~40	20.0	10.0	2.5	20.0	14.0	6.3	5.0	(869B)	高圧用
5H69A	A20S	B32K	370	120	F0	5.0	19.0	60	15	30~40	20.0	10.0	2.5	20.0	14.0	6.3	5.0	869B	高圧用
6H61	A14S	D25PA	280	97	H0	5.0	10.0	300	15	25~50	10.0	40.0	6.4	10.0	7.07	3.18	12.8	5561	
7H57	A20S	—	500	180	F0	5.0	30.0	60	15	30~40	20.0	40.0	10.0	20.0	14.0	6.3	20.0	857B	高圧用

Cosecant Square ビームのレーダ アンテナ

無線機製作所 喜連川 隆^{*}・森川 洋^{*}・渡部 優^{*}・有田不二男^{*}
研 究 所 明石克寛^{**}

Cosecant Square Beam Radar Antenna

Electronics Works

Takashi KITSUREGAWA・Hiroshi MORIKAWA・

Masaru WATANABE・Fujio ARITA

Engineering Laboratory

Katsuhiro AKASHI

A 1,300 Mc-band-cosecant square beam radar antenna has been constructed after a thorough study on a smaller, one-third scaled model built for the specific purpose. Precise requirements required for the design were the radiation characteristics, wind torques and other several items, which were obtained by measurement with meticulous care. In this article is dealt with design procedure as well as the experimental results which guided the designer toward success.

1. ま え が き

このアンテナは、対空見張用レーダ等において、一定高度を水平に飛行している航空機が、常に一定の感度で観測できるという要求に応じ得るように作られたものであって、そのために、垂直面内指向特性としては、いわゆる cosecant square 型指向特性を持つように設計してある。

cosecant square 型指向特性とは、水平線から仰角 θ 方向に対して持っているアンテナ利得 G が、 $\text{cosec}^2\theta$ に比例するような指向特性のことであって、このようにしておけば、1 図に示す如く、レーダより距離 $R \propto \text{cosec}\theta$ なる所を水平に飛行する航空機を観測する際の受信電力 $\propto G^2/R^4$ は、 θ に無関係に一定で、目標が水平に移動しても受信感度は変わらないことになる。

この種のアンテナは欧米諸国においては、すでに種々のものが実用に供されているが、わが国においては、まだ製作されたことのないものであって、利用し得る資料が皆無のため、設計にはとくに慎重を期した。

一般にかかるビーム整形アンテナは反射鏡の寸法が、使用電波々長と比べて充分大きくないと所期の輻射指向特性が得られないことが理論的に明らかである。ところが、アンテナ反射鏡が大にすぎると占有空間が大きすぎたり、あるいはこれを強風に抗して回転させる場合に所要トルクが大きいために回転駆動装置の重量もまた非

常に大きくなったりするので、とくに小型船舶においては実用困難となる場合のあることも考えられる。

すなわち、小型軽量なビーム整形アン

テナを作ろうとする時に電氣的に問題となるのは、反射鏡の寸法をどの程度小さくすれば、アンテナの指向特性がどの程度損われるかということであって、機械的に重要なことは、空力的に平衡をとって、アンテナ回転動力を減少させるように風力平衡鰭の形状寸法ならびにアンテナ回転軸位置を選定せねばならぬということである。

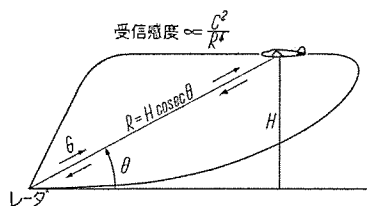
かかる理由で、このアンテナは製作に先立って、1/3 縮尺模型を作り、アンテナ輻射指向特性を測定し、予期指向特性と比較検討すると共に、風洞試験を実施し、風力によるトルクを測定して、設計に資した。

今回製作したアンテナは、1,300 Mc 帯用の、開口寸法が $3\text{m} \times 1.5\text{m}$ の船用レーダ アンテナであるが、これは垂直面内指向特性は、最大輻射の方向がほぼ水平線方向に一致しており、かつ水平線上 $10^\circ \sim 30^\circ$ の内でいわゆる cosecant square 型になっていて、水平面内電力半値幅は 7° であり、回転駆動モータは、風速 40m/sec を考慮してなおかつわずかに 0.5HP という小さなものである。以下本文において、このアンテナについての反射鏡形状の計算法と、縮尺模型による指向特性の測定結果および風洞実験、ならびに製品の電氣的性能等を述べる。

2. 電氣的設計ならびに試作アンテナの電氣的特性

ア. 設計手順の概要

この種ビーム整形アンテナを設計するには、垂直面内の輻射指向特性が指定されたとき、まず 1 次輻射器の指向特性を適当に想定し、これに対して反射鏡の形状を、その反射波分布がちょうど目標指向特性と同一になるように定める。そのような反射鏡形状決定の第 1 段階としては、まず使用電波々長が零になった極限、すなわち曲面鏡から通常の光が反射を受ける時と同様に考えた時に、目標指向特性が得られるように反射鏡面の形を算定す

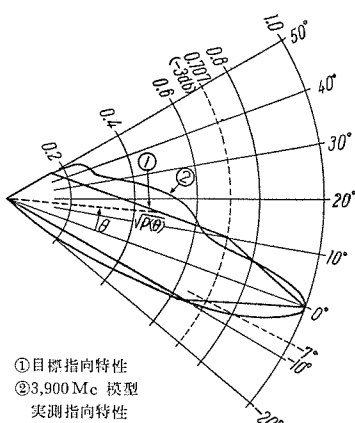


1 図 航空機位置と受信感度の関係
Fig. 1. Target location and receiving power.

る。このようにして形を定められた反射鏡は、実際に使用される有限波長の電波については、回折現象によって一般に目標指向特性からの偏倚ができる。それ故、第2段階として、上記反射鏡について、あらためて回折波による影響を含めた指向特性の計算を行うか、あるいは模型アンテナを作って指向特性の実測を行い、目標指向特性からどの程度はずれるかをたしかめてみる。もしこの偏差が大きすぎて、アンテナが実用に供し得なければ、まず反射鏡を比例的に大きくするか、あるいは指向特性の違った1次輻射器を用いることとして、反射鏡の計算をし直すなどの対応処置を講じねばならない。

1. 目標としたアンテナ指向特性

水平面内指向特性に関しては、電力半値幅のなるべく小さいことを目標とし、垂直面内指向特性の目標としては、2図曲線①の如く、水平線上10°の方向で最大輻射の-3dbとし、仰角 θ がこれよりも大きい所で cosecant square 型になるようにした。したがって、径値が



2 図 垂直面内電界強度指向特性
Fig. 2. Field intensity pattern in vertical plane.

電界強度に比例する極座標表示においては、 $\theta > 10^\circ$ で水平線に平行な線で示される指向特性となる。-3db が、水平線上10°で、したがって電力半値幅も幾分太すぎるようにも思われるが、今回の設計では、小さい反射鏡を使用しようというもくろみがあったので、とくに目標指向特性の先端部屈曲度

をなるべく小さくしておかないと、反射鏡対応部の曲率半径が小さくなりすぎて、指向特性に乱れを生ずる可能性が強くなることが予想されたので、極大輻射附近の指向特性の屈曲を多少とも緩和するように、電力半値幅をやや太くし、したがって、-3db 方向仰角をも少し大きくしておいた。指向特性の極大輻射方向より下方にも膨みを持たせた理由は、動揺の激しい小型船舶に搭載した場合にも、水平方向の目標物体を捕捉し損うことの無いようにするためである。

ウ. 反射鏡形状の算定⁽¹⁾

反射鏡面の形状決定に先立って、2.ア節記載のように、まず1次輻射器からの1次輻射指向特性の形状を適当に選定する必要があるが、これに対しては、1次輻射器開口より反射鏡の上下両端および左右両端を見る方向に対し、最大輻射の-10dbとなるようにし、かつその開口は、反射鏡の下縁とほぼ同一水平線上にくるようにした。

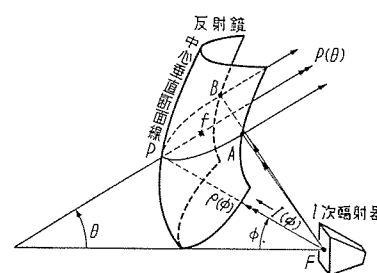
ついで、これをもとに反射鏡面の形を決定するには、2.ア節で述べたとおり、まず波長が零に近づいた極限の

場合を考え、3図に示すように、反射鏡の焦点たるべき1次輻射器からの波面の中心点Fから発射せられた射線が、反射鏡から反射された時、垂直面内にちょうど目標指向特性と同一の電界強度分布が得られるようにする。そのために、つぎの(1)、(2)式によって示される方程式の数値積分を行うことによって、まず反射鏡の垂直中心断面形を決定する。

$$\frac{d^2\theta}{d\phi^2} + \left\{ \frac{I'(\phi)}{I(\phi)} - \tan\left(\frac{\theta+\phi}{2}\right) \right\} \frac{d\theta}{d\phi} + \frac{P'(\theta)}{P(\theta)} \left(\frac{d\theta}{d\phi} \right)^2 = 0 \dots (1)$$

$$\rho(\phi) = \rho(0) \exp \left\{ \int_0^\phi \tan\left(\frac{\theta+\phi}{2}\right) d\phi \right\} \dots (2)$$

ここで、 ρ , ϕ は3図に示す如く1次輻射器からの波面の中心点Fを原点とした時の反射鏡垂直中心断面線の極座標であって、 $I(\phi)$ は、1次輻射器の電力指向特性を表わす函数であるが、かかる $I(\phi)$ を持った1次輻射器が実際に作り得るものでなければならない。また $P(\theta)$ は、垂直面内仰角 θ 方向の目標電力指向特性を与える函数で、2図における極座標表示電圧指向特性の径値の自乗に比



3 図 反射鏡の寸法決定法
Fig. 3. Determination of mirror shape and dimensions.

例した値を持ってゐる。 $I'(\phi)$, $P'(\theta)$ はそれぞれ $I(\phi)$, $P(\theta)$ の θ および ϕ についての微係数である。(1), (2) 式を数値積分して反射鏡の中心垂直断面形が定まれば、

ついで、反射々線を水平面上に投影したものが、すべて平行光線となるように、反射鏡全体の形を定める。それには、上記のように定めた中心垂直断面線上の各点Pを頂点とし、

$$f = \rho \cos^2\left(\frac{\theta+\phi}{2}\right) \dots (3)$$

なる式で与えられる f を焦点距離とし、かつ θ 方向に開いた放物線APBを作ると、かかる放物線群の包絡面として、反射鏡全体の形状が定まる。(3)で定まる放物線上に入射した射線は、 θ 方向に、すべて平行に、しかも位相が揃って反射される。でき上った反射鏡面の形状は、下半および左右両端附近でとくに曲率の大きい複雑な曲面形をしている。

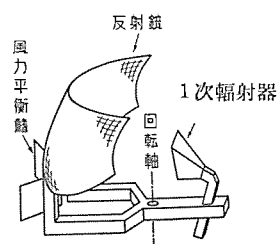
エ. 試作模型の構造

まえがき中に述べたように、1,300 Mc 帯用のアンテナを製作するに先立って、まずこのアンテナの1/3 縮尺模型を製作した。したがってこの模型は、3,900 Mc 用であり、また反射鏡は、横幅1m、中央部における縦幅0.5mの大きさをもっている。なおこの反射面は、直径0.6mmの銅線で作った、縦横間隔それぞれ10mmおよび17mmの金網にしてある。使用電波は水平偏波である。1次輻射器開口面中心から、反射鏡下縁までの水平距離は、ほぼ330mmとなっている。(4図)

オ. 輻射指向特性

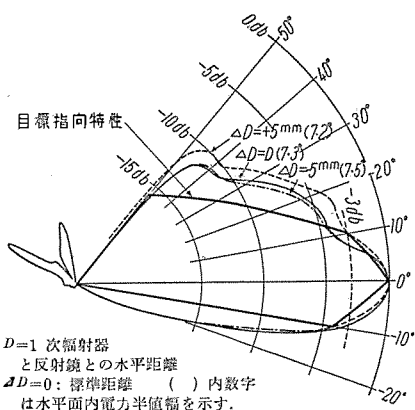
前節記載の模型アンテナにつき、輻射指向特性を測定した結果は、水平面内電力半値幅約 7.3° 、側方および背面方向輻射電力は、極大輻射のそれぞれ約 -21 dB および -24 dB の大きさで、また垂直面内指向特性は、2 図 ② に示したようなものである。なお、1 次輻射器の開口位置を設計位置附近で種々に変えた場合の指向特性の変化の模様を、5 図に例示してあるが、かかる調整の結果、大体予定の設計配置附近が、水平面内および垂直面内両指向特性を総合しての適良配置と見なせることがわかった。

この測定結果につき、まず、水平面内指向特性について考えて見ると、電力半値幅 7.3° は、通常の短冊形放物面反射鏡に対して得られている経験式：電力半値幅 $(^\circ) \approx 70^\circ \times (\text{波長})/(\text{鏡面径})$ を適用して得られる値 5.4° よりもやや大きすぎる値となっている。その理由は、反射鏡面上の各部から反射される電波は、反射鏡の本来の構造上水平面内正面方向に対して必ずしも位相の揃った電波を輻射しておらず、今回の模型では、波長に比して反射鏡が充分に大き



4 図 1/3 縮尺模型アンテナ構造 (3,900 Mc 用)

Fig. 4. Sketch of scaled down model antenna.



5 図 1 次輻射器を水平に移動した時の模型アンテナ指向特性 (デシベル表示)

Fig. 5. Pattern variation of model antenna due to horizontal displacement of feed horn.

つぎに垂直面内指向特性についてみると、これは目標指向特性に対する凹凸偏倚がやや大きく、仰角 $-10^\circ \sim +40^\circ$ の範囲で、最大 3 dB 程度目標値から偏倚していることが見られる。これに関しても、その主原因は反射鏡が余り大きくなぬようにその寸法を制限したことにあると推量される。実際このアンテナにつき、垂直面内回折電界強度の近似計算を行ってみた結果は、反射鏡寸法が波長に比して充分に大きくないため、鏡面各部からの反射電波の干渉効果によって、やはり 2 図 ② 曲線とほぼ同様に、仰角 $20^\circ \sim 40^\circ$ に凸部、 10° 附近に凹部の発生する傾向が見られている。なおこれは計算上の定量的推量を行うことは困難であるが、反射鏡開口が充分に広くなけ

れば、その前面に存在する 1 次輻射器が、反射面からの 2 次輻射電波の進行を妨害する度合が大きくなるために一層指向特性の偏倚発生を助長する結果となっていることも考えられる。

以上の輻射指向特性に関する考察の結果、かかる特殊なビーム整形を要するアンテナにおいて、今回の実験諸データよりも、より正確に目標に近い指向特性を得るためには、まず第一に反射鏡の大きさを今回試作のものより以上に大きくする必要のあることがわかる。なおその他にも、1 次輻射器の指向特性を全く別のものに改めて、同時に反射鏡をそれに相当の形状のものに変更することによるアンテナ指向特性のある程度の向上も可能と思われるが、日時の関係でこれに関してはまだ実験を行っていない。今後の研究を要する問題である。

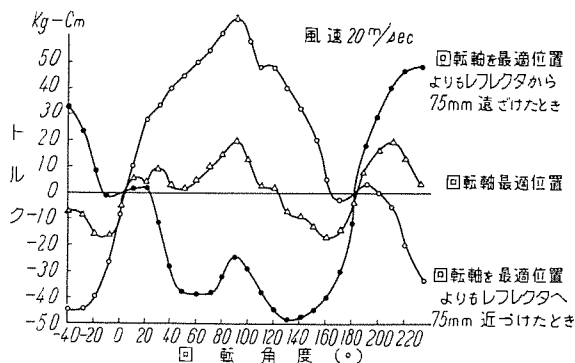
なお以上の、3,900 Mc 用の模型アンテナ実験の結果に基づき、のちほどこの模型を 3 倍に拡大した実物アンテナを製作し、これについて水平面内指向特性の実測を行った。その結果は、電力半値幅 7° 、側方および背面方向輻射電力は、いずれも極大輻射の -23 dB あるいはそれ以下であることが確かめられた。これは、3,900 Mc 用模型の実験結果とよく一致した数値であり、模型実験が現物のアンテナの性能を推定するのに非常に有効であることを示している。

3. 風洞実験

まえがき中で述べたように、なるべく軽量の駆動モータをもって、最大 40 m/sec の強風に耐えてなお充分にこのアンテナを回転し得るという要求を満たすためには、4 図例示のような適当な風力平衡臂をアンテナに装着すると共に、回転軸の位置を適当にえらんで、所要最大回転トルクをできるだけ少なくする方策を講じなければならない。そのような機械的設計上の資料を得る目的で、前節記載の 3,900 Mc 用模型につき、風速 $20 \sim 30\text{ m/sec}$ をもって風洞実験を実施した。

まず風力平衡臂を取付けない状態について、回転軸の位置をいろいろ変更し、各場合について、風向きと、トルクとの関係を調べた。その結果は、6 図に示すように、風向き変化によるトルク変化の度合、ならびにその極大値が一般に大きく、しかも回転軸のえらび方がその様子に相当鋭敏にきいてくる。回転軸の最適位置においては、風速 20 m/sec でトルクは 20 kg-cm 以内に収まっているが、回転軸の位置を、上記最適位置から反射鏡までの距離の約 $1/2$ に相当する 75 mm 程度前後に変えたと、トルクの最大値が急激に増大して、 $50 \sim 70\text{ kg-cm}$ にも達する。

これに対して、適当にえらんだ風力平衡臂を装着した結果は、トルク曲線の山を全くなくすることはできないが、全体として特性が非常に改善され、回転軸の位置を適当にえらべば、7 図に示すように、風速 20 m/sec について、トルクが 15 kg-cm 以内となり、しかも回転軸



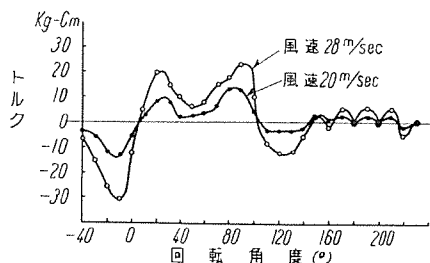
6 図 風力平衡鰭の無い時の模型アンテナにかかるトルク

Fig. 6. Wind torque without wind-balancing vanes.

位置変化によるトルク曲線の形の変動も、風力平衡鰭の無い時ほど顕著なものでなくなることがしれた。したがって、この場合は、回転軸位置の選択に多少の余裕を持たせ得るわけで、設計の實際上非常に有利である。

以上のような実験に基づき、このアンテナ模型を3倍に拡大した実物の1,300 Mc用アンテナを回転させるのに、0.3 HPの駆動モータを使用すれば充分であることが知られた。

参考のために、このように、風力に対する平衡を適当にとり、小駆動力のモータですませ得たことが、アンテナ



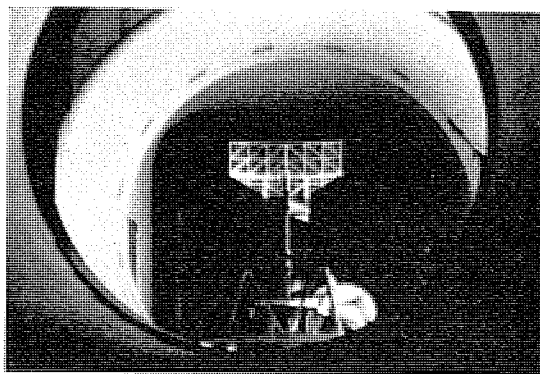
7 図 風力平衡鰭の有る時の模型アンテナにかかるトルク

Fig. 7. Wind torque with wind-balancing vanes.

と、仮りに平衡のとり方が悪くて、50 kg-cmのトルクがかかるような状態とを比べると、モータ動力は、後者が前者の3.3倍所要されることになり、前者用のモータとしては今回採用された0.3 HPのものが必要なるゆえ、後者では、1 HPのものが必要となる。これを連続運転用のD-Cモータとすれば、1 HP用のものは0.3 HP用のものに比し重量・容積共ほぼ2倍程度となるのが通常で、0.3 HPのものを40 kgとすれば、1 HPのものは80 kgの重さとなる。しかも所要回転駆動力が増大すれば、それに付随する回転諸機構の所要強度、したがってその重量・容積共増大することになる。とくに小型船舶の艦上に据付ける時等においては、この程度の重量の増減はしばしば非常に大きい問題となり得るのであって、

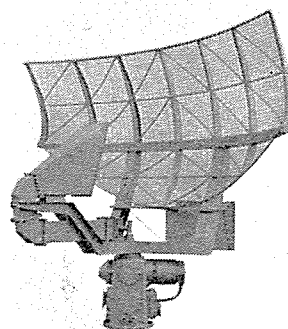
したがってこの種のレーダ設計に当って、風洞実験の持つ実際の意義の非常に大きいことが知れる⁽²⁾。

8 図および9 図の写真は、それぞれ風洞実験中の模型アンテナならびに完成された1,300 Mc用のアンテナを示している。



8 図 風洞実験中の模型アンテナ

Fig. 8. Model antenna under wind-tunnel tests.



9 図 1,300 Mc用として完成されたCosecant square beam アンテナ

Fig. 9. 1,300 Mc-Cosecant square beam antenna.

4. む す び

今回の cosecant square ビームのレーダ アンテナ製作にあたって得られた諸経験に基づき、かかる特殊なビーム整形を必要とする場合は、どの程度まで反射鏡の大きさを小さくし得るかということについての目安を得ることができ、またアンテナ設計に際し、模型による電氣的、ならびに機械的性能の検討を行うことが非常に有効であることが確認せられた。

なお本研究のため、風洞を使用させていただき、風洞実験実施に際して、種々ご教示を賜った大阪大学工学部千田教授および同教室の方々に厚く御礼申し上げる次第である。

文 献

- (1) S. Silver: Microwave Antenna Theory and Design, M. I. T. Rad. Lab. Series, **12**, § 13.6-13.9, (1947).
- (2) M. Mark: Torque Requirements of a Radar Antenna, Elect. Engr., **73**, No. 3, 262-264, (March, 1954).

直線偏波および円偏波の広帯域パラボラ・アンテナ

日本電信電話公社電気通信研究所 河津 祐元
無線機製作所 榎本 俊弥*・喜連川 隆**

Linearly and Circularly Polarized Broad-band Parabolic Antennas

Electric Communication Laboratory of the Japan
Telegraph and Telephone Corporation

Sukemoto KAWAZU

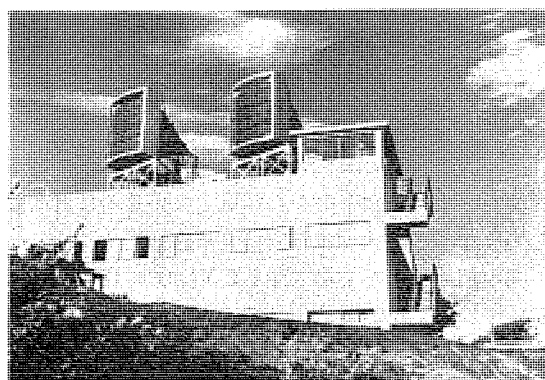
Electronics Works Toshiya KASHIMOTO・Takashi KITSUREGAWA

Necessary conditions of the broad band microwave antennas for super-multi-channel telephone and television relay link, defects of paraboloidal mirror antenna and method of glossing them are described herein. Construction and strength test as well as the electrical design and performance of linearly polarized broad-band paraboloidal mirror antennas and circularly polarized ones employed for Japan Telegraph and Telephone Corporation are accounted for, too. The frequency band used is 4,000 megacycles, the place of installation being between Sendai and Sapporo.

1. ま え が き

さきに日本電信電話公社の東京一名古屋一大阪間超多重電話およびテレビジョン中継 4,000 Mc マイクロ波回線に三菱電機より納入した、実用機としては恐らく世界最初と思われるパスレングス・レンズ・アンテナ^{(1)~(6)} (1図)は非常に好成績を納めたが、その後マイクロ波通信の進歩発展に伴いアンテナもまたさらに高性能低価格のものが要求されるに至った。

そこで振返ってマイクロ波超多重通信用アンテナの必要条件を考えて見るに、電気的にはできる限り広い周波数帯域にわたってアンテナの利得が高いこと、入力電圧定在波率が低いこと、前後方電界比およびアンテナ間の相互結合の低いことである。その他必要なことは機械的仕事が容易でしかも電気的特性が満されること、軽量でしかも機械的強度が充分なこと、またマイクロ波中継局は山頂等不便な所に設置しなければならぬことが多いので運搬、組立、試験調整および保守の容易なこと、また計算が容易で特性が理



1 図 電々公社東名阪線の 4,000 Mc パスレングス・アンテナ

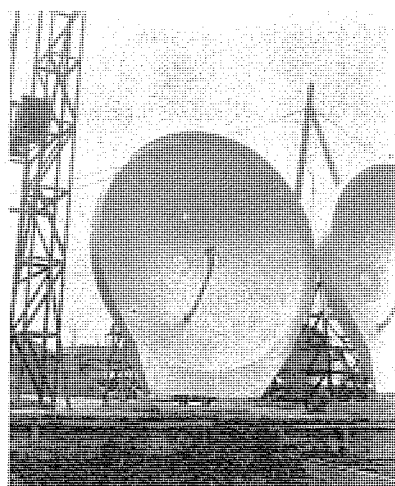
Fig. 1. Path-length lens antenna for 4,000 Mc band.

論的に予想できることも望ましい。さらにまた使用条件から考えるとアンテナは通常屋外にさらされているので高温低温蒸気雨雪氷結および強風等のような不利な気象条件によって機械的に劣化したり電気的性能が損われたりしないことが必要である。最後に最も肝心なことは値段の安いことである。

すなわち、パスレングス・レンズ・アンテナの1つの短所は利得能率がやや低いということである。上記東名阪回線のものは入力電圧定在波率がやや大きい、その原因はチョーク・カップリング・フランジを入力端に用いているためと、前面風防板に原始的ともいふべき単層誘電体板を用いているため⁽⁶⁾⁽⁷⁾とであって、現在の技術をもってすれば全周波数帯域にわたって 1.02 以下にすることも決して困難ではない。パスレングス・レンズ・

アンテナの最も大きな欠点は重量体積共に大きく値段もまた安くないということである。

以上のようなわけで製作容易にして最も軽量安価しかも利得能率の高いパラボラ・アンテナの種々の欠点を取り除き超多重中継回線に実用し得るものの開発に着手した。それが昭和29年電気3学会東京支部連合大会⁽⁸⁾⁽⁹⁾、昭和31年電気3学会連合大会⁽¹⁰⁾および本誌昭和29年臨時増刊号無線機特集⁽¹¹⁾に紹介した直線偏波のパラボラ・アンテナ



2 図 4,000 Mc 直線偏波パラボラ・アンテナ

Fig. 2. Linearly polarized paraboloidal mirror antenna for 4,000 Mc band.

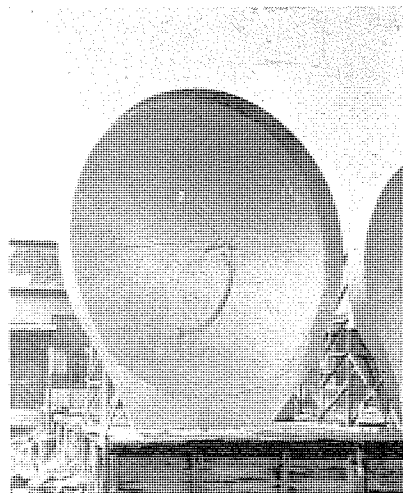
であって、三菱電機が電気通信研究所の指導により実用化したものが現在では日本電信電話公社の東京—仙台—札幌間超多重4,000Mc回線に24台使用されている。⁽¹⁰⁾(2図)

さらにその後パラボラ・アンテナの雨雪対策として円偏波パラボラ・アンテナのきわめて有効なことが電気通信研究所の実験結果により確かめられた⁽¹²⁾⁽¹³⁾が、たまたま三菱電機においてもパラボラ・アンテナ開発の開始と同時に円偏波アンテナ⁽¹⁴⁾の研究に着手していたので、電気通信研究所の資料に基づき優秀な性能を誇る円偏波パラボラ・アンテナの製品化に成功し、現在では日本電信電話公社の仙台—札幌間超多重4,000 Mc 回線に44台使用されている(3図)。これは実用回線としては恐らく世界最初の試みであろう。

以下本文においては、パラボラ・アンテナの欠点とその改善方法とを論じ、上記4,000 Mc 帯用の直線偏波および円偏波パラボラ・アンテナの構造と強度試験、ならびに電気的設計と試験成績等について簡単に述べる。

2. パラボラ・アンテナの欠点とその改善策

米国ベル・システムの広帯域中継方式であるTD-2方式はベル研究所にてパラボラ・アンテナ、ホーン・レフレクタ・アンテナ、⁽⁶⁾⁽¹⁵⁾ 平行 E 型金属板レンズ・アンテナ⁽⁶⁾⁽¹⁶⁾の研究を経て、結局周知の如く金属細長片装荷型遅延レンズ・アンテナ⁽⁶⁾⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾を用いている。⁽²⁰⁾ としてパラボラ・アンテナのおもなる欠点は、反射鏡からの反射波がフィード・ホーンにもどるためおよびフィード・ホーンの整合の不良なるために、入力電圧定在波率が高いこと、2 台のアンテナ間の相互干渉の少くないことであると考えていた。⁽²⁰⁾ ところが英国の S. T. C. はこれらの問題を上手に解決して、パラボラ・アンテナをテレビジョン中継に用いている。⁽²¹⁾ すなわち鏡面の反射は Vertex Matching Plate⁽²¹⁾⁽²³⁾の反射で巧みに打消し、フィード・ホーンも上手に整合を採っている。⁽²¹⁾ またアンテナ間の相互結合は焦点距離 F 対開口径 D の比 $\frac{F}{D}$ を小さくし、かつ遮蔽板を用いることによって軽減している。⁽²¹⁾ 東仙札超多重回線のものは電気通信研究所の実験結果により写真の如く円筒状で下部の垂れ下った遮蔽袴をつけてある。⁽⁶⁾⁽¹⁰⁾ このアンテナ間の相互干渉はフィード・ホーンから出て反射鏡に当たらない溢出輻射によるものが大部分を占めているので以上の手段をとると共にさらにフィード・ホーンの背面に電波吸収材料を貼



3 図 4,000 Mc 円偏波パラボラ・アンテナ

Fig. 3. Circularly polarized paraboloidal mirror antenna for 4,000 Mc band.

り付けるとか、内面に吸収材料を貼り付けた円筒をフィード・ホーンにかぶせる等の方法も考えられる。

またベル研究所の H. T. Friis 氏は鏡面に雪が積るのも工合の悪いことであるが冬季は電波伝播が良好であるから、これはフェーディングの勘定の中に入れてしまうことができると記している⁽²⁰⁾が、上記の遮蔽袴は雪除けをも兼ねている。鏡面に雪が積ると吸収損失および開口面の位相誤差による利得低下のほかアンテナ・ビームの方向が偏位するためにもアンテナ利得が低下する。⁽²⁴⁾

パラボラ・アンテナの重大な欠点として最後に残るのはフィード・ホーンの開口面に雨雪が付着し入力電圧定在波率が非常に大きくなるという問題であって、これがためにアンテナの入力電圧定在波率がしばしば 1.3 程度になるということが電気通信研究所の実験で確かめられている。⁽¹²⁾ マイ

カ膜面をシリコン樹脂で処理しても小さな水滴は落ちないので、これを吹き飛ばすために東仙札回線の直線偏波パラボラ・アンテナはフィード・ホーン開口に熱風を吹きつけているが、仙台札幌回線のものは円偏波を用いてこの反射を吸収板に吸収している。^{(12)~(14)} さきに発表したマイクロ波円偏波アンテナの論文⁽¹⁴⁾の記号をそのまま流用すれば、

$$\Gamma_x = \frac{1}{2}(\Gamma_x + \Gamma_r)$$

$$\Gamma_y = \frac{1}{2}(\Gamma_x - \Gamma_r) - j\Gamma_{xr}$$

となるので

$$\Gamma_{xr} = \Gamma_{rx} = 0 \quad \Gamma_x = \Gamma_r$$

なる時には

$$\Gamma_y = 0$$

となり

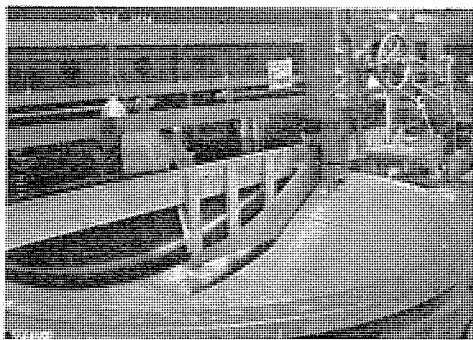
$$\Gamma_x = \Gamma_x = \Gamma_r$$

は吸収板に吸収されてしまう。すなわち円偏波が等方性の反射を受ける時には $\Gamma_y = 0$ となり饋電導波管に反射波は全く帰ってこない。

以上にてパラボラ・アンテナの欠点は現在の用途に対しては充分除かれたことになるが、F/D 比を小さくすると鏡面の周辺照射が不充分となり利得能率がやや低下する。またパラボラ・アンテナは反射を利用しているのでレンズ・アンテナよりも寸法公差が厳しくなる⁽⁶⁾が、これは工作技術で解決される問題である。

パラボラ・アンテナがレンズ・アンテナのように背面饋電ではなく開口前面中央から饋電しているのは好ましいことではなくアンテナの輻射特性に悪影響を及ぼしアンテナ間の相互結合をも増大する。Vertex Plate もまた輻射特性に良くない影響を及ぼすが、これらはすべてアンテナ開口径が波長に比し大きい場合にはその影響はきわめて少くなる。

超多重電話中継用マイクロ波アンテナに将来さらにきびしい電氣的性能が要求されるようになれば、重量体積



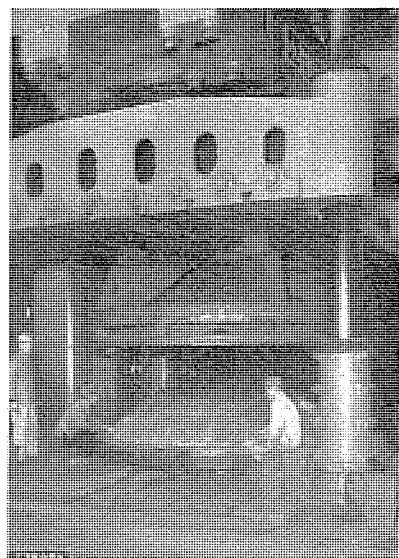
4 図 パラボラ反射鏡のプレス押型の面削り
Fig. 4. Surface cutting of press for paraboloidal mirror.

ならびに価格の点は或る程度犠牲にして、ホーン・レフレクタ⁽⁶⁾⁽¹⁵⁾ パスレンクス・レンズ・アンテナ^{(1)~(6)} または 2 次元パスレンクス・レンズと 2 次元パラボラ・レフレクタとを組み合わせた桜井式アンテナ⁽²⁵⁾⁽²⁶⁾ が用いられることになるであろう。⁽²⁷⁾ この 3 者を比べると、ホーン・レフレクタは垂直水平の両偏波を用い得るのが特長で、米国のベル・システムではホーン・レフレクタ・アンテナが 4,000, 6,000, 11,000 Mc の TD-2, TH, TJ 方式の共用アンテナとして実用化されつつあり、⁽¹⁵⁾ 電気通信研究所においてもすでにかかる類のものの実用化研究が進められている。

3. 構造および強度試験

直線偏波および円偏波の両アンテナ共に回転抛物面反射鏡の開口直径が 3,300 mm で焦点が開口面内にあるのでその焦点距離は 825 mm である。反射鏡部は架台取付枠により支えられており、これによりアンテナ・ビームの方向を上下、左右共に $\pm 5^\circ$ ずつ調整可能になっており、フィード・ホーンの位置を変えることによりアンテナ・ビームの方向をさらに上下、左右共に $\pm 2^\circ$ だけ微細調整ができるようになっている。フィード・ホーンの開口面にはマイカ膜を貼り付けて雨雪、小動物の侵入を防ぐと共に饋電導波管の内部を気密に保つようにしてあって、直線偏波のパラボラ・アンテナの場合にはこのマイカ膜に付着した雨雪を吹き飛ばすように毎秒 100 l の熱風をノズルから噴出さすようになっている。これらのアンテナは共に風速 60 m/sec に耐える設計になっている。

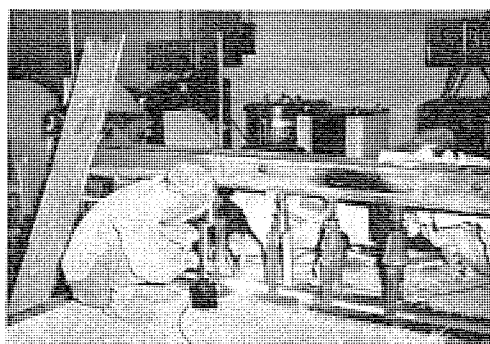
さて、以下に機械的諸問題について主とし



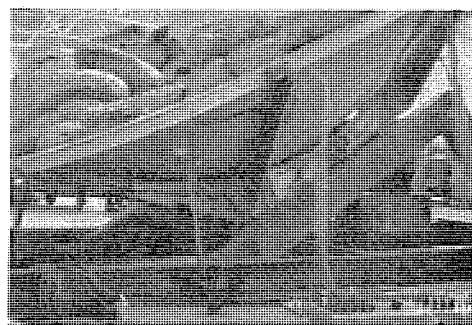
5 図 パラボラ反射鏡のプレス状況
Fig. 5. Press arrangement for paraboloidal mirror antenna.

し、均一性があり量産的である。しかも重量の点から考えても鋳物ならば 8~10 mm 程度の肉厚を要し、補強のためにさらに肉厚の大なる部分があるので開口径 3,000 mm のものでも 500 kg を越えるのにプレスならば板厚 6 mm で充分であるから、開口径 3,300 mm のもので補強フレームを含めて 370 kg 程度になり軽くて都合が良い。そこでプレスによって作ることとした。4 図はプレスの金型で総重量は約 40 t、仕上り精度は ± 0.2 mm で、プレス後のスプリング・バックを押えるために若干の修正を施してある。新三菱重工神戸造船所の 1,600 t プレスによるプレス状況を 5 図に示す。

反射鏡の材質としては、耐食性が良く、電気伝導度が大きく、軽量でしかも加工性が良く、溶接の容易なることが必要であるので純アルミニウムの完全焼鈍したものを用いることとした。1 枚板を得ることは困難なために 1m x 4m の板を 4 枚アルゴン電弧溶接したが、完全焼鈍の純アルミニウム板であるために溶接部の強さが低下したりすることなく、各部均一な強度できわめて好都合である。この溶接用の予熱装置、治具、溶接具等の写真を 6 図に示す。



6 図 純アルミニウム板溶接用の予熱装置治具、溶接具等
Fig. 6. Welding arrangement for pure aluminium plates.



7 図 パラボラ・アンテナの応力測定
Fig. 7. Resistance strain gauges on parabola antenna.

板厚を6mmとしたのはプレス加工の点を考慮したのと変形の点からとであって、強度計算上は十二分の強度がある。砂袋により荷重をかけて変形を測定した結果風速63m/secに相当する5.5tの荷重に対して、反射鏡の最大歪は1mm程度であって、アンテナ gain には実質上影響がない。また三菱電機研究所材料研究室においてはこれらの計算や実験を行うと共に、7図の如く抵抗線歪計を貼り付けて応力を測定したが⁽¹²⁶⁾風速60m/sec相当の砂袋荷重に対し反射鏡の最大引張応力は1kg/mm²で、純アルミニウムの引張り張さ8~10kg/mm²と比較して8~10の安全係数となり充分安全である。また背面よりの風圧による挫屈に対する安全性を確めるために全風圧の2倍の荷重を中央の直径1/2以内の部分に載せてみたがダイヤル・ゲージによる測定の結果変形はわずかに0.6mmでなんら異常が認められなかった。なお、反射鏡の補強フレームは曲面精度に影響を与えるのでフレームの応力測定も行ったが、最大引張応力は14.8kg/mm²、最大圧縮応力は12.2kg/mm²で、計算を裏書きする結果となっており充分安全である。

反射鏡部の全重量は406kgで、そのうち反射鏡のみが200kg、補強フレームが170kgで、遮蔽袴が36kgである。なお、直線偏波パラボラ・アンテナの1次輻射器部の重量は14kgで、これを保持するステイは3本で2.3kg、熱風吹付装置の重量が2kgであるから総重量は424kgとなる。また円偏波アンテナの1次輻射器部の重量は15kgで、ステイ3本で2.3kg、熱風装置はないから総重量は423kgである。

4. 各部の電氣的設計と試験結果

ア. 反射鏡部

アンテナ間の相互結合は主としてフィード・ホーンを出て反射鏡に当らずにその周辺から溢出する輻射エネルギーによるので、フィード・ホーンを反射鏡にて充分遮蔽するように焦点距離対開口径比 F/D を0.25とした。すなわちフィード・ホーンが開口面内にある。そして、さらに下部の垂れ下った軸長300mmの円筒状遮蔽袴⁽¹⁸⁾を反射鏡の縁に取付けて、結合係数の改善を図っている。この遮蔽袴と反射鏡の鍔との間から電波の漏洩しないようにその電氣的接触にはとくに注意を払ってある。

また直線偏波のパラボラ・アンテナは入力電圧定在波率をできる限り下げするために反射鏡の中央部に Vertex Matching Plate^{(21)~(23)}を取付け、鏡面からの反射を打ち消している。この円板は曲率半径が拋物面鏡頂点の曲率半径と同じすなわち焦点距離 F の2倍で、直径は波長を λ とすると $(4F\lambda/3)^{1/2}$ すなわち290mmである。反射鏡表面からこの板面までの間隔は可変にしたけれども、実際には計算値をもとにして実験的に定めた一定値に固定して差支えなかった。Vertex Plateの面積は反射鏡の面積のほぼ $\lambda/12F$ であるか

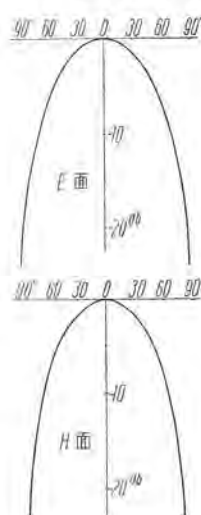
ら波長 λ に比し大きなアンテナの場合には輻射特性に悪影響を及ぼさない。なお、円偏波パラボラ・アンテナの時には Vertex Plate はもちろん不要である。

反射鏡面の仕上り寸法精度は軸方向に沿った理想曲面からの最大偏差を中央部では3mm以下、周辺部では6mm以下に押えてある。すなわち、開口面における電界の位相誤差が最大30°を越えないようにしてある。そのわけは、鏡面に大きな周期の彎曲がある時のアンテナ開口位相誤差分布を、実際に生じそうな種々の簡単な函数で表わすと最大位相誤差が30°以下ならばアンテナ利得の低下は大体0.1db以下となり、また鏡面の小さな凹凸の分布がガウスの正規分布にしたがうものとすればこれによる標準位相偏差が10°以下ならばアンテナ利得の低下が0.1db以下となる⁽¹¹⁰⁾からである。すなわち鏡面の仕上寸法精度をこれ以上にあまりきびしくしても値段が高くなるばかりで実益はほとんどない。

イ. 直線偏波アンテナの1次輻射器部

直線偏波パラボラ・アンテナの1次輻射器部は直線偏波用フィード・ホーンとH面2回角曲り導波管とが1体となった1次輻射器と、H面大曲り導波管との2つの部分製品から成っている。また既述の如くフィード・ホーン開口のノズルから毎秒100lの熱風を噴出させてマイカ膜上の雨雪を吹き飛ばすようにしてあるので、これがための送風管および空気加熱装置等がこの部分に付属している。

普通のマイクロ波通信装置の場合のようにアンテナ間の相互結合にあまりきびしい制限のない時には、フィード・ホーンの開口寸法はアンテナ利得がなるべく大きくなるように選ぶ。そうするとフィード・ホーンの1次輻射指向特性は反射鏡周辺を截る所が最大輻射の-10db程度になる。ところがここに述べるアンテナの場合の如くアンテナ間の側面結合が-80db以下を要求されている時にはそのようにはできない。アンテナ間の相互結合のもとになる広角度輻射は主として反射鏡周辺から溢出するエネルギーによるからである。すなわちフィード・ホーンの1次輻射特性を反射鏡周辺を截る所、90°方向が最大輻射方向、すなわち0°方向の-20~-25db程度になるようにフィード・ホーンの開口寸法を選んだ(8図)。その結果アンテナ中心間隔4mにて側面結合が-75db程度となり、さらに電気通信研究所で研究の結果遮蔽袴を用うることにより15db前後改善されて、結局-87~-100db程度となっている。⁽⁸⁾⁽¹²⁾



8図 直線偏波1次輻射器指向特性
Fig. 8. Radiation pattern of linearly polarized primary radiator.

フィード・ホーンのインピーダンス広帯域整合は、開口面および開口のマイカ膜の容量性ササセブタンスを開口に設けた誘導性窓で打消し、さらに共振窓を1/4波長離れた所に置いて周波

数特性を改善するのが普通であって、英国 S. T. C. のもの⁽²¹⁾ 電気通信研究所の試作品、三菱電機より防衛庁技研へ納入したもの⁽²⁹⁾ 等はすべてこのようにしてある。しかしながら共振窓を用いるのは量産的ではないので新しく考案したのが開口マイカ押えのフランジの厚さを加減することによりコンダクタンス分を補償し、ただ1本の容量性ビスでサセブタンス分を適当に補償する広帯域整合法である。これは工作および調整が共振窓を用いたものよりも非常に簡単であるから、数多く作る時にはとくに具合が良い。

H 面 2 回角曲り導波管はおおのの曲り角が或る 1 つの周波数を中心として広帯域にわたって無反射となるように角に誘導性窓を設け、他の 1 つの周波数において 2 つの曲り角の反射が互に打消しあうように 2 つの曲り角の間の距離を選んであるので、相異なる 2 つの周波数において反射が零となり非常に広い周波数範囲にわたって反射がきわめて少くなっている。

フィード・ホーンと H 面 2 回角曲り導波管との反射の周波数特性が互に打消しあうように両者の間隔を定めてある。両者を 1 体とした 1 次輻射器の入力アドミタンスを 9 図に示す。入力電圧定在波率は 3,640~4,200 Mc にわたって 1.03 以下になっている。

H 面大曲り導波管、いわゆる象の鼻は 45° ずつ 2 回半径 365 mm にて曲げてある。これはアンテナ開口面に真直ぐに張り渡すよりも強度が大でしかも見たところなかなか美しいけれども工作技術課で曲線曲り導波管の製作法の研究を重ねた結果、その反射を零に近くすることができたものである。

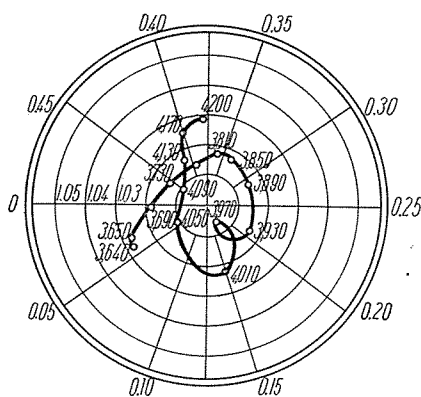
1 次輻射器と H 面大曲り導波管とを組立てた 1 次輻射器部全系の入力電圧定在波率を 10 図に示す。入力電圧定在波率は 3,640~4,200 Mc にわたって 1.05 以下になっている。

ウ. 円偏波アンテナの 1 次輻射器部

円偏波パラボラ・アンテナの 1 次輻射器部は円偏波用円形フィード・ホーンと円偏波を発生するいわゆる 1/4 波長板とが 1 体になった円偏波 1 次輻射器、矩形円形変換テーパ導波管、H 面 1 回角曲り導波管および H 面大曲り導波管の 4 つの部分製品から成り立っている。

フィード・ホーンはアンテナ利得を改善する

直線偏波および円偏波の広帯域パラボラ・アンテナ・河津・樫本・喜連川



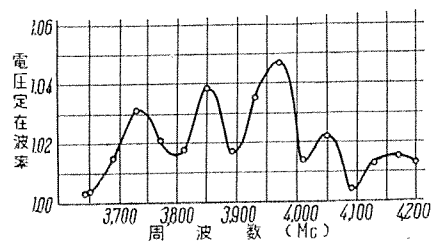
9 図 直線偏波アンテナの H 面 2 回角曲り導波管付き 1 次輻射器の入力アドミタンス

Fig. 9. Input admittance of linearly polarized primary radiator with H-plane double corner bend.

ためにマイカ押えのフランジの寸法を適当に選んで 1 次輻射指向特性を上げてあるので、これがためにアンテナ利得が約 0.5 db 高くなることになっているが、直線偏波用のものと同様に 90° 方向の輻射はやはり 0° 方向の輻射と比べて -20~-25 db 程度になるようにしてある。(11 図)。

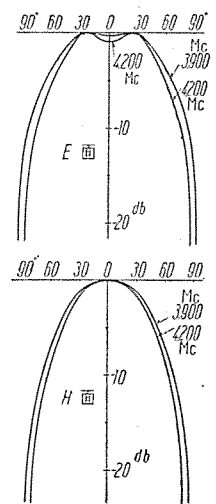
広帯域 1/4 波長板としては差動型鰭付広帯域 1/4 波長板⁽³⁰⁾ 和動型容量性棒付金属鰭装荷小型広帯域 1/4 波長板⁽³¹⁾ 等新しいものを考案したが、結局電気的特性の最も良い 12 図の如き誘電体板入り 1/4 波長板を用いることとした。これは電気通信研究所で開発され、⁽¹³⁾ その後さらに三菱電機において広帯域化の理論を検討したものである。⁽³²⁾ 誘電体板入り 1/4 波長板は縮退導波管内に誘電体板を挿入し、電気ベクトルが誘電体板に平行な電波と垂直な電波との位相速度差により直線偏波を円偏波に変換するものである。⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾ 誘電体板としては屋外のきびしい気象条件を考慮して耐熱耐寒特性が良く機械的性質も優れている 3 弗化 1 塩化ポリエチレンを用い、反射を少なくするため板の両端にテーパをつけた板を 3 枚に割って管軸方向に 1/4 波長ずらせてある。誘電体板の厚さは最も広い周波数範囲にわたって円偏波率が 1 に近くなるように理論的に求めたものである。

矩形円形変換テーパ導波管は量産の見地からプレス加工で作ってある。内部に反射波を吸収



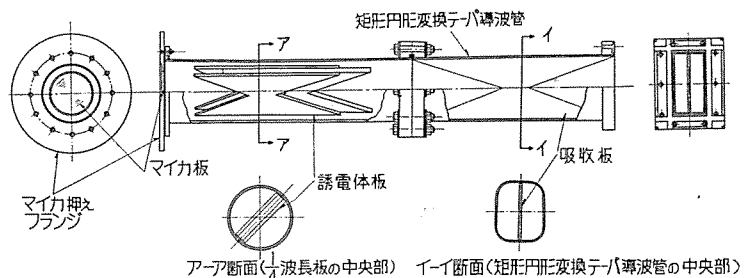
10 図 直線偏波アンテナの 1 次輻射器部全系の入力電圧定在波率

Fig. 10. Input standing wave ratio of linearly polarized primary radiator with H-plane double corner bend and H-plane curved bend.



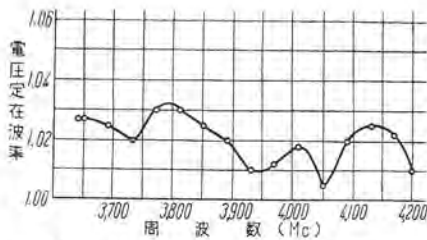
11 図 円偏波 1 次輻射器指向特性

Fig. 11. Radiation pattern of circularly polarized primary radiator.



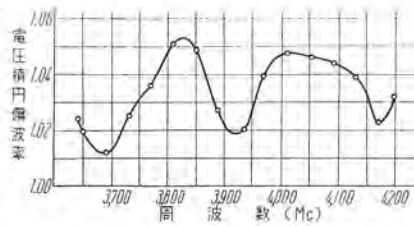
12 図 変換導波管付き円偏波 1 次輻射器

Fig. 12. Circularly polarized primary radiator with transition section.



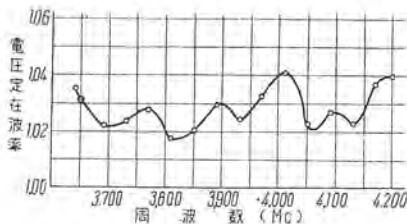
13 図 (a) H 面 1 回角曲り導波管および変換導波管付き円偏波 1 次輻射器の入力電圧定在波率

Fig. 13-a. Input voltage standing wave ratio of circularly polarized primary radiator with transition section and H-plane single corner bend.



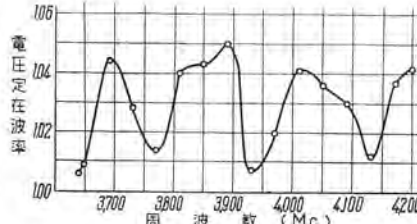
13 図 (b) 円偏波 1 次輻射器の電圧楕円偏波率

Fig. 13-b. Voltage ellipticity ratio of circularly polarized primary radiator.



14 図 円偏波アンテナの 1 次輻射器全系の入力電圧定在波率

Fig. 14. Input voltage standing wave ratio of circularly polarized primary radiator with transition section, H-plane single corner bend and H-plane curved bend.



15 図 直線偏波パラボラ・アンテナの入力電圧定在波率

Fig. 15. Input voltage standing wave ratio of linearly polarized paraboloidal mirror antenna.



16 図 直線偏波パラボラ・アンテナの E 面内輻射特性

Fig. 16. E-plane radiation pattern of linearly polarized paraboloidal mirror antenna.

波管であって直線偏波アンテナに用いたものよりも電気性能が改善されている。

以上を組み立てた円偏波 1 次輻射器部全系の入力アドミタンスを 14 図に示す。入力電圧定在波率は 3,640~4,200 Mc にわたって 1.04 以下になっている。

1 表 東仙札超多重中継回線向直線偏波パラボラ・アンテナの利得

周波数	3,700 Mc	3,950 Mc	4,200 Mc
規格	39 db	39.5 db	40 db
24 台の最小	39.3	39.8	40.2
平均	39.4	40.0	40.3
最大	39.6	40.1	40.4

するための電波吸収板を挿入してあるがこの吸収板の挿入損失はほぼ 0.2 db 程度である。

円偏波 1 次輻射器とこの変換導波管と後述の H 面 1 回角曲り導波管とを接続したものの入力電圧定在波率を 13 図 (a) に示す。先端を短絡した時の入力電圧定在波率が電力楕円偏波率に等しくなるので、この平方根から電圧楕円偏波率が簡単に求められる。このようにして測定したのが 13 図 (b) である。3,640~4,200 Mc にわたって入力電圧定在波率は 1.035 以下に、電圧楕円偏波率は 1.055 以下になっている。なお、1/4 波長板には誘電体板が、変換導波管には吸収板が入れているので両者を組み合わせたものを周波数 1,000 cycle/sec、振幅 1 mm の振動試験機に 1 時間かけて振動試験を行っている。

H 面 1 回角曲り導波管は電気通信研究所で開発されたもの⁽³³⁾であって、一對の容量性ビスにより広帯域整合を採ったものであり、工作調整共に簡単である。

H 面大曲り導波管は半径 830mm の 90° 1 回曲り導

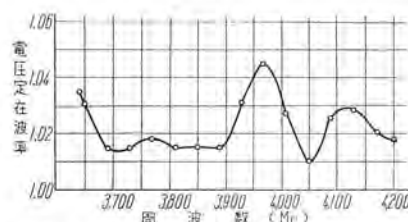
2 表 仙札超多重中継回線向円偏波パラボラ・アンテナの利得

周波数	3,700 Mc	3,950 Mc	4,200 Mc
規格	39 db	39.5 db	40 db
44 台の最小	39.1	40.4	40.1
平均	39.4	40.6	40.4
最大	39.7	40.9	40.7

5. 直線偏波パラボラ・アンテナの電気的性能

この直線偏波パラボラ・アンテナの使用周波数範囲は 3,600~4,200Mc であって、入力電圧定在波率は 1.07 以下ということになっている。日本電信電話公社の東仙札超多重中継回線に納入した 24 台中可でもなく不可でもない代表的なものの入力電圧定在波率 σ を 15 図に示す。 σ は 1.05 以下になっている。またこの 24 台のアンテナの利得の規格値、平均値、最大最小値を 1 表に示す。

輻射指向特性は主ビームの電力平値幅が E 面(水平面)で約 1.7, H 面(垂直面)で約 1.6³⁾であって、1st side lobes は H 面の方が E 面よりもやや高いが主ビームから -24 db よりも低いレベルにある。⁽¹⁰⁾ 水平面内すなわち E 面の輻射指向特性を 16 図に示す。広角度輻射のレベルは遮蔽帯を取り付けない状態で -50~-60 db になっているが、1 次輻射器の最大輻射方向の利得を 6 db、背面方向の利得はこれよりも 20~25 db 低いものとすれば計算上は -54~-59 db となり良く合っている。また



17 図 円偏波パラボラ・アンテナの入力電圧定在波率

Fig. 17. Input voltage standing wave ratio of circularly polarized paraboloidal mirror antenna.

電気通信研究所の測定では遮蔽帯を取り付けた場合に側方結合はアンテナ中心間隔 4 m にて -87~-100 db、後方結合は -100 db 以下になっている。

6. 円偏波パラボラ・アンテナの電気的性能

この円偏波パラボラ・アンテナの使用周波数範囲は3,600~4,200Mcであって、入力電圧定在波率 σ は1.08以下ということになっている。日本電信電話公社仙札超多重中継回線に納入した44台中のとくに良くも悪くもない代表的なものの入力電圧定在波率 σ を17図に示す。 σ は1.045以下になっている。

この44台のアンテナの利得を2表に示す。平均利得が3,700および4,200Mc共に直線偏波のものと大差がないのに、3,950Mcにおいてのみ直線偏波のものよりも大きいのは既述の如く3,950Mcのアンテナ利得が高くなるようにフィード・ホーンの1次輻射指向特性をマイカ膜押えのフランジの寸法で加減してあるのが主な原因である(11図)。このアンテナの輻射指向特性は直線偏波のアンテナとあまり変っていない。

7. む す び

以上はごく概括的なところであるが、日本電信電話公社の東京一仙台一札幌間4,000Mc超多重回線向にこのパラボラ・アンテナが66台納入されておりその特性のほどが期待されている。とくに円偏波パラボラ・アンテナを雨雪対策としてかかる通信回線に用いたのは恐らく世界最初の試みであって斯界の注目の的となっている。詳しくはすでに電気通信研究所より発表されている論文(8)(9)(10)(12)(13)および本誌発行前に電気通信研究所より発表される予定の論文を参照されたい。

終りに臨みこのアンテナを開発するに当って電気通信研究所元電波課長松尾氏、横山氏、元無線課長横井氏、染谷無線課長、深見無線課長補佐、ならびに日本電信電話公社臨時極短波部并手設計係長、同技師長室調査課小西無線係長その他の各位より始終ご指導ご鞭撻を頂いたことを深謝する。

参 考 文 献

- (1) W. E. Kock: "Path-Length Lenses" Proc. I. R. E., vol. 37, pp. 852~855, Aug., 1949.
- (2) 通研: "完成したパスレンクス・レンズ空中線" 通研月報, vol. 5, No. 12, pp. 613~614, 昭和28年12月
- (3) 竹内, 河津, 大橋: "パスレンクス・レンズ空中線" 昭和28年電気3学会支部連合大会予稿, p. 401.
- (4) 竹内, 河津, 和田, 小口, 大橋: "パスレンクス・レンズ・アンテナ" 通研実用化報告, vol. 2, No. 2, pp. 172~207, Aug., 1953.
- (5) 河津, 喜連川: "マイクロ波中継用アンテナ" 電気通信学会アンテナ研究専門委員会資料, 昭和29年4月9日.
- (6) 喜連川隆: "マイクロ波アンテナとその諸問題" 三菱電機, vol. 28, 臨時増刊号無線機特集, pp. 15~27, 昭和29年8月26日.
- (7) 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.
- (8) 河津, 大橋, 加藤, 沼野: "パラボラ・アンテナのside to side 結合とその遮蔽効果について" 昭和29年電気3学会東京支部連合大会講演論文集, p. 489, 昭和29年10月.
- (9) 河津, 大橋: "パラボラ・アンテナのDe-focusingについて" 昭和29年電気3学会東京支部連合大会講演論文集, p. 490, 昭和29年10月.
- (10) 河津, 大橋, 加藤: "東仙超多重回線のアンテナ系について" 昭和31年電気3学会連合大会講演論文集, p. 587, 昭和31年4月.
- (11) 薄井廉介: "3.3m 直径マイクロ波用パラボラ空中線の試作と電気ならびに機械的性能" 三菱電機 vol. 28, 臨時増刊号無線機特集, pp. 6~7, 昭和29年8月26日.
- (12) 河津, 大橋, 加藤: "マイクロ波中継方式用円偏波アンテナについて" 昭和31年電気3学会連合大会講演論文集, p. 558, 昭和31年4月.
- (13) 河津, 大橋, 加藤, 石井, 喜連川: "円偏波1次輻射器" 電気通信学会アンテナ研究専門委員会資料, 昭和30年11月15日.
- (14) 三戸, 浅井, 村井, 薄井, 津村, 喜連川: "マイクロ波円偏波アンテナ" 三菱電機, vol. 29, No. 7, 無線機特集, pp. 348~355, 昭和30年7月.
- (15) A. T. Corbin and A. S. May: "Broadband Horn Reflector Antenna" Bell Laboratories Record vol. 33, No. 11, pp. 401~404, Nov., 1955.
- (16) W. E. Kock: "Metal-lens Antenna" Proc. I. R. E., vol. 34, pp. 828~837, Nov., 1946.
- (17) W. E. Kock: "Metallic Delay Lenses" B. S. T. J., vol. 27, pp. 58~83, Jan., 1948.
- (18) A. H. Lince: "Antennas for TD-2" Bell Laboratories Record, vol. 30, No. 2, pp. 49~55, Feb., 1952.
- (19) 喜連川隆: "金属細長片装荷型擬似誘電体の等価誘電率と損失" 昭和27年10月, 電気3学会関西支部連合大会予稿, p. 138 (12. 13).
- (20) H. T. Friis: "Microwave Repeater Research" B. S. T. J., vol. 27, pp. 183~246, 1948.
- (21) G. King, L. Lewin, J. Lipinski and J. B. Setchfield: "Microwave Techniques for Communication Links" Proc. I. E. E., vol. 99, Part III, No. 61, pp. 275~288, Sep., 1952.
- (22) A. B. Pippard and N. Elson: "The Elimination of Standing Waves in Aerials Employing Paraboloidal Reflectors" Jour. I. E. E. vol. 93, Part III A, p. 1531, 1946.
- (23) S. Silver: "Microwave Antenna Theory and Design" M. I. T. Radiation Laboratory Series vol. 12, 1949: § 12.9, The Vertexplate Matching Technique.
- (24) 浅見, 小沢, 鈴木, 石塚: "マイクロ波輻射系への着氷雪の影響" 昭和31年電気3学会連合大会講演論文集, p. 560, 昭和31年4月.
- (25) 桜井時夫: "新しい広帯域アンテナの原理とその構造" 電気通信学会誌, 第36巻, 第348号, pp. 224~228, 昭和28年5月.
- (26) 小口, 神瀬: "新しい広帯域アンテナの特性" 電気通信学会誌, 第36巻, 第348号, pp. 228~230, 昭和28年5月.
- (27) 喜連川隆: "マイクロ波アンテナ" 昭和30年度電気関係学会関西支部連合大会部門講演要旨集, pp. 45, 47, 昭和30年10月.
- (28) 前田, 水野, 鶴原: "最近における応力測定とその応用" 三菱電機, vol. 30, No. 2, 研究所創立20周年記念特集, pp. 157~161, 昭和31年2月.
- (29) 薄井廉介: "7,500Mc 広帯域パラボラ空中線" 三菱電機 vol. 29, No. 7, 無線機特集, p. 346, 昭和30年7月.
- (30) 喜連川, 信岡, 中原: "差動型蝸付導波管広帯域1/4波長板" 昭和31年電気3学会連合大会講演論文集, p. 591, 昭和31年4月.
- (31) 喜連川, 信岡: "小型広帯域マイクロ波1/4波長板" 三菱電機, vol. 30, No. 2, 研究所創立20周年記念特集, pp. 114~117, 昭和31年2月.
- (32) 喜連川, 立川: "誘電体板入り導波管型1/4波長板の広帯域化" 輻射科学研究会第2.3.4部会資料, 昭和31年4月21日.
- (33) 河津, 大橋, 石井: "リアクタンス素子による広帯域整合の方法" 昭和30年電気3学会連合大会講演論文集, p. 643, 昭和30年5月.

FT-2 型 VHF 多重無線装置

無線機製作所 小田達太郎*・黒田忠光**・上野芳雄**・平岡敏也**

Type FT-2 VHF Multiplex Communication Equipment

Electronics Works

Tatsutaro ODA・Tadamitsu KURODA
Yoshio UENO・Toshiya HIRAOKA

Demand for multiplex communication equipment is showing marked increase year after year with the development of very high frequency communications. In line with the trend Mitsubishi builds two kinds of standard products as VHF multiplex units. Of them Type FT-2 VHF set is gaining popularity because of its simple construction and easy maintenance and operation to the extent of ordinary ultra short wave set, besides being inexpensive and suitable for a short distant communication.

1. ま え が き

一般 VHF 通信のいちじるしい発展とともに、VHF 多重無線装置の需要は逐年増加の一途をたどり、2 回線制御数回線の簡易な多重無線機の要望も漸時多くなってきた。

当社はすでに一般 MT 管 VHF 無線機の各種標準化を終り量産態勢に入っているが、今回 VHF 多重無線装置の一環として、去る昭和 28 年に製作した GT 管使用の FT-1 型 VHF 多重無線装置をより一層改良して MT 管化し、比較的簡易ではあるが種々の用途に適用性の大きい FT-2 型 VHF 多重無線装置の標準化を完了したので、本装置の概要にあわせて納入実績の 1 例を紹介する。

2. 装置の構成および性能

ア. 構 成

本装置は、1 表の各部より構成され、適当な端局装置および空中線装置を任意に組合せることによって、種々の用途に使用することができる。

1 図および 2 図は送受信装置機器内部の外観配置を示す。

イ. 性 能

- (1) 周波数 160 Mc 帯 (160~170 Mc)
- (2) 送信出力 5 W または 10 W
- (3) 電 源 A-C 50~60 c/s, 90~110 V (約 320 VA) または 180~220 V
- (4) 回 線 数 電話換算 3 通話路
打合電話回線を除く他の 2 通話路は適当な端局装置を組合せて、おのおの下記のうち任意に使用可能である。
模写電送——1 回線
電 信 } おのおの大略 7 回線程
遠隔制御 } 度以下
遠隔測定 }
- (5) 実用範囲 見透しで大略 50 km 程度まで

(注) 3 図に本装置の受信機空中線端子入力電圧と 1CH 当りの総合 S/N 比の関係を示す。これにより、各種の用途に対して適切な考慮のもとに使用空中線および端局装置の構成を定めれば、実用上上記の程度をさらに上回る回線構成も期待することができる。

なお 3 図は、後記文献を参考にし、若干の仮定を挿入した理論計算によるものであるが、実測的にも近似的裏付けが行われている。

3. 送受信装置各部の仕様

ア. 送 信 部

(1) 構 成

本送信部の構成は、4 図に示すとおりで、とくに 24 時間連続使用における送信出力管の安定性と、変調部の歪率およびレベル変動に留意し、誘導による S/N 低下に対しても充分な考慮をはらってある。また各部の点検、調整もきわめて容易である。

(2) 定格、機能

送信周波数範囲 160~170 Mc

周波数通倍 72 通倍

変調方式 水晶制御位相変調方式

周波数偏差

周囲温度 -20°~+40°C

にて ±0.005% 以内

定 格 出 力

5 W または 10 W (一部

諸元変更による)

スプリアス輻射強度

搬送波に対して -60 db

以下

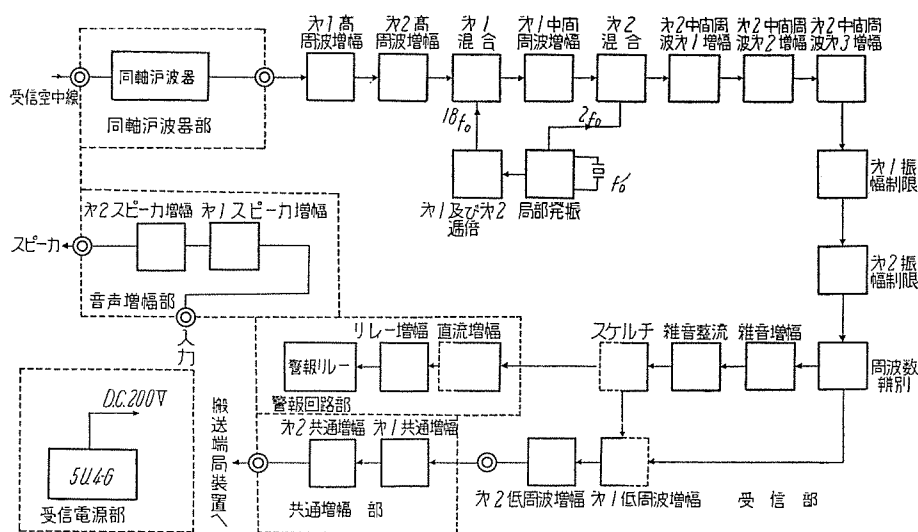
送信出力インピーダンス

75 Ω 不平衡

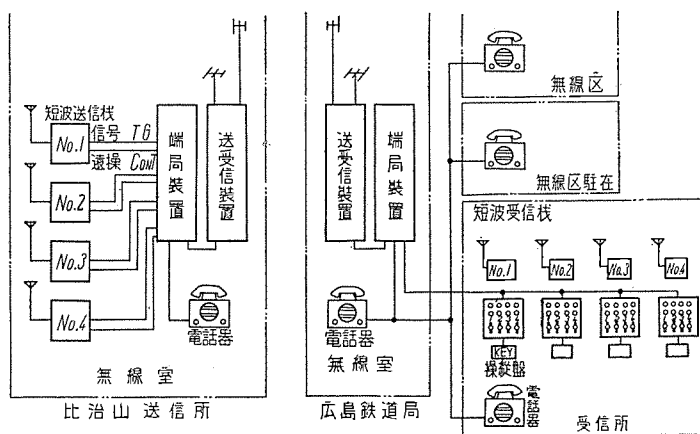
定在波比 2 まで整合可能

1 表 構成品目一覧表

品 名	内 容
送受信装置	同軸濾波器部 1
	警報回路部、音声増幅部 1
	送 信 部 1
	共通増幅部 1
	受 信 部 1
	操 作 部 1
	受信電源部 1
	送信電源部 1
	電圧調整部 1
	同軸ケーブル 1
	架 1
端局装置	1 架
空中線装置	送信空中線 1
	受信空中線 1
付 属 品	1 式



5 図 受信部系統図
Fig. 5. Schematic diagram of receiver.



6 図 多重回線ブロックダイアグラム (全体)
Fig. 6. Block diagram of multi-plex equipment.

オ. 警報回路部

(1) 送信警報回路部

送信出力の一部をゲルマニウム検波器によって整流し、可変抵抗器、直流増幅管およびリレーを組合せて、送信出力が低下した場合に可聴可視の警報を発するものとし、かつ警報を発する場合の送信出力の低下度を任意に調整し得るようにして、故障の早期発見が容易なように構成してある。

(2) 受信警報回路部

スケール回路の電圧を並列に利用して、受信入力が増少した場合、または 1st lim までの回路に故障を生じ、1st lim 電流が減少した場合に可聴可視の警報を発するものとし、前項と同じく警報を発する場合の 1st lim 電流の減少の割合を、可変抵抗により調整可能としてある。

カ. 電源部

受信電源部、送信電源部、電圧調整部の 3 つの部分に分割され、それぞれ下記の容量を有している。

(1) 送信電源部

入 力

A-C 100 V 50~60 c/s

出 力

第 1 高圧 D-C 350 V

+50 V, -20 V

約 130 mA

第 2 高圧 D-C 250 V

±10 V, 約 70 mA

パイロットランプ A-C

6.0 V ±0.5 V 約 0.3 A

フィラメント A-C

6.3 V ±0.3 V 約 4.6 A

リップル含有率

第 1 高圧 0.3% 以下

第 2 高圧 0.1% 以下

(2) 受信電源部

入 力

A-C 100 V 50~60 c/s

出 力

受信高圧 D-C 200 V ±10 V

約 130 mA

フィラメント A-C 6.3 V

±0.3 V 約 7.8 A

リップル含有率

受信高圧 0.1% 以下

キ. 同軸濾波器

同時送受信の状態において自局の送信出力によって、自局の受信機に障害を惹起する程度は、下記の諸条件によって左右される。

- (1) 送、受周波数間隔
- (2) 送、受空中線形式および据付位置間隔
- (3) 送、受スプリアス周波数間の相互干渉
- (4) 送、受空中線偏波区別の実施
- (5) 受信機自体の近接波による感度低下特性

しかるに最近の傾向として、割当てをうける周波数の間隔は余り大きくは望み得ず、反面空中線建設の経費節減、その他の理由によって、同一鉄塔等に可及的接近して据付けたい要求がしばしば生ずるものであるが、本同軸濾波器は、本装置受信部の 5 項の特性と相まって、上記の要求を充分満足し得るとともに、隣接局の近接電波による感度低下および混変調障害に対しても相当な効果を発揮するものである。

本同軸濾波器の挿入損失は 2 db 以下で、負荷時の Q は約 1,000 である。

実験によれば、本装置において下記の条件で使用して全く実用上の支障を認めない。

送受周波数間隔 3 Mc

送、受空中線 垂直・水平両偏波に区別

同上 間隔 2.5 m

ク. 操作部

本操作部は架上部の計器その他と併用してとくに日常の保守点検に便利な構造とした。

4. 国鉄納入機器の概要

FT-2 型多重無線装置の実施例として、昭和 31 年 3 月納入の国有鉄道広島鉄道管理局—比治山送信所間の施設の概要を紹介する。

ア. 施設状況

6 図に示す如く、比治山短波送信所と広島鉄道局間の遠操線用として使用されるものである。本装置の各通話路の使用方法および周波数配置は 7 図のとおりで、遠操 (CONT) 用 4 CH は、それぞれ短波送信機の電源投入と、その確認標示用に使用し電信 5 CH の内 1 CH は予備となっている。

また空中線は、3 素子八木空中線を使用し、送、受それぞれ垂直、水平偏波に区別し、同一空中線柱上に左右間隔 0 上下差約 3 m に取付けられている。

イ. 総合特性

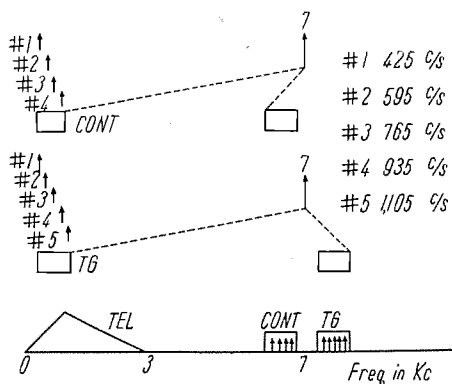
- (1) 伝送帯域 0.3~9 kc
- (2) 通話帯域 0.3~2.4 kc
- (3) 帯域偏差 5 db 以内
- (4) 信号対雑音比 電話 45 db 以上
電信および遠操 30 db 以上
- (5) 漏話 -40 db 以下
- (6) 歪率 1 kc において
-20 db 以下
- (7) 電話信号方式 1 kc 信号音によるスピーカ呼出
- (8) 電信通信速度 標準 25 ポー
最大 50 ポー
- (9) 安定度 電源電圧 5% の変動に対してレベル変動 2 db 以内

ウ. 搬送端局装置

(1) 構成

広島側と、比治山側に分れおのの主要回路構成は 8 図、外観実装図は 9 図のとおりである。

いずれも小型新々実装方式により実装



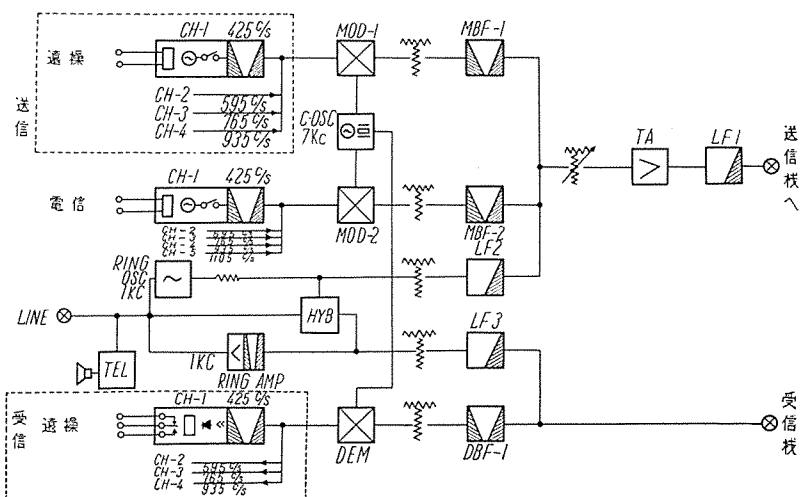
7 図 周波数配置図

Fig. 7. Frequency arrangement.

され各部の著脱点検が容易であるとともに、レベル測定器、有極リレー検波電流計、ループ電流計、各部陽極電流計、電源電圧計、電圧調整器を有しており、また陽極および低圧（電話用およびリレーバイアス等）の整流出力回路のヒューズ切断時には可聴可視の警報を発するように警報回路をもち、日常の保守調整に便利な構成となっている。

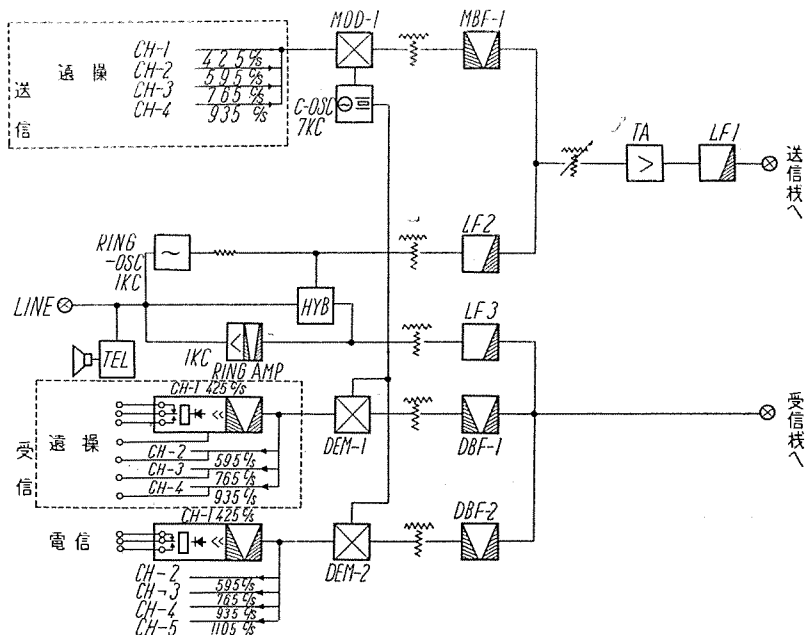
使用の真空管は、とくに安定で信頼度の高い有線通信管として広く利用されている MT 管 19M-R9, 19RP11 を使用し、両端局装置内の使用本数は下記のとおりである。

	広島端局	比治山端局
19M-R 9	22	32
19R-P 11	2	2



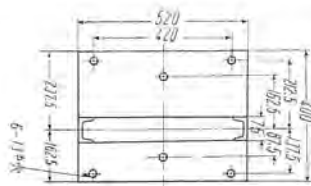
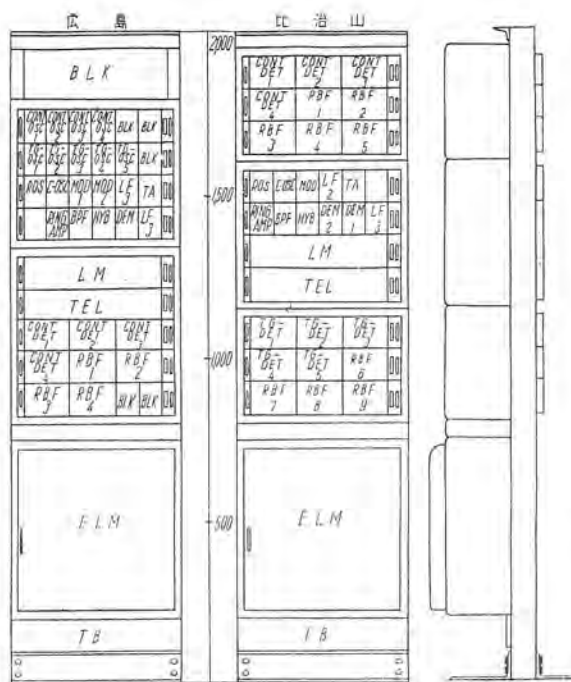
8 図 a 端局回路構成図 (広島)

Fig. 8a. Block diagram of multi-plex equipment (Hiroshima).



8 図 b 端局回路構成図 (比治山)

Fig. 8b. Block diagram of multi-plex equipment (Hijiyama).



9 図 端局装置架実装図

Fig. 9. Mounting arrangement of multi-plex equipment.

(2) 性能その他

本装置は、6 図および 7 図のとおり、広島、比治山間打合電話 1 回線、遠操回線、送、受各 1 回線、広島送信比治山受信の電信 5 回線を構成するもので、VHF 送受信装置と組合せた総合特性は前イ項に示すとおりである。

以下その他の事項について補足的に説明する。

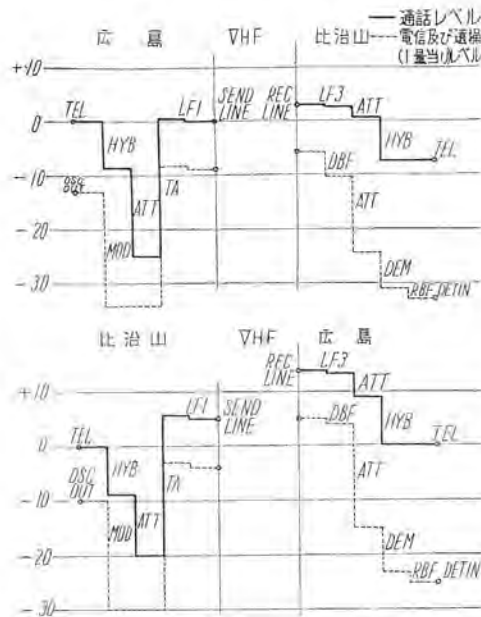
電話回路

2 式線で、端局装置内の打合電話器盤以外に、広島側に 4 台、比治山側に 1 台それぞれ並列に接続され、各加入者の選別はスピーカの 1kc 符号呼出とし、打合電話器にはおのおの 1kc の B.P.F. が設けられている。広島側は数個の打合電話器を並列に接続するため VHF 受信出力を高くしてある。10 図にレベルダイアグラムを示す。

電信回線、遠操回線

搬送波阻止単側帯波伝送方式で、搬送周波数は 7kc とし、水晶制御方式により $+40^{\circ}\text{C} \sim -10^{\circ}\text{C}$ の間周波数変動は $\pm 5\text{c/s}$ 以内である。この上部側帯波を電信回線に下部側帯波を遠操回線に使用し、その回線は 7 図および 8 図に図示されている。電信回線には、信号有極継電器を使用している。

電信発振器および遠操発振器は全く同一の回路構成とし、周波数の安定度は周囲温度 $+40^{\circ}\text{C} \sim -20^{\circ}\text{C}$ 、電源電



10 図 レベル図

Fig. 10. Level diagram.

搬送周波数	CF $\pm 40\text{ c/s}$	偏差 4db 以下
"	CF $\pm 80\text{ c/s}$	" 15db "
"	CF $\pm 130\text{ c/s}$	" 30db "
"	CF $\pm 170\text{ c/s}$	" 45db "

遠操用操縦盤

受信所の 4 つの机上におのおの 1 台ずつ配置され、6 図に示すとおり、いずれの盤からも比治山側の任意の短波送信機を起動させ、電源投入の確認をその盤の赤ランプによって行うとともに、他の盤に使用標示をも行うことができるようになっている。

5. む す び

以上 FT-2 型多重無線装置の概要と今回国鉄(広島)に納入した装置の全般について紹介したが、現在 FT-2 型について、FT-3 型として、6~12CH 用の VHF 多重無線装置の製作を終了し、MT 管一般用 VHF 無線機とともに、VHF 多重無線装置の標準化を完了したことを付記しておく。

終りにのぞみ、本装置の設計製作並に国鉄(広島)納入に際して協力戴いた関係各位に厚く謝意を表すると共に、今後其種々改良に努力することを誓って閉筆する。

参考文献

- (1) 滝, 田宮 "超短波受信機の雑音指数" 電気通信学会雑誌 昭和 25 年 6 月 p.305 (33)
- (2) J.E. Smith "Theoretical Signal-to-noise Ratios" Electronics June, 1946, p.150.
- (3) 染谷, 佐々木, 福井 "周波数変動超短波多重電話における側帯波分布" 電気通信学会雑誌 昭和 25 年 4 月 p.169 (1)

DF型模写電送装置

無線機製作所 馬場文夫*・小島一男**

Type DF DESK FAX

Electronics Works Fumio BABA・Kazuo KOJIMA

Mitsubishi Desk-Fax Transceiver is an apparatus which makes possible the communication by means of written message between stations connected by a telephone wire, thereby eliminating any possible errors. It makes no difference whether the distance is so short as in a same building or miles apart. The message sent over the wire through this device is reproduced at a receiving end with exact accuracy. Anything legible—drawing, charts, hand-writings as well as typed or printed matters—can be transmitted and is reproduced on a piece of dry, electrosensitive recording paper. Quiet, dependable operation and need no skill feature the set.

1. ま え が き

模写電送は19世紀の中頃まで電話や無線が発明される以前にその起源をもち、電信の技術から分れたものである。すなわち電話の発明に先んずること35年前の1843年に Alexander Bain によって最初の基本的な発明が行われた。1847年には Backwell によって走査の概念が確立されたのであるがその後 Fleming による真空管および Elstergeitel による光電管の発明によって画期的な進歩を与えられた。しかしその発達は遅々たるものであって電信業務としての実用化は20世紀の初めになってようやくその域に達しその後の電子工学の発展と共に完成されたものである。

わが国では最近各方面で模写電送が新しい通信方式として利用されつつあり、すなわち警察活動にあるいは気象情報連絡に、または銀行、会社、鉄道等の日常業務に漸次活用せられ電気通信の効率化に貢献する時代が訪れようとしている。そして現在では電気通信の先端を行く技術として今後の飛躍の発展を最も期待され、いまや模写電送時代ともいうことができるほど新しい利用応用の道をひらきつつあり、今後の普及状況はすばらしく今後の輝かしい発展を予測することができる。

ア. ファクシミルについて

わが国では模写電送と写真電送は判然と区別され模写電送のことをファクシミル (Facsimile) または略してファックス (Fax) と呼んでいる。模写電送は受信記録の際に現像操作を必要としない点が写真電送と異り、受信記録方式の簡易化されたものであってそれ以外の技術的基礎原理である走査および同期の方法などに関してはなんら変る所がない。米国では模写電送と写真電送はとくに区別せず両者を総合してファクシミルと呼称している場合が多い。

イ. 模写電送の原理

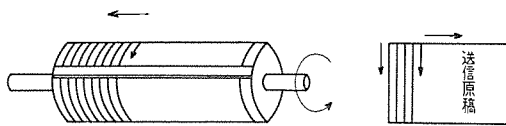
紙面上に白黒によって画かれた記録面は2次元の拡がりをもっており、電話や放送のような時間の流れの中に

変調せられて行くことによりわれわれの頭の中に記録されるものとは異り、1つの伝送路のみをもつファクシミル伝送では限られた伝送路および周波数帯を利用するために2次元の拡がりを適当な手段によって時間的連続変化に変換し順次に伝送する変換過程を用いることが必要である。われわれの肉眼は微細な感光細胞によって構成せられこの感光細胞のモザイク上に外界は多数の小区割に分解せられ、その平均照度の感覚が総合せられて連続的に見える印象を与えている。したがって送信すべき記録面を微細な小区割に分解して送信側より受信側へこの画点を1個ずつ順番に送り、またこれを順序よく排列して組立てて行く過程が走査 (scanning) といわれる手段になる。すなわち送信書画を走行する光点で走査し画素 (picture element) に分解しそれぞれの画素に対応する乱反射光線を光電管へ採光せしめ書画電流に変換する。そこでそのまま伝送路を通して送信側から受信側へ送信されるわけであるが、書画電流は直流から最高周波数にわたる各種の周波数を含み、その電波を増幅する上の都合や伝送路が直流を通さないためにこれで搬送波を変調し受信側へ送信する。受信側ではこの変調された搬送波を増幅し受信記録装置を動作せしめて書画電流の変化に応じた受信記録を得るわけである。この場合送受信間におけるこの排列組立の手段を行う上に同速度同位対応が必要とせられ、すなわち同期せねばならない。要するにこの原理は送信側および受信側における書画の分解組立操作と両装置の回転や位相同期の保持手段に伝送手段が加わって完成されるものである。

ウ. 模写電送の特長

模写電送の特長はつぎのような諸点である。

- (1) 書画記録がそのまま再生されることはもちろんであるが、文書のみでなく図面や気象図等複雑なる記録をも送受信することができ、かつ永久的に保存できる。
- (2) 写真電送と異り受信記録の際に現像操作を必要としない。
- (3) 通常の電信通信は速記および普通文への訳など



1 図 画 線 密 度
Fig. 1. Density of scanning line

時間と手数を必要とし、かつ同音異語による間違いや誤記等による質的短所があるに比し模写電送は送信速度および手数を必要としないなど質的な長所は比較にならない。かくの如く経済的にもすぐれた効果をもち迅速正確な通信交流を行うことができる。

(4) 一般電信とくに印刷電信方式と比較して回線の不安定および雑音、衝撃的擾乱に対しても誤字脱落になる確率が極めて少く、1 秒間の断線が起っても 0.75mm の細線が画面を横断して汚す程度でこれが文字の上に重畳されてもなら明瞭度に影響をおよぼさない。

(5) 模写電送の送信信号は電信通信と異り一定の符号を形成していないから盗聴されても判明しない秘密保持性がある。

2. 模写電送の定数

ア. 画線密度

書画面の空間的連続を時間的連続に変換するために 1 図に示す如く送信原稿を円筒に巻きつけて、これを回転しながら円筒を除々に推移せしめ、書画を螺旋状に走査する。CCIT¹⁾ では送信は常に右螺旋でありこの走査線が円筒の推移の方向 1mm に対して含まれている数を画線密度 (density of scanning line) という。この画線密度によって画素に分解する精度が定まり普通 3~5 本/mm が採用され 1cm² の書画が 900~2,500 の画素に分解されることになる。

イ. 円筒系数

書画面を巻きつける円筒の直径 D mm および円筒の推移距離 L mm によって送信原稿および受信記録紙の大きさが定まり、この円筒の有効長と円筒直径との比 L/D を円筒系数 (drum factor) といい送信および受信円筒は通常これを一致させる。またこの円筒系数は CCIT においては 2 以上にとることになっている。

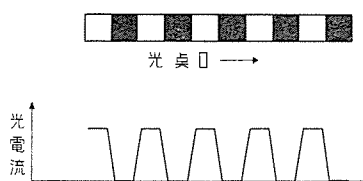
ウ. 協働系数

送信円筒と受信円筒は同大のものとは限らない。すなわち大きさの異なる円筒相互間において歪のない伝送を行うために協働系数 (index of cooperation) が定められる。これをあたかも写真の引伸しをやると同様に 1 つの書画を大きくしても原画と縦横の比さえ等しければ引伸した書画に歪を生じない。すなわち

$$\begin{aligned} D_s &= \text{送信部円筒直径} & N_s &= \text{送信部画線密度} \\ D_R &= \text{受信部円筒直径} & N_R &= \text{受信部画線密度} \end{aligned}$$

とすれば

$$\frac{\pi D_s}{\pi D_R} = \frac{N_s}{N_R}$$



2 図 最 高 画 周 波 数
Fig. 2. Maximum picture frequency.

数としては 264 および 352 を推薦している。

エ. 最高画周波数

送信原稿の書画面の白黒は明確に変化していても有限の大きさを有する光点で走査している以上、白黒の境目から発生する電流は 2 図に示すように光点が角型の場合には光電管に生ずる光電流は梯形波となり、光電変換によって発生する。書画電流はこれを Fourier 級数に分解すると多数の高調波が発生する。しかし模写電送の受信記録方法の場合には記録の際に限流作用が行われ白黒をもとのまま再現することができる。この場合走査光点の大きさが限度であってそのとき発生する書画電流の基本波が最高周波数をもつものとして実用上差支えない。このようにして発生する基本周波数を書画電流の最高画周波数 f_m といふ

$$f_m = \frac{Nnl}{2} = \frac{1}{2} NS \text{ cycle/sec}$$

ただし n = 円筒回転数/sec S = 画線速度 mm/sec

l = 円筒の円周 mm N = 画線密度 本/mm

白黒 2 個の画素によって 1 周期を完結すると考えられ光点の大きさは画線密度の逆数に等しくなる。

オ. 電送時間

画線密度が明瞭度の上から定まり、伝送帯域幅より最高画周波数が限定される。この両者によって電送時間 (time of transmission) T が決定される。

$$T = \frac{NlL}{S \times 60} \text{ min}$$

ただし

L = 円筒の軸方向有効長 mm

N, l, S は前掲のとおり

3. 方 式

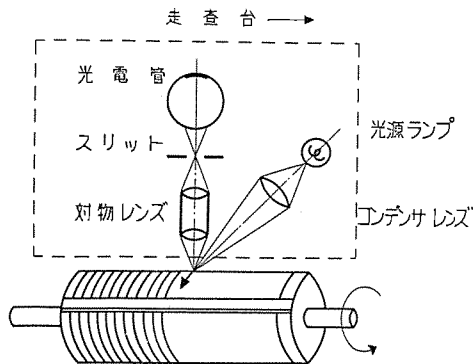
ア. 走査方式

走査の方法にはきわめて多くの種類があるが機構上より分類すると

- (1) 円筒回転方式
- (2) 走査子回転方式
- (3) 平面走査方式
- (4) 円弧状走査方式
- (5) テープ面走査方式

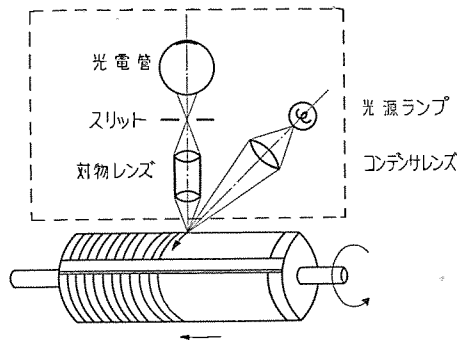
などがある。いま円筒回転方式について述べると円筒固定走査台移動式と円筒移動走査台固定式とがある。3 図は円筒固定走査台移動式で送信原稿を円筒に巻きつけ走

1) CCIT (国際電話諮問委員会) Comité Consultatif International Téléphonique



3 図 円筒固定回転式

Fig. 3. Rotation with stationary cylinder.



4 図 円筒移動回転式

Fig. 4. Rotation with displacement of cylinder.

査台に装置された光学系より円筒面に光を当てながら走査台が移動し全面画を走査する方法であり、4 図は円筒移動走査台固定式で円筒が回転しながら移動し走査台は固定されている方法であり、どちらの方法も同様の目的が達せられる。受信走査においても全く同様にして記録針により走査することができる。これらの方法は送信または受信中は書画面が現示されないから非現示型走査方式ともいわれ、また送信原稿および受信記録紙は連続的に繰出すことができないから単葉式といわれる。

イ. 光電変換方式

書画面の白黒を書画電流に変換する方式としては今日ほとんど光電管を利用することにより光源からの光を書画面に集光してその明暗の光線を光電管に採光しその電気抵抗の変化に変換する方法である。この方法の中には

- (1) 乱反射光線を採光する場合
 - 溢光照射型 flood projection
 - 光点照射型 spot projection
- (2) 透過光線を採光する場合

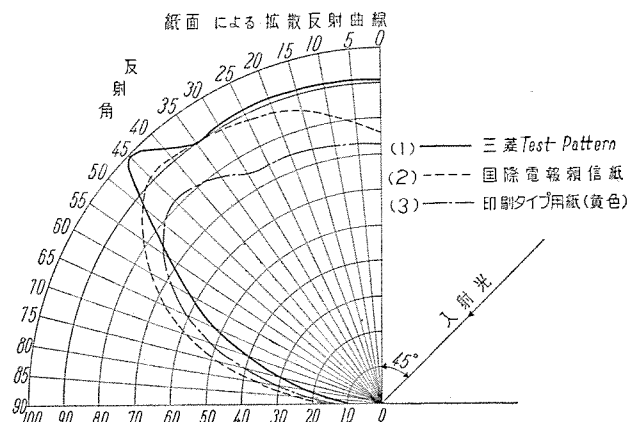
とがある。(1) の書画面を広く照射してその一部の乱反射光線を画線密度によって定められたスリット (slit) を通して採光する溢光型と書画面にスリットを通して照射しその乱反射光線を採光する光点型とは長短があり、溢光型は広い面積に照射する故効率が落ちるが光点型は外部光の影響が前者に比して大きい欠点がある。要するに両者は装置の構造によって決定される。溢光照射型の場合光源ランプよりの光束は照射用コンデナレンスによって照射光線が書画面に斜より入射し垂直より乱反射光線を採光するが、照射角度による反射光量は一般の白黒印刷面による場合には 5 図のとおりである。レンズとしては明るいレンズを用いることが光電変換の感度もよいわけであるが球面収差や色収差があり焦点深度も問題となってくる。光点の大きさおよび形状を決定するスリットは普通縦横の比を $1/2$ となる矩形が用いられ 1 例として画線密度 4 本/mm の場合には対物レンズの倍率を考慮に入れないならば $0.25 \times 0.125 \text{ mm}^2$ となる。光源は光電変換の感度を左右しその輝度によって決定されるが普通自動車用ランプ 6V 5A が用いられるが電流量が多いためにソケットの接触部が加熱されいろいろの故障を発

生する原因となる。これらの欠点を考慮して 20V 10W の白熱電球が用いられる。しかし普通の白熱電球は光能率ははなはだ好ましが遺憾ながらフィラメントが熱惰性を有する欠点があり、比較的寿命も短いので最近輝度も極めて高く点光源をそのまま得られるジルコンランプ (Zr-lamp) も研究されている。

光電管としては

- (1) 単極型光電管
- (2) 双極型光電管
- (3) 増倍型光電管
- (4) フォト・トランジスタ (photo transistor)

などが考えられる。光電管には真空およびガス入の 2 種があるが後者の方は水素ガス等によって増感処理が行なわれている。増倍型光電管は単極型のものに比して 10^5 倍位高感度であり普通乱反射光線が弱いときには光電変換せられた電流を真空管を用いて増幅したのでは結合抵抗の熱擾乱雑音のために S/N 比を高めることができない。これによるときはかかる欠点を除去し S/N 比の高い書画電流が得られる利点がある。しかし価格も高く普通多くは 500V 以上の高い印加電圧が必要となり、したがって電源装置も大きくなり価格もさかむがこれらの欠点を除いた光電変換管としてフォトトランジスタが考えられる。 $p-n$ 接合型では普通印加電圧 10~100V において感度および暗電流はそれぞれ 0.03 mA/mLm および $2 \sim 3 \mu\text{A}$ であるが暗電流が熱により大きく変化するので書画電流の S/N 比が低下しこの点において現在まだ充分なものが得られていない。また $n-p-n$ 型では印加電圧 5~20V において感度および暗電流がそれぞれ $3 \sim 10 \text{ mA/mLm}$ および $1 \mu\text{A}$ であるが照射面積が狭いのが欠点である。



5 図 送信原稿紙による反射配光曲線
Fig. 5. Reflected lighting curves by transmitted manuscript.

一般に光電管に入射せしめる光量は使用する光電管にもよるが入射光量 F は次式によって計算される

$$F = F_0 \left\{ \left(\frac{d}{2} \right)^2 \pi \right\} \eta p \text{ lm}$$

ただし F_0 = 光源ランプの総光量 (lm)
 d = レンズの有効直径 (cm)
 r = レンズと光源距離 (cm)
 η = 光源ランプのフィラメント利用率
 p = 光の伝播能率

普通利用される光源ランプの照射用コンデンサレンズを出る光束は約 100 lm 以上であるが送信原稿に投射せられるときは 10 lm 程度であり、さらにこれが反射光線の有効光束は 1/10 以下と考えられる。

光電管は S_0-C_2 型であると赤の線でも電送することができる特色をもっており 6 図は波長感度曲線の 1 例を示す。

ウ. 変調方式

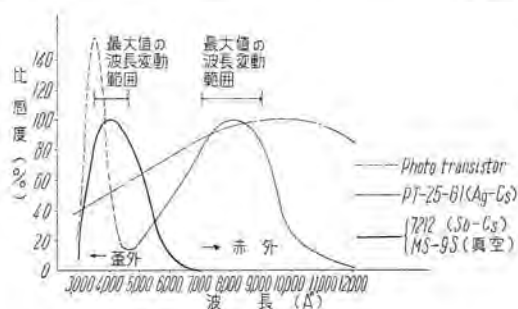
一般に書画電流で搬送波を変調してから増幅するが変調方式としてはつぎのものが挙げられる。

- (1) 書画電流を直流増幅してから変調増幅する方式
 - (2) 搬送周波数で変動する光源で照射して直接増幅する方式
 - (3) 書画電流を直接変調してから増幅する方式
- (1) は光電管出力を数 V までは直流増幅して平衡変調器を使用することにより両側帯波のみを取出す。直流増幅器に加える直流電源の変動が書画電流に現われ受信記録に濃淡のむらを生ずるので電源の安定化が問題となるが、しかし振幅抑圧回路などを用いることにより雑音を除き振幅を平滑にして変調を 100% にすることができ、書画電流が安定に増幅して得られこの方面に広く利用される。(2) は放電管に直接搬送波電流を流して搬送波光束を得るが、光電管から直接平衡変調波として採り出すことができず帯域濾波器を使用しなければならない欠点があるが、増幅操作が簡単である。(3) の 1 例としては増倍型光電管を使用し直接書画電流を変調してから増幅する。これによると S/N 比を高めてから変調を行うので変調増幅が安定に行える利点がある。

エ. 受信記録方式

模写電送の受信記録方式として現在用いられているものはつぎのとおり大別される。

- (1) 電解式記録方式
- (2) 電磁記録方式
- (3) 放電破壊記録方式



6 図 波長感度曲線

Fig. 6. Wavelength sensibility curves.

(1) は湿式となる点や受信記録が時間と共に変色したり、受信記録紙の保守が厄介であったりする点に問題が多く間歇の利用には不便でしかも不経済である。(2) は受信記録を連続式機構に容易になし得る利点があるが受信記録速度が遅くかつ鮮明度が比較的低い欠点がある。(3) は最近米国においても最も広く利用されている方式にして高速受信ができ図面の如き細線記録を必要とする場合には受信分解能が優れているから最も適したものである。ただ受信記録における煙の発生の難点があげられるがこれは吸煙ファンを装置することによって防止することができる。一般模写用記録紙の特性を示せば 7 図の如くである。この data は線速度 45cm/sec, 線密度 4 本/mm, 針圧 3gr, 針径 0.2mm, A-C 1500 c/s の記録機によって得たものである。図中の記録の黒さとはブルーリッヒの光度計により測定した記録分の反射光の標準白板に対する % である。一般文書としては 10% 以内の反射率であれば十分な黒さとせられている。

オ. 同期方式

受信側において送信原稿と相似の受信書画を得るためには送受信側の装置が同一の協動係数を保持する上にリッヒの回転が同期し送受信画の位相も同期を保たねばならない。ファクシミルの回転同期の最大許容偏差は CC IT では $\pm 5 \times 10^{-6}$ 以下と規定している。

(1) 電源同期方式

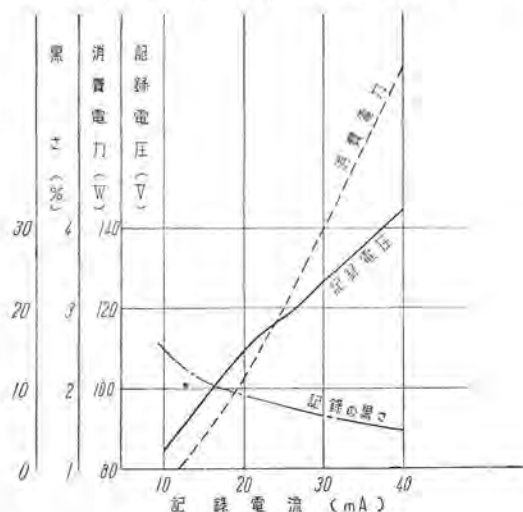
(2) 独立同期方式

(1) は同一発電系統内で使用する通信方式には商用交流を用い同期電動機を回転させれば送受信の地点が相当離れていてもその周波数は全く一致する。(2) は発電系統が同一でないときには音片、水晶または音叉発振器等により正確に一致した周波数を送受信別々に発振させ同期電動機に供給するのであるが装置として比較的複雑になることは免れない。

カ. 位相同期方式

同筒が同期回転する以外にこの回転が送受同一位相で回転し

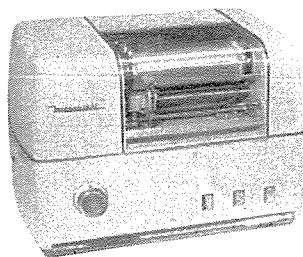
ないと
受信書
画は継
目で中



7 図 放電破壊記録紙特性

Fig. 7. Characteristics of electrosensitive recording paper.

継せられて受信記録は所要の書画と一致しない、普通この位相同期を行うには最初に電動機のみ回転させ円筒は停止し短時間に位相信号電流を金属セグメントをもつ整流子型回転スイッチを利用して送信し、これにより両方の円筒が正規位相位置で電磁クラッチにより自動的に起動する方法が最も多く利用されている。



8 図 DF-I 型卓上模写送受機外観図
Fig. 8. View of type DF-I Desk Fax transceiver.

4. DF 型卓上模写送受機の主要規格とその性能

当社の卓上模写送受機には I 型, II 型および III 型の 3 種があり, この主要規格性能は 1 表に示すとおりである。

5. DF-I 型卓上模写送受機

DF-I 型卓上模写送受機は事務用連絡として最も適するように設計製作された標準型模写送受機であって, 動作はきわめて安定でかつ取扱いも簡易であり, 有線 2 線式線路のみでなく, 無線回線にも使用することができる。8 図は本装置の外観を示す。

ア. 装置の構成および動作

(1) 本機は送信および受信できる頁式非現示卓上型装置である。

(2) 本機は機構部および電気回路部を 1 つの卓上型筐体内に収めた円筒固定回転式送受兼用機である。

(3) 送信は光電変換により画面の黒白に応じた振幅変調波を線路に送出し, 受信は入力信号を増幅後放電破壊記録紙に記録する。操作は送信, 受信, 確認の 3 個の押釦にて行い, 制御は交流方式である。

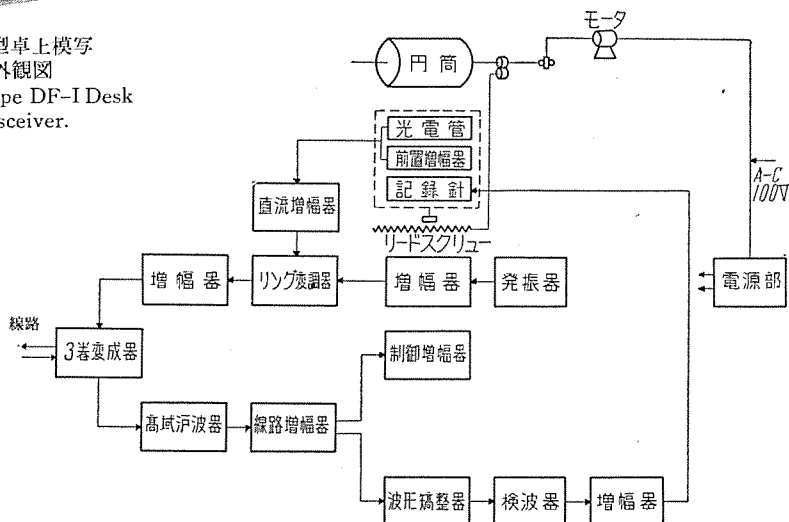
(4) 本機は機構部, 送信部, 受信部および電源部から構成されている。

(5) 機構部は円筒, 走査台および位相信号発生機構, 送り機構, クラッチ機構, 駆動用同期電動機および押釦式制御回路か

らなる。

(6) 送信部は走査台 (光源ランプ, 光学系, 前置増幅器), 直流増幅器, 変調器, 発振器, 増幅器および線路増幅器からなる。

(7) 受信部は走査台 (記録針を有す), 線路増幅器, 増幅器, 波形矯正器, 検波器および直流放電記録増幅器か



9 図 DF-I 型卓上模写送受機系統図
Fig. 9. System diagram of type DF-I set.

1 表 DF 型卓上模写送受機主要規格および性能

型 項 目	DF-I 型	DF-II 型	DF-III 型
用 途	事 務 用	加 入 者 用	中 央 局 用
原稿（記録紙）の大きさ	217 × 181 mm	173 × 110 mm	216 × 130 mm
有効画面	200 × 150 mm	148 × 90 mm	185 × 112.5 mm
円筒直径	70 mm	52.8 mm	66 mm
円筒長	200 mm	120 mm	140 mm
縦目幅	10 mm	8 mm	10 mm
画線密度	3.77 l/mm	5 l/mm	4 l/mm
協動系数	264		
回転数	180 rpm	150 rpm	
画線速度	65.9 cm/sec	41.4 cm/sec	51.8 cm/sec
最高画周波数	1,240 c/s	1,040 c/s	
電送時間	3 分 10 秒	3 分	
搬送周波数	1,700 c/s		
送信出力レベル	最大 + 10 db	最大 + 5 db	
受信入力範囲	+5db ~ -25db	0 db ~ -20 db	
変調方式	振幅変調(直流増幅)白送り	振幅変調 黒送り	
変調度（白・黒レベル差）	20 db 以上（雑音レベル -50 db 以下）		
記録方式	放電破壊記録方式		
走査方向	左 螺 線（左より右走査右下り）		
走査方式	円筒固定回転式	円筒移動回転式	
電動機	商用交流 100 V 同期電動機		
回転同期方式	商用交流による並列同期方式		
位相同期方式	自 動 位 相 同 期		
制御方式	交流単一波形波の切替信号による制御方式	直流信号による制御方式	
操作方式	送信原稿および受信記録紙は手巻き。操作は押釦式		
押釦の種類	送信、受信、確認、	呼出、送信、停止、受信、再送、確認、	
使用真空管	6AL5×2 5Y3GT×1 6AS6×4 VR-150GT×1 6CL6×1 12AU7×3 12AX7×1	6AQ5 × 1 1X2B × 1 6AU6 × 2 12AT7 × 1	
使用光電管	PT-25-G1	MS-9S	
寸法（幅×高さ×奥行）	520×330×350	440×265×340	470×285×340
重 量	50 kg	25 kg	30 kg
消費電力	200 W	150 W	



10 図 有線回線における DF-I 型
卓上模写送受機使用例

Fig. 10. Example of application of type DF-I
set on a wired circuit.

らなる。

(8) 電源部は商用交流100Vを整流し、これより直流電源を作り、送信部、受信部ならびに制御回路に供給する。

(9) 計器は筐体には取付けず、各部の電圧、電流の点検はジャックおよび切替スイッチにより外部より行いうるようになっている。

(10) 本機の系統図および有線回線による使用例を9図および10図に示す。

6. DF-II 型, III 型卓上模写送受機

DF-II 型卓上模写送受機は市内専用線を利用して小口加入者に対する託送業務用として設計製作された標準型装置であって加入者側に設置し、中央局に設置する DF-III 型卓上模写送受機と対向して使用するものである。

DF-III 型卓上模写送受機は DF-II 型卓上模写送受機と対向して使用するよう設計製作されたもので、中央局側に設置する標準型装置である。

両装置とも動作は極めて安定でかつ保守取扱が簡易であり、技術的に未熟な運用者だけでも運用することができ、小型な模写電送装置である。

11 図は本装置の外観を示す。



(a) 送信書画



11 図 a DF-II 型卓上模写
送受機外観図



(b) 光電流出力波形



(c) 送信出力波形



(d) 放電破壊記録波形

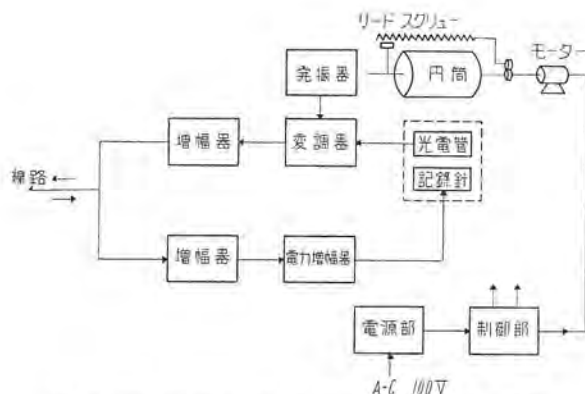


(e) 受信記録

11 図 b DF-III 型卓上模写
送受機外観図

Fig. 11. a, b. View of type
DF-II and III set.

12 図 送信および受信波形
Fig. 12. Transmitting and
receiving waveforms.



13 図 DF-II 型および III 型卓上模写送受機系統図

Fig. 13. System diagram of type DF-II and III set.

ア. 装置の構成および動作

(1) 本機は2線式線路で使用する簡易な非現示形模写電信送受機で DF-II 型卓上模写送受機は受信画が 5/4 に拡大され、DF-III 型卓上模写送受機は受信画が 4/5 に縮小される。

(2) 本機は機構部、電気回路部および制御部を1つの卓上形筐体内に収めた円筒移動回転式送受兼用機である。

(3) 送信は光電変換により画面の黒白に応じた振幅変調波を線路に送出し、受信は入力信号を増幅後放電破壊記録紙に記録する(12図参照)。

(4) 送受信操作は呼出し、送信、停止、受信、再送および確認の6個の押釦で行う。

(5) 本機は機構部、送信部、受信部、制御部、電源部から構成され、これらを1つの金属製卓上形筐体に収容してある。

(6) 機構部は円筒、送り機構、クラッチ機構、位相信号発生機構、再送信号発生機構、光学系および駆動用同期電動機からなる。

(7) 送信部は変調回路、増幅回路からなる。

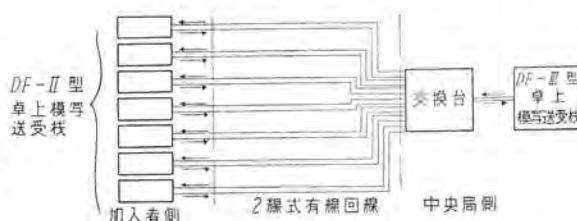
(8) 受信部は増幅回路、記録回路からなる。

(9) 制御部は継電器回路からなる。

(10) 電源部は商用交流 100 V を変圧整流し、直流電源を送信部、受信部、制御部に供給する。

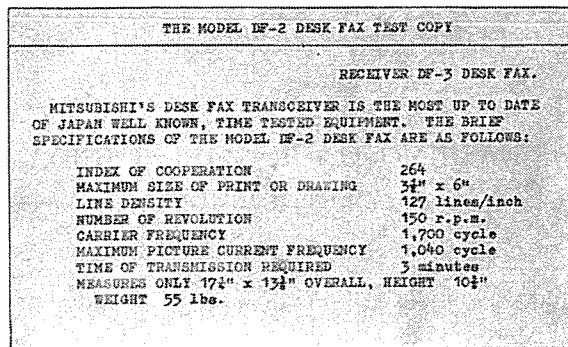
(11) 本機の系統図および有線回線による使用例を13図および14図に示す。

(12) 東京都内の有線回線によって受画した受信

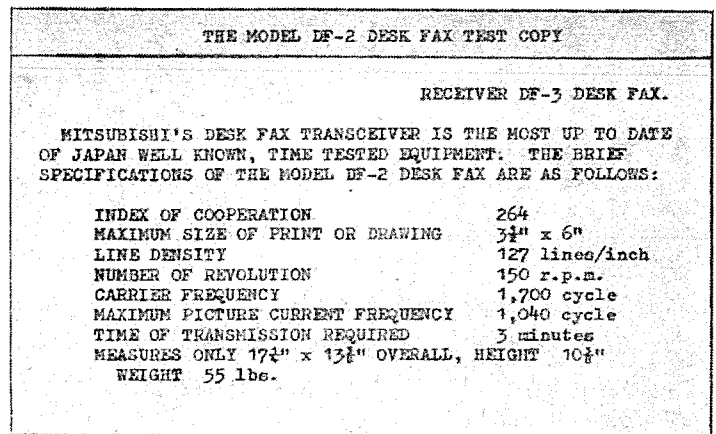


14 図 DF-II 型および III 型卓上模写送受機の有線回
線による使用例

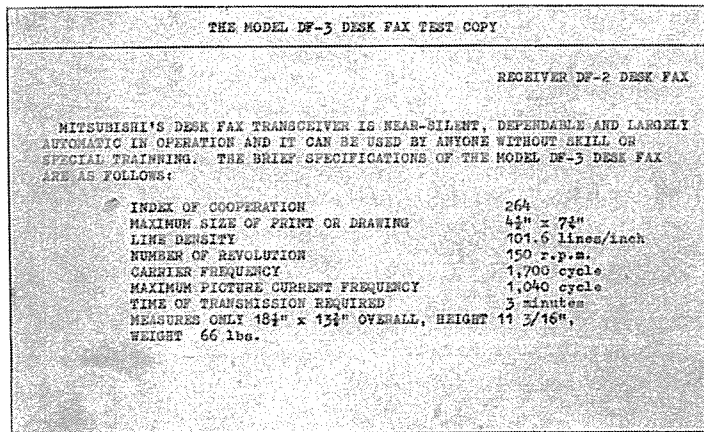
Fig. 14. Example of application of type DF-II and
III set on a wired circuit.



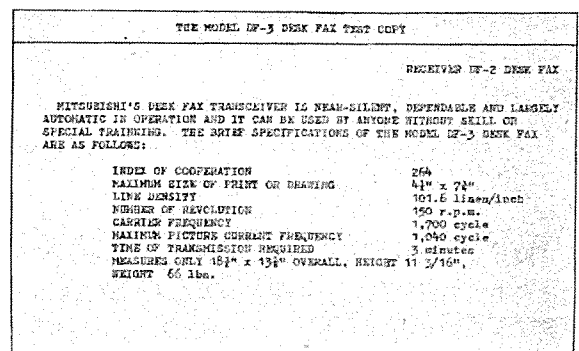
15 図 (a) DF-II 型送信原稿



15 図 (b) DF-II 型受信記録



15 図 (c) DF-III 型送信原稿



15 図 (d) DF-III 型受信記録

15 図 DF-II 型および III 型卓上模写送受機の受信記録 (本図は $\frac{1}{2}$ 縮小)

Fig. 15. Receiving record.

記録の一例を 15 図に示す。

7. DF 型卓上模写送受機の特長

- (1) 文書、図面等複雑なる記録をもそのまま電送することができ、かつ永久的に保存できる。
- (2) 印刷、タイプ印書、手書のいかなを問わず、かつインク書き、鉛筆、朱印のごとき細線記録をも確実に送信することができる。
- (3) 電話、電信と異り時間と手数を必要とせず、高速度受信ができ、かつ同音異語による間違いや誤記などの恐れがない。
- (4) 模写電送と電話とを簡単に切換えて使用することができる。
- (5) 模写電送の送信信号は電信通信と異り、一定の符号を形成していないから盗聴されても判明しない秘密保持性がある。
- (6) 円筒は電動機を停止することなく着脱でき、走査終了後は自動的にその回転が停止する。

(7) 電源は商用交流 100 V を使用し電源入力 が 90 V から 110V の範囲に対して支障なく動作する。

(8) 特定の運用者を必要とせず、誰でも簡単に取扱うことができ、動作は極めて安定にして転載、小型な事務用装置である。

8. む す び

本文には模写電送の原理の概要を概説すると共に今回国際電信電話株式会社のご指導によって製作した放電破壊方式による頁式模写電送装置の概要について記述した。

該装置は専ら電話線利用によって伝送されるが、近く VHF および μ 波通信の 1 回線として試験を行う予定である。

擧筆に際し国際電信電話株式会社竹内彦太郎博士、中尾弘三氏、徳江正氏の諸氏のご指導と鞭撻によって本装置の完成を見た、記して感謝の意を表する次第である。

気 象 用 レー ダ

無線機製作所

樫本俊弥*・吉田武彦**・上村康雄**・石井 茂**

A Weather Radar

Electronics Works

Toshiya KASHIMOTO・Takehiko YOSHIDA
Yasuo UEMURA・Shigeru ISHII

A weather radar having a peak output of 300 kW and wave-length of 5.7 cm was completed by Mitsubishi in October 1955. Delivered to the Central Meteorological Observatory in Tokyo, the unit marked the highest record in the output as a non-military equipment in the country. A number of noteworthy features are involved in it, demonstrating painstaking effort and ingenious manufacturing technique of the company. This report accounts for its constitution, construction, operation and performance characteristics in brief.

1. ま え が き

わが国における気象観測用レーダは昭和 29 年に気象研究所と大阪管区気象台に各 1 台設けられたのみであったが、これらはいずれも船舶用などに主として用いられる波長 3.2 cm のものであった。波長 3.2 cm のレーダでは台風外周の雨滴による減衰が多く、距離 100 km 以上の台風の眼を観測することは困難である。雨滴による減衰と反射およびアンテナ寸法等と波長の関係を理論的に検討された結果気象観測レーダの最適波長として 5.7 cm を採用することが最も望ましいことが判った。

波長 5.7 cm を用い、しかも大出力で実用上十分な観測半径を持つレーダが、世界でまだ実現されなかったのは、必要なマグネトロンがなかったことに起因すると考えられる。中央気象台ではこの波長採用の英断を下され、本格的気象観測性能を有するレーダを、当社が完成したのは昭和 30 年 10 月であった。

2. 施 設 の 概 要

本機は中央気象台構内に施設された。東京を中心として半径 300 km の区域内の気象を観測できることを目標にして、出力の決定などすべての計画がたてられた。

この区域を図示すると 1 図に示すとおりとなり、本邦中央部の過半におよぶ部分を包含する。かりに 50 km/h の速度で東京へ急速に接近する台風が襲来しても、6 時間前にはこれと接触を保つことができる。



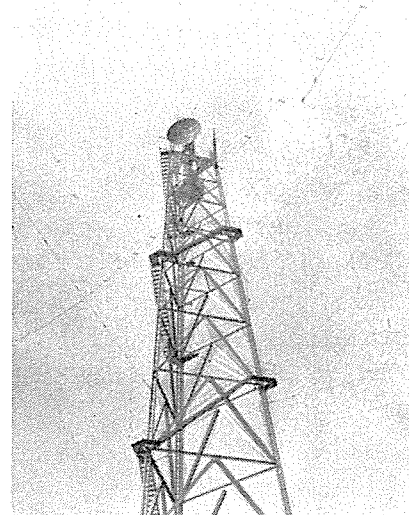
1 図 観 測 範 囲
Fig. 1. Observation area.

有効観測距離 300 km の要求を満たし附近の高層建築物を避けるため空中線を地上高 50.7 m の鉄塔上に設けかつ導波管による電力の減衰を少なくするため送受信機も同じ鉄塔の上に設置した。指示機は送受信機から約 150 m 離れた観測室にあるが、ここから全系統を制御することができる。そのほか雨量強度を測定するための標準信号発生器を鉄塔直下に設けた SG 室に設置してある。2 図は空中線および送受信機の設置状況を示す。

3. 本機の構成概要

大別してつぎの各部よりなる。

空 中 線
送 受 信 機
指 示 機
自動電圧調整



2 図 中央気象台における空中線および送受信機の据付状況
Fig. 2. Installation of the antenna and the transmitter-receiver at the central meteorological observatory.

* 機器製造部第 2 技術課長 ** 機器製造部

器

その他標準信号発生器, 写真撮影用カメラ台等.

4. 空 中 線

ア. 仕 様

反 射 鏡 : 型式 パラボロイド

直径 3 m

焦点距離 1 m

主方向利得 : 42 db 以上

副ビーム減衰率 : 24 db 以上

ビーム幅 : 1.38°

偏 波 : 水平偏波

導 波 管 : WR-187 (外寸 2 in×1 in)

回 転 速 度 : 水平約 10 rpm

垂直 10°/min

仰 角 範 囲 : 0° (水平)~+45°

エコーボックス : 付属

操 作 : 指示機より遠隔操作

連続回転し得ると共に, 任意の方向,
仰角に $\pm 1^\circ$ の精度で停止すること
ができる. またエコーボックスの操
作も可能.

耐 風 : 63 m/sec 風に耐える.

イ. 構造および動作

下記のものからなり完全防水構造である.

反 射 鏡

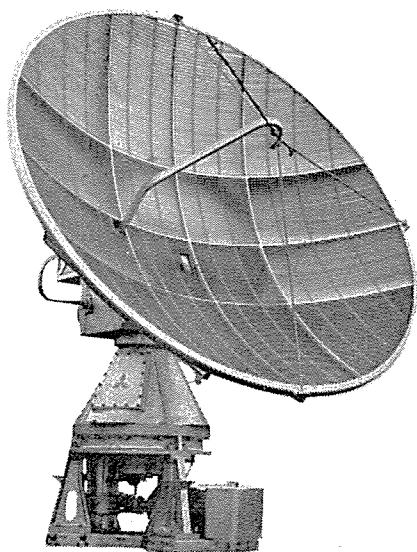
水 平 回 転 部

伏 仰 装 置

エコーボックス

(1) 反射鏡

空中線を設置した鉄塔は既設のもの
であって, この鉄塔自身の耐風強度か
ら本機の構造はいちじるしい制約を受



3 図 空中線外観

Fig. 3. Outside view of the antenna.

けた. すなわち空中線が鉄塔におよぼす風荷重などの諸
荷重を安全な値に保ち, かつ空中線自身の構造を適切に
するためパラボラに簾構造を採用した. 3 図にこの外観
を示す. 元来ソリッドのパラボラについて考えるべき受
風面積は単に風向に対する投影面積のみでなく, そのわ
ん状なるがゆえにさらに約 30% を加算する必要がある
ので, この種空中線の受ける風圧はほとんどパラボラが
受けるものと考えてよい. したがってパラボラの受ける
風圧を減少させることは, この際もっとも重要なことで
あった. 簾はアルミニウム板のストリップを排列したも
のであって, 風洞試験の結果これによって風圧を板の場
合の約 40% に減少させることができた. フレームも総
軽合金の溶接構造である.

(2) 導波管系

導波管系は 2 カ所のロータリージョイントを経て, パ
ラボラ正面に開口している. 従来, 吹付のための導波管
は H ベンドで焦点に持ってくるのが普通であったが, E
ベンドで横から持ってきて屈曲箇所を少くし, VSWR
の改善を計った. 整合は吹付ホーン近くの誘導性窓によ
った. 4 図は地上試験における E 面輻射特性, 5 図は
空中線総合のアドミッタンスを示す. VSWR は所要帯
域幅中で 1.14 以下であった.

(3) 回転装置

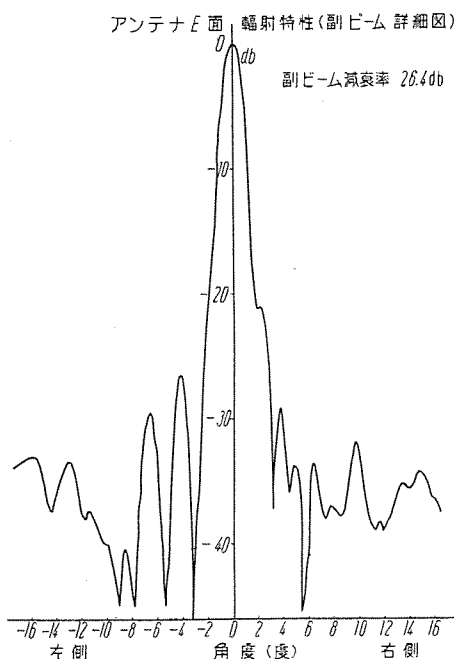
フレームは水平回転部と伏仰装置とよりなる. 水平回
転は 5 HP 巻線型全閉外扇 MS 型 3 相誘導電動機によ
り駆動し, 指示機より 2 次抵抗加減法により速度, 方向
制御を行うと共に AB-3F 型電磁制動機を併用してそ
の操縦性をいちじるしく向上した. 指示機の制御レバー
1 本を起倒することによって, 全速回転中の空中線を容
易に所望の方向に向けて停止させることができる. 電動

機に直流機を用いなかったの
は, 直流電源を不要とし, 電
動機の保守を容易にすること
を考慮したためである.

垂直方向の回転は 1/2 HP
カゴ形全閉外扇 MK 型 3 相
誘導電動機で駆動する. 減速
比は 1:54,000 におよぶ. 45°
の可動限界を保持するため
SS 型および SH 型制限開閉
器をそれぞれ両限に設け 3 段
構えの安全装置で万全を期し
た. 伏仰装置は水平回転を行
うので, 電気回路には 20 個
のスリッピングを経て電力
を供給した.

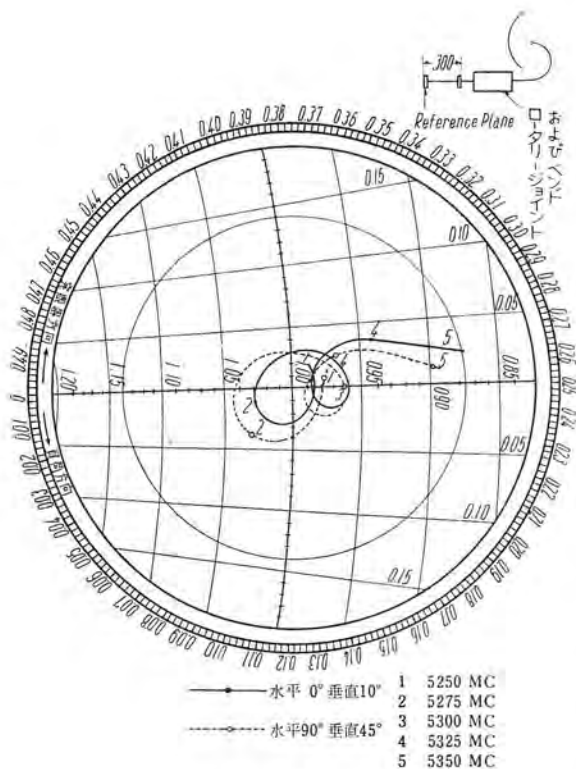
(4) 同期系

シンクロは水平方位, 仰角
用として各 1 個, 積算雨量計
用として 1 個を備えている.



4 図 空中線の水平面内指向性

Fig. 4. E plane pattern of the antenna.



5 図 空中線のアドミタンス

Fig. 5. Admittance of the antenna system.

空中線軸に対して仰角用は 1:3, 他は 1:10 に結合してある。

(5) エコーボックス

パラボラの背面に位置して容積は約 0.09 m^3 あり, 非同調型である。空中線ビームを水平にしたとき, 吹付ホーンより輻射された電波の一部を電磁シャッタの動作により取入れることができる。内部の吸湿にはとくに留意し, 密封の上シリカゲルを装着した。

5. 送受信機

ア. 仕様

(1) 送信系

周波数: $5,300 \text{ Mc} \pm 50 \text{ Mc}$

尖頭出力: 300 kW

電波型式: P_0

パルス幅: $1 \mu\text{s}$

繰返し周波数: 310 c/s

変調方式: 水素入サイラトロンを用いたパルスライン方式

(2) 受信系

受信方式: スーパーヘテロダイン方式

中間周波数: 60 Mc

通過帯域幅: 3.3 Mc

中間周波利得: 115 db 以上

中間周波増幅特性: 直線および対数特性遠隔切換

雑音指数: 15 db 以下

局部発振制御: 自動および手動 両用

STC : 距離 0 にて -30 db
10 km にて -3 db

FTC : あり

利得調整: 直線特性のばあい $0 \sim 60 \text{ db}$ 連続遠隔調整

イ. 寸法および重量

高さ $1,570 \text{ mm}$ 幅 910 mm 奥行 610 mm

重量 約 600 kg

ウ. 構造および動作

送受信機は地上 50 m の鉄塔上に円筒状の部屋を作り, この中に格納した。鉄塔自身の振動から保護するため, 緩衝ゴムで床から浮かせた。したがって導波管取出口も外部導波管と直接結合することを避けた。鉄塔におよぼす風圧を少なくするために, 充分なスペースが得られなかったので外形寸法を極力小さくし, また保守はすべて前面から行えるようにした。特殊のものを除いて電源リレー, 過負荷リレーなどはすべて指示機に置き, 可溶器も指示機に集め, 保守のため高塔上に上る機会を少なくするよう努めた。

大別してつぎの部分からなる。

変調部

マスターオシレータ部

混合器および局部発振器

出力モニター部

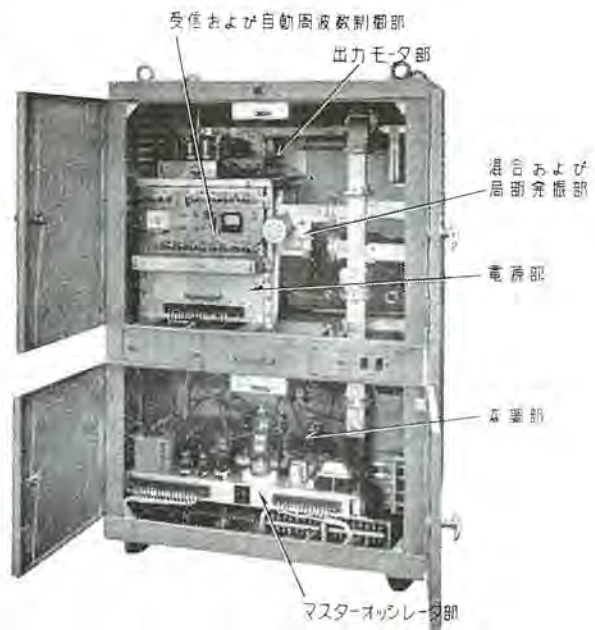
受信および自動周波数制御部

電源部

内部配置を 6 図に示す。

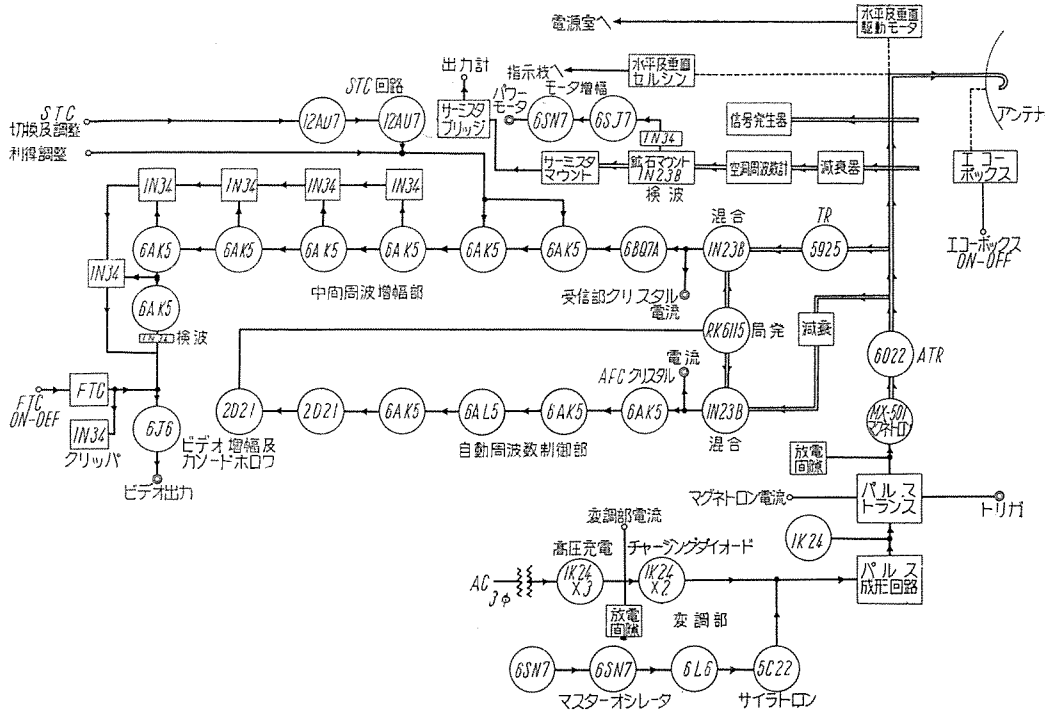
(1) 変調部

3 相半波整流回路の出力電圧は約 4 kV である。これ



6 図 送受信機内部

Fig. 6. Interior of the transmitter-receiver.



7 図 送受信機系統図

Fig. 7. Schematic diagram of the transmitter-receiver.

は切換器で5段に変更できる。パルスラインに並列にバックダイオードを接続して副パルスの発生を防止した。マグネトロンは当社研究所の新製品 MX-501 型を用い約 20 kV の負パルスで駆動する。

(2) マスターオシレータ部

水素入サイラトロン 5C 22 を 310 c/s の正確なタイミングで起動する。

(3) 混合器および局部発振器

送受切換管は米国 Bomac 社製である。混合器の VSWR は所要帯域内にて送信時 1.14 以下、受信時 1.46 以下である。

(4) 出力モニタ部

この部分には波長計、サーミスタ電力計、クリスタルマウント、同軸導波管変換器およびモニタ増幅器がある。導波管系は方向性結合器にて主導波管に結合した。波長計は dip 型で平常は離調してある。電力計は観測室からの遠隔操作で出力の絶対値を読みとることが可能である。モニタは指示機で常時、出力の監視をするために設けた。2 項で述べた標準信号発生器の出力は、同軸ケーブルでこの部分に導入した。

(5) 受信および局部発信器

中間周波増幅器の初段は双 3 極管 6BQ7-A を用いたウォールマン回路である。反射波積算装置と結合するとき、指示機よりの遠隔操作により、雑音レベルに近いレベルから上へ約 70 db の範囲まで受信出力電圧を ± 1 db の偏差で対数特性になっている。ビデオ出力は RG-

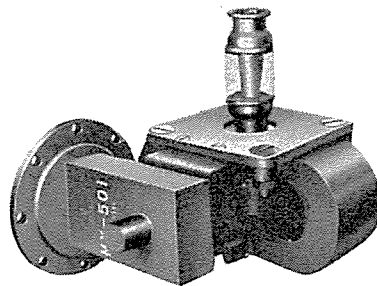
12/U 型鍍装同軸ケーブルにより指示機に送られる。このシャーシには他に STC, FTC, 自動周波数制御の各回路を包含している。

(6) マグネトロン MX-501

前述のごとく、当社研究所で本機のため新に開発完成したもので、規格および動作例の一部を示すと、つぎのとおりである。

規格	動作例
周波数	5,300 \pm 50Mc 5,300Mc
尖頭出力	240kW以上 350kW
変換効率	0.0006 0.0005
導波管	WR-187

外観は 8 図に示すときパッケージド型である。



8 図 マグネトロン MX-501 の外観

Fig. 8. Outside view of magnetron tube type MX-501.

6. 指示機

ア. 仕様

表示方式	PPI, A および R スコープ
観測半径	20, 50, 100, 200, 300 km 切替
固定距離目盛	5 等分目盛 確度 2% 以内
距離分解能	180 m 以内
方位分解能	2° 以内
方位および仰角表示確度	1° 以内

(1) PPI

ブラウン管	直径 12.5 in 特性 P-7 (残光性)
オフセンタ	PPI のセンタをブラウン管上の任意の位置に移動することができる。
画面拡大	オフセンタの時、ブラウン管面にブラंकの所を生じないように、画面を拡大することができる。

真北輝線	表示可能
仰角目盛	あり

(2) A スコープ

ブラウン管 直径 5 in
特性 P-4
可変距離目盛 300 km まで
方位選択表示 空中線回転中に任意の 1 方向の映像のみを表示することができる。

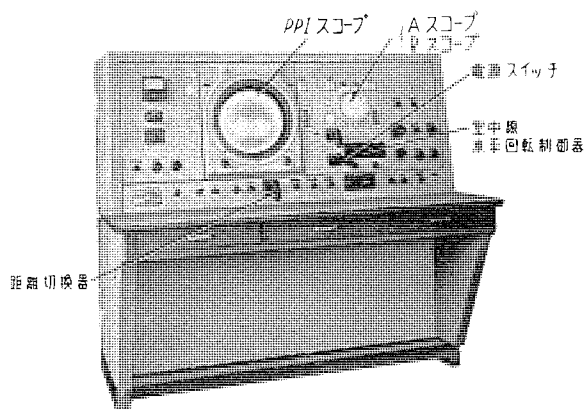
方位および仰角目盛 あり

(3) R スコープ

ブラウン管 A スコープ用を切替により共用
表示距離 任意の距離より 10~50 km の範囲連続可変

表示始点目盛 A スコープから R スコープに切替える直前に R スコープ表示始点を A スコープ上に目盛として表示する。

その他 A スコープと同じ。



9 図 指示機外観

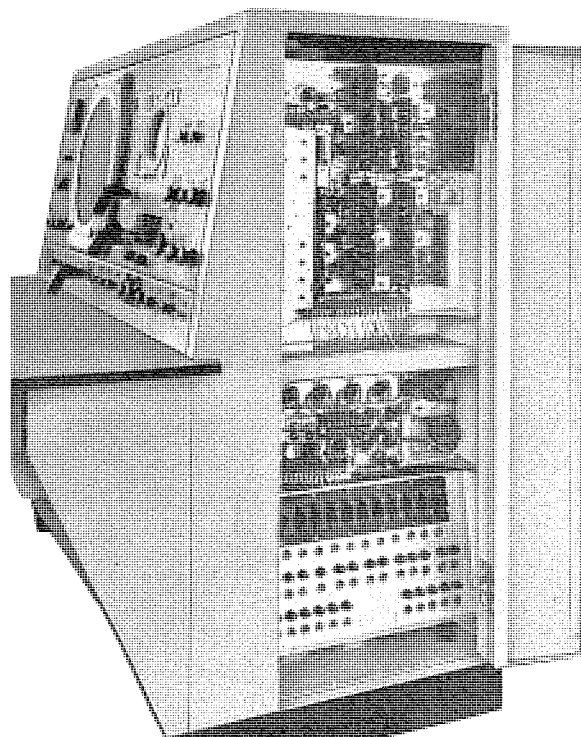
Fig. 9. Outside view of the indicator.

イ. 寸 法

幅 1,570 mm 奥行 920 mm 高さ 1,406 mm

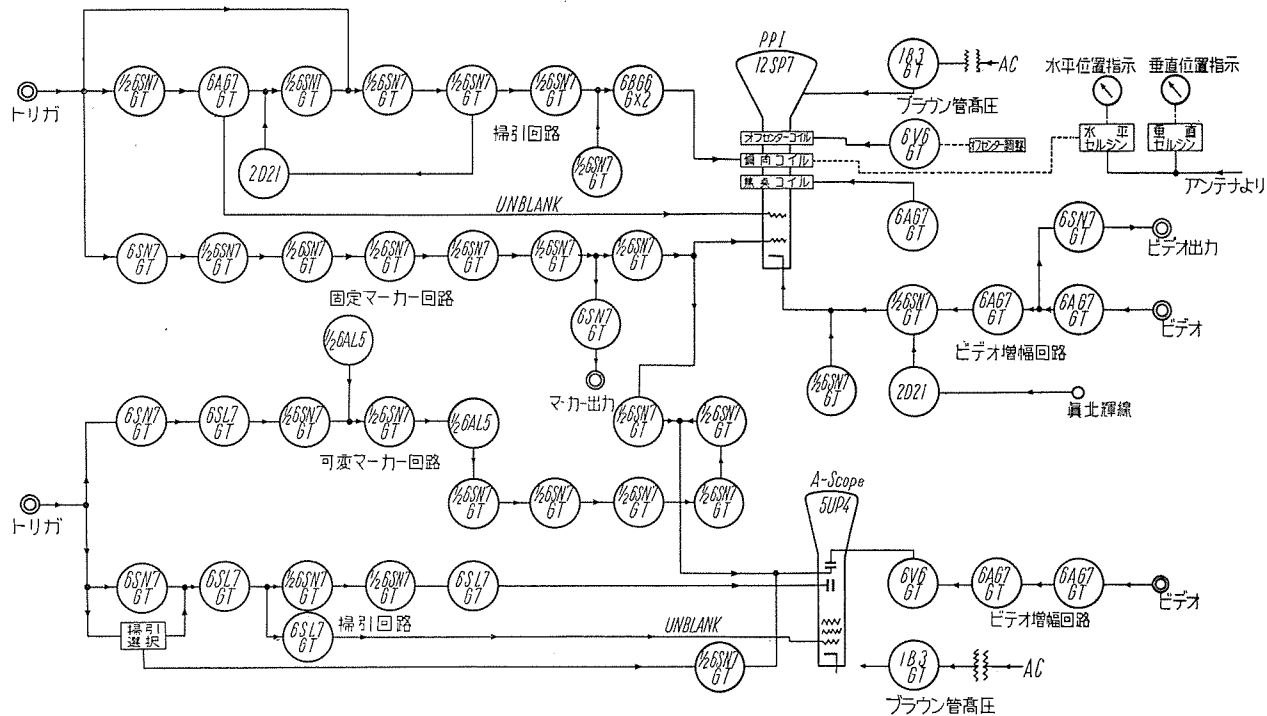
ウ. 構造および動作

本機の取扱はすべてこの部分で行う。観測を行うに便利のように、広い机、引出しを設けたほか、自由な姿勢で、長時間の執務にも疲労少く操作できるよう、前面の配置



10 図 指示機右側面 (扉を開いた状態)

Fig. 10. Rightside view of the indicator (door opened)



11 図 指示機系統図

Fig. 11. Schematic diagram of the indicator.

にはとくに慎重な検討を加えた。

9 図は外観を示す。両側面および背面は扉構造とし、部品の多いシャーシやリレー類の点検は、扉を開くのみで行えるよう整然と配置した。10 図は右側面の扉を開いた状態を示す。10 図の最下部に示すところには、全系統のヒューズを集めてあって、溶断したときは表示灯によって直ちに検知することができる。各所に適切なインターロックを配して、危険や事故の防止に留意した。

観測条件としての日付、時刻、受信機特性、距離、仰角、方位は、映像撮影のとき一挙に記録できるよう、フィルムの縦横比を考慮して、カード、時計などをブラウン管の周囲に配列し、適当な照明を与えた。指示機は主としてつぎの部分よりなる。

PPI シャーシ

PPI ブラウン管受部

PPI 高圧電源部

A スコープシャーシ

A スコープ高圧電源部

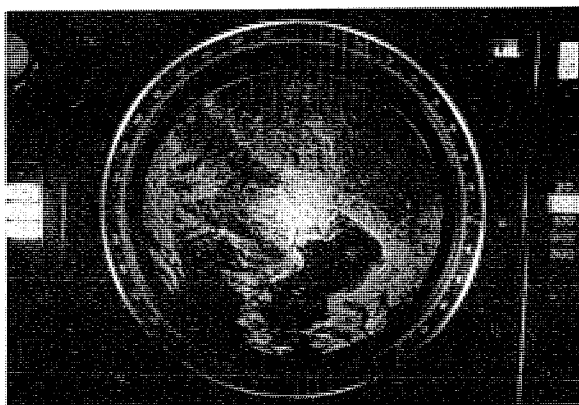
リレー板

ヒューズ板

電源部

筐体

(1) PPI シャーシ



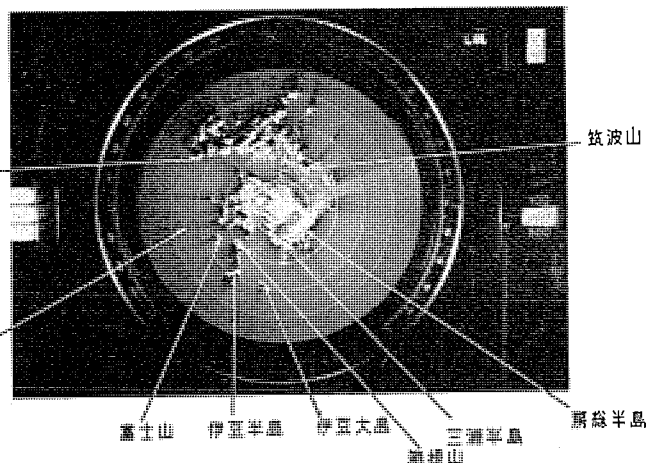
12 図 PPI 映像 (観測半径 50 km)

Fig. 12. PPI pattern (Range 50 km)



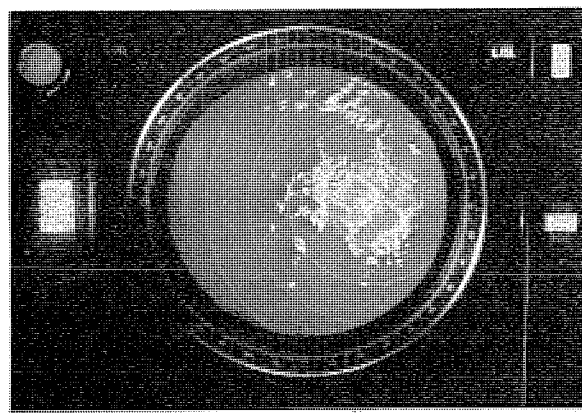
13 図 PPI 映像 (観測半径 100 km)

Fig. 13. PPI pattern (Range 100 km)



14 図 PPI 映像 (観測半径 200 km)

Fig. 14. PPI pattern (Range 200 km)



15 図 PPI 映像 (観測半径 200 km, オフセンタしてある)

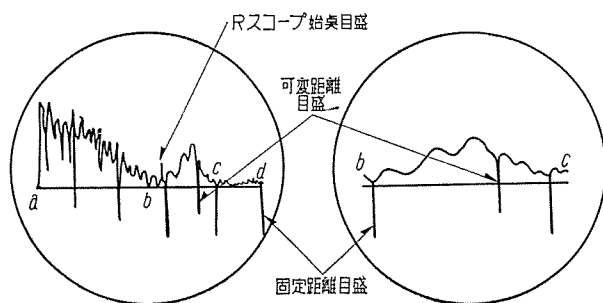
Fig. 15. PPI pattern (Range 200 km offcentered)

左側面に位置し、ゲート、偏向、焦点、オフセンタ、固定距離目盛、真北輝線、ビデオ増幅の各回路が含まれる。ゲート波形は PPI のアンブランキング電圧にも用いた。ゲート回路の起動は、送受信機パルストランスの 3 次巻線から約 15 V, $2\mu\text{s}$ 正のトリガーパルスをもって行った。固定距離目盛の出力の一部は A, R スコープにも送る。R スコープは PPI の観測距離を上回る距離を表示するばあいもあり得るので、固定距離目盛回路には常時 300 km の幅のゲートを加えてある。

(2) PPI ブラウン管受部

オフセンタコイルと偏向コイルの陰極線に対する作用点は、完全に一致させた。オフセンタの方位は、オフセンタコイルを機械的に回転させて、任意に選ぶことができる。オフセンタの場合、映像引伸しを行っている。ここに映像写真の数例を紹介する。1 図の地図に各観測半径に相当する円を画いたので比較対照されたい。

12 図は 50 km のばあい。東京湾内を航行する船舶や鉄道線路が明良に見られる。13 図は 100 km のばあい。関東地方の全容が見られる。14 図は 200 km, 15 図は同じく 200 km であるが、右にオフセンタしてある。このばあい、映像は前述のように引伸した状態になっているから、同じ観測半径でも 14 図より 15 図の方が大きく見ることができる。八丈島は観測半径内にあるが、地表



16 図 A スコープ
Fig. 16. A scope

17 図 R スコープ
Fig. 17. R scope.

面の彎曲のため、電波の回り込みを考慮しても約 4 km の上空を電波が通過するので、島そのものを写し出すことはできない。しかしその程度上空に雨雲があるときは、もちろん、本機の観測対照となるであろう。

ブラウン管は大型であるので、交換のときの危険予防のため、この部分全体を指示機内で 90° 転回させる構造にした。したがって、管面を水平にしてハンガで吊上げることができる。

(2) A スコープシャーシ

この部分には可変距離目盛、距離目盛遅延、距離目盛混合、掃引、掃引遅延、ビデオ増幅の各回路が含まれている。ビデオ増幅はスコープ上に最大 40 mm 位、正偏向を与えるよう設計した。可変距離目盛は精度を高めるため 50 km ごとのステップ遅延回路と鋸歯状波を用いた最大 50 km までの連続可変目盛とを組合わせてある。A スコープは、周知のごとく横軸に距離、縦軸に反射波強度を表現するもので、R スコープは、その中の一部分だけを取り出して観察できるものである。16 図について説明すると、A スコープで ad なる範囲を表示しているとき、その中の bc なる部分のみについて観測するには、ab に相当する遅延時間を過ぎてから、掃引およびアンブランク電圧をブラウン管に与えると、17 図のごとく R スコープを表わすことができる。

b 点には、A スコープから R スコープに切替える過程において、始点目盛を A スコープ上に出るようにした。ab に相当する遅延時間は、マルチバイブレータよりなる掃引遅延回路によって得ている。A スコープは反射信号の強さを見ることができる。ゆえに標準信号発生器の既知出力をスコープ上に表わすと反射波の強さの絶対値を知ることができる。標準信号発生器は鉄塔直下の SG 室にあって、窒素封入アルミ外被 PE 帯絶縁同軸ケーブルにより送受信機導波管に結合されている。標準信号発生器出力は周波数変調をかけ、A スコープ上において約 2 km の幅に現われるような変調速度にしてある。

このようにして反射信号強度の絶対値を求めると、送信出力、空中線利得、導波管損失、目標までの距離、途中で降る雨の強さおよびその範囲、目標の大きさと空中線指向性などから計算して、目標が雨であった場合には雨量強度 R を求めることができる。これをあらかじめ各地に配置した雨量計による観測から得られた雨量 R 、

と比較して理論値と実測との差を表わす係数 F を求めておくとレーダによって時々刻々、遠隔の地の雨量強度を高い確度で観測できることになる。¹⁾ 観測は R スコープを活用することによりますます容易になるものと考えられる。

(3) 電源部

指示機底面にあつて 500 V, 300 V, -150 V, -180 V, 26V などを供給する。指示機の安定性を保つために、ほとんど自動調整式とした。

(4) 筐体

操作器具を前面に配置したが左上部にはマルチメータをおいて全系統、18 カ所の電圧、電流を測定するほか、送信出力の監視を切替えによってできるように設計した。障害のときの検出は迅速にできる。

操作頻度の高い制御器にはピストル型の大型ハンドルを用いた。電源スイッチには W 型制御開閉器を、空中線の水平回転制御器には DM 型主幹制御器を用いた。この水平回転制御器は 4.ウ(3) 項で述べたとおり、誘導電動機の 2 次抵抗を加減し、また 1 次の相の切替によって逆転させる。2 次抵抗には軽量で放熱のよい EW 型抵抗を用いた。全速回転中の空中線を所望方位に停止させることは相当精密な制御を要するので通常ワード・レオナード法などが採用されるところであるが、これは常時、直流電源を運転しておかねばならず保守が容易でない。レーダにおいては空中線を停止する機会はむしろ少く、多少の抵抗損を見越しても時間的には非常に短かいので 2 次抵抗加減法の操縦性について検討を重ね、十分な確信をもって本法の採用方針を立てた。結果は非常に良好である。制御レバー中央で停止、両端は全速、ノッチ数は左右各 4 段である。

7. 電 源

本機は 3 相交流 50 c/s 220 V の電源を要するが、空中線駆動電動機以外は自動電圧調整器を通じて電源変動の影響を防止した。

8. む す び

本機はすでに毎日の業務に有力な資料を提供しつつある。気象観測におけるレーダの使用は、少くともわが国の気象観測に偉力を与えるものといえよう。当社においても大出力マグネトロンの完成と共に、レーダとして当時の記録的製品であった。これによって得た貴重な経験を生かして、この種大型レーダの進歩改善に努めることを期している。

終りに当り終始ご指導を賜った中央气象台、東京・大阪両管区气象台、気象研究所、建設省建築研究所の各担当官、ならびに本機の製作据付にご協力を頂いた関係各位、また当社研究所の各位に衷心感謝の意を表する。

参 考 文 献

- (1) 小平信彦: “気象用レーダによる降雨量の測定” 電気通信学会雑誌 昭和 31 年 2 月 pp. 121~126

HKB-2 型常時位相比較搬送保護継電方式に使用する PC-3 型電力線搬送装置

無線機製作所

大鳥羽幸太郎*・嶋村和也*・竜田直紀*

Type PC-3 Power Line Carrier Equipment for Type HKB-2 Continuous Phase Comparison Protective Relaying

Electronics Works Kōtaro ŌTOBA・Kazuya SHIMAMURA・Naonori TATSUTA

Type HKB-2 continuous phase comparison carrier protective relaying is a system newly developed for the protection of transmission lines where fault currents of less than the maximum load current are suspected to be present. Special consideration has been also taken with it for the application to the P.C. grounding system. In the paper with the trial manufacture of power line carrier equipment exclusively built for this system as a central figure, artificial fault tests were conducted on the trunk line of Kyushu Electric Power Co.

1. ま え が き

送電系統の拡大に伴って、その安定度を向上させるために、送電線に発生した故障を高速度で除去することがきわめて重要な問題となってきた。かかる状況の下に、近年主要幹線には、動作が正確でしかも高速度の搬送保護継電方式が広く適応されつつある。

当社においても、とくに位相比較方式に関しては従来から研究が行われ、すでに本誌上にも、その成果が、2, 3, 紹介されている。⁽¹⁾⁽²⁾

しかしながら、標準方式の、HKB 型位相比較搬送保護継電方式は故障電流が、最大負荷電流より充分大きな系統でないと、使用できないという点で、適応範囲に制限があった。この欠点を除去して、位相比較方式の適応範囲を拡大するため、HKB-2 型常時位相比較搬送保護継電方式が開発され、それに伴って電力線搬送装置も新たに PC-3 型が開発された。PC-3 型電力線搬送装置では、常時自己監視を行うことが可能となり、また位相比較方式でありながら、比較的狭帯域の受信濾波器を使用することによって、その信頼度は一層向上されることとなった。

本文は、この新型電力線搬送装置の特長、動作を説明すると共に、新方式の概要と試作機による人工故障試験の結果についても、のべたものである。

2. HKB-2 型常時位相比較搬送保護継電方式

以前、本誌上に紹介された⁽¹⁾⁽²⁾標準の HKB 型位相比較搬送保護継電方式は、最小短絡電流が最大負荷電流に比較して、充分大であるような 2 端子保護区間にしか適用することができないという欠点があった。

HKB-2 型常時位相比較搬送保護継電方式は、この欠点を除去し、位相比較方式の適用範囲を拡張するため新

たに、開発せられたもので、負荷電流以下の故障電流にも、応動し得る点に最大の特長がある。また、3 端子保護区間への適用も可能であり、短絡および接地故障に対する定限時後備保護能力をもたせることもできる。なお、搬送装置は、動作状態を常時自己監視するよう構成してある。

この方式は一般の搬送距離継電方式や電力方向比較方式に比して、回路構成が簡単であり、保守、点検も容易である。

この装置は、重要送電線の 2 端子保護区間に適用して区間内のすべての故障を高速度で、両端同時遮断せしめるに最適のもので、保護し得る線路亘長の限界は、一般の搬送保護継電方式の場合とほとんど同様である。

また、系統脱調時においても、誤動作のおそれがないことは、この方式の大きな利点である。

ア. 構成および動作

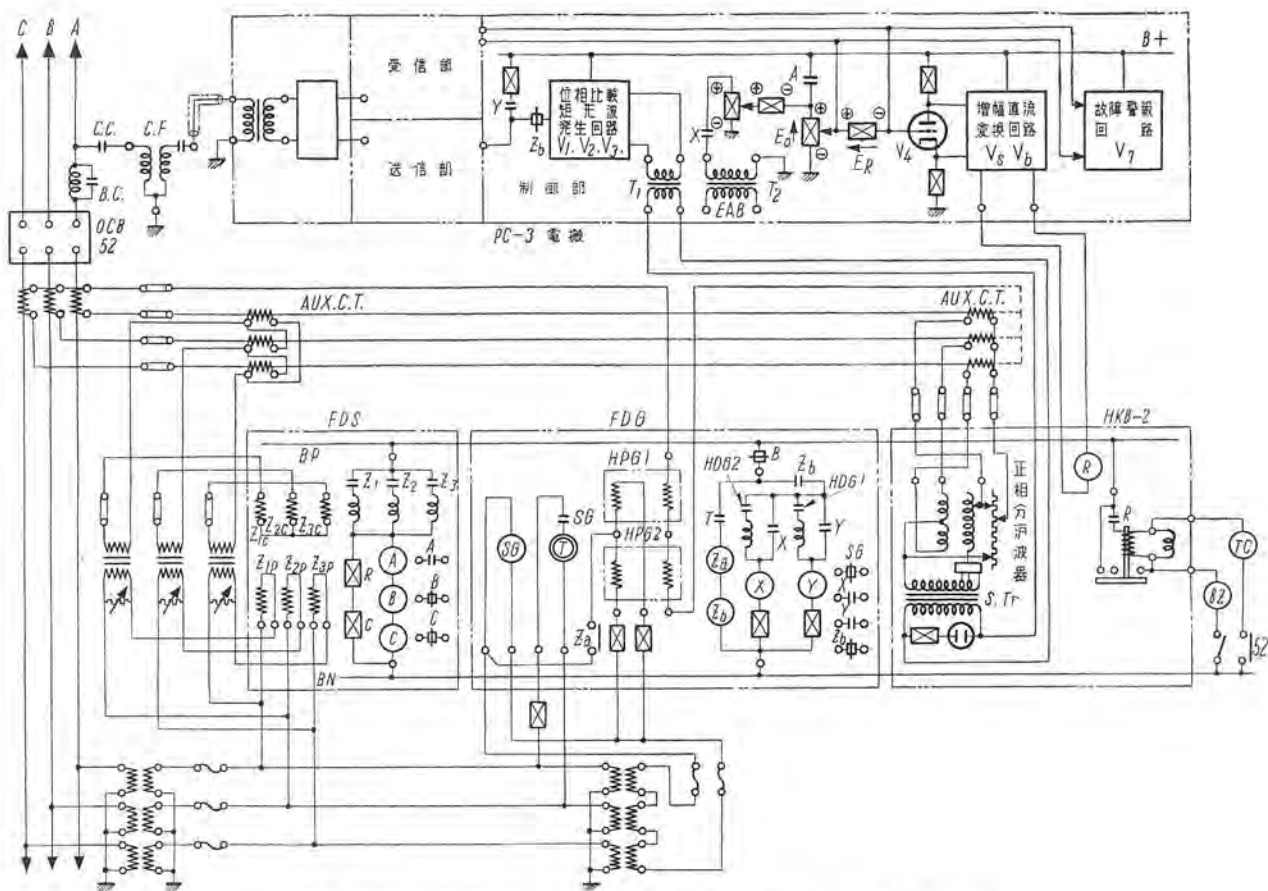
1 図は、本方式の原理説明図で、便宜上回路は簡略化して示してある。この装置は図示してあるように、HKB-2 型位相比較継電器、FDS 型短絡故障検出継電器、H DG 型接地故障検出継電器および PC-3 型電力線搬送装置、送信部、受信部、制御部から成り立っている。

1 図より明らかなように、計器用変流器の 3 相 2 次電流は、HKB-2 型継電器の正相分濾波器に導入され、正相分が飽和変圧器 (S. Tr) の 1 次側に印加されるようになっていて、その 2 次側に誘起した電圧は、搬送装置を制御する入力となる。

なお、飽和変圧器の 2 次側には定電圧放電管が接続してあり、過度の誘起電圧を抑制している。

つぎに、PC-3 型電力線搬送装置の制御部は送信搬送波を制御するための真空管、 V_1 , V_2 および V_3 ならびに受信検波出力により、位相の弁別を行い内部故障時、受信継電器 R を動作させる真空管、 V_4 , V_5 および V_6 より

* 機器製造部



1 図 HKB-2 型常時位相比較搬送保護継電方式原理図

Fig. 1. Schematic diagram of type HKB-2 continuous phase comparison carrier protective relaying system.

成り立っている。

真空管 V_1 , V_2 および V_3 によって、正相分位相比較正弦波電圧を制限増幅して矩形波に変換し、この位相比較矩形波によって、送信増幅器に変調を加え、矩形波の正の半 c/s のときだけ、搬送波を送出させる。したがって、線路に送出される搬送波は正相分電圧が正（または負）である半 c/s のみで、負（または正）の半 c/s に相当する時間は搬送波の送出は、阻止される。

なお、送信出力の一部は、自端の受信部に入り、増幅検波の後位相弁別を行う真空管 V_4 に負の電圧を与えるよう、接続してある。

(1) 短絡故障発生の場合

位相弁別真空管 V_4 は、短絡故障検出継電器、FDS の A 接点が開閉した場合にのみ、その格子に正の電圧が与えられ、陽極電流が流れるようになっている。すなわち、 V_4 の格子においては、受信検波出力電圧 E_R と、A 接点の動作により与えられる正電圧、 E_0 との間には、常に、 $E_R > E_0$ の関係が成立するよう受信出力が調整されている。この条件が成立していれば、 V_4 の格子に正電圧 E_0 が与えられても、この時間中に両端の送動部からの、半 c/s ごとの搬送波が連続して受信されている限り、 V_4 の格子にかかる合成電圧は常に負となり、 V_4 に陽極電流は流れない。しかしもし、両端からの半 c/s ごとの搬送

波が同位相で線路に送出されている場合には、すなわち、内部短絡故障時には、半 c/s の間には、受信検波出力 E_R は零となり、この時間中は、 V_4 の格子には正電圧 E_0 のみが与えられ、したがって V_4 に陽極電流が流れる。 V_4 の陽極電流は、搬送波の受信されない時間のみ流れるので、矩形波状の電流となり、これを V_5 , V_6 によって増幅すると共に直流に変換して、受信継電器 R を動作させ、引し回路を形成させる。

短絡故障検出継電器、FDS は、短絡故障検出インピーダンス要素 Z_1 , Z_2 および Z_3 ならびに、補助接触器 A , B および C とから成り立っている。

なお、長距離区間の場合には、図示のように偏移インピーダンス装置を付加して、モディファイドインピーダンス継電器として動作させることができる。

各相のインピーダンス要素は、保護区間内の最も遠い短絡故障時にも、充分な高速度で動作し得るように整定され、 Z_1 , Z_2 または Z_3 のいずれかが動作しても、 A , B および C は同時に動作するようになっている。

A が動作すれば、真空管 V_4 の格子には正電圧 E_0 が与えられるわけである。

また、短絡故障検出継電器 FDS は、 Z_1 , Z_2 または Z_3 のいずれか 1 つ以上が動作すれば、 B 接点により接地故障検出継電器を電源より切り離し、短絡優先の保護動作

を行い、C 接点は短絡故障時に、装置故障警報回路が誤警報を行わないよう、警報回路の真空管 V_7 を電源から切り離す。

本装置の主部である位相弁別真空管 V_4 の動作に関しては、従来より本誌上⁽¹⁾⁽²⁾や、多くの文献⁽³⁾に発表されているので省略するが、この方式では V_4 に与える正電圧を連続した正電圧とし、搬送波を自端他端を組み合わせて、連続した負電圧(外部故障時)または断続した負電圧(内部故障時)とした点が従来のものと異っている。また受信継電器 R には、変成器と整流器を介して直流電流を供給していたが、これを真空管 V_5 , V_6 により増幅しつつ直流に変換して、直接受信継電器 R を動作させるようにした点も従来のものと異っている。

なお、この方式では、搬送波は遮断器動作を阻止する目的に使用しているため内部故障時搬送波が相手端に到達しない場合があっても、保護動作に支障をきたすことはなく、搬送波は、外部故障時に位相弁別真空管 V_4 の陽極電流を阻止する目的にのみ使用されている。

なお、後述するように、制御部整流管 V_1 によって真空管 V_2 に偏倚電圧を与え、送信部より送出される搬送波の送出幅をこの偏倚電圧の調整によって変化調整することができるようになっている。標準の整定によれば、PC-3 型電力線搬送装置の出力電流と入力電圧位相との関係は、2 図に示すように $\pm 60^\circ$ の位相差が受信継電器 R の動作、不動作の限界点となっている。2 図によれば、外部故障のように両端の電流位相差が零のときは、継電器 R に流れる電流は零であり、内部故障時に 180° の位相差をもてば、出力は最大となり、継電器 R を高速度で動作させることがわかる。また継電器 R の不動作限界点はある幅をもっているため両端の変流器による位相誤差とか、充電電流による両端電流の位相差が多少あっても、誤動作のおそれはない。

(2) 接地故障の場合

接地故障検出継電器 FDG は、零相電圧検出継電器 SG、時限継電器 T、零相電力流入検出継電器 HDG 1、零相電力流出検出継電器 HDG 2、HDG 1 の動作により自己保持する補助接触器 X、HDG 2 の動作により自己保持する補助接触器 Y、および T の動作により動作する補助接触器 Z から成り立っている。

接地故障発生により零相電圧 V_0 が SG に印加されると 1~3 秒後に接点 T が閉じ、短絡故障が発生していないという条件で Z が動作する。Z が動作すれば接点 Z

によって制御部から、送信部に供給される位相比較矩形波が断たれるので、位相比較動作は中止される。一方接地故障発生後数秒経過して、接地線輪に並列抵抗が投入されると、故障点に零相有効電力が供給されて、零相電力流入端では HDG 1 が動作して X を自己保持させ、零相電力流出端では、HDG 2 が動作して、Y を自己保持させる。したがって、零相電力流入端では接点 X によって交流電圧が制御部弁別真空管 V_4 の格子に与えられる。零相電力流出端では接点 Y によって、送信部に連続した正電圧が与えられ、搬送波が連続して送出される。したがって少なくとも 1 端において零相電力が流出しているときにはたとえ流入端があっても、外部故障と判断して、流入端において交流電圧が弁別真空管 V_4 の格子に与えられていても充分な、受信検波出力 E_R のために、 V_4 の陽極電流は阻止され、引外し回路は形成されない。

一方、零相電力流入端のみの場合には、HDG 2 は不動作であり、したがって、接点 Y は閉じないから、搬送波は両端とも送出されず、制御部弁別真空管 V_4 の格子には両端ともに交流電圧が接点 X によって与えられることになり、受信継電器 R を動作させ、引外し回路を形成して両端同時遮断を行う。

なお、接点 SG の 1 個は、接地故障時に装置故障警報回路が誤表示するのを防ぐために、警報回路の真空管 V_7 を電源から切りはなす。

なお、PC-3 型電力線搬送装置の装置故障警報回路については次節で説明する。

1. 本方式の特長

(1) 保護区間内の短絡および接地故障のすべてに対して HKB-2 型継電器、FDS 型短絡検出継電器、FDG 型接地検出継電器および PC-3 型電力線搬送装置の 1 組を要するのみで、継電装置がきわめて簡単である。

(2) 系統に脱調状態が発生しても誤動作のおそれはない。

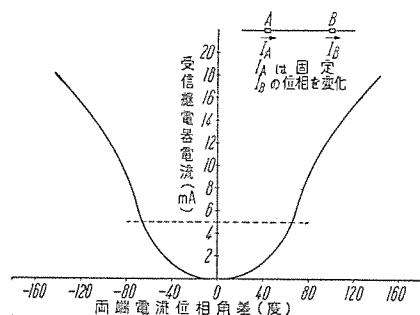
(3) 保護区間内のすべての故障に対して、つねに高速度で確実に動作し、両端を同時遮断する。

(4) 外部故障時に、保護区間両端の変流比間に相当の変成比誤差、および位相誤差を生ずるような場合にも、なんら誤動作のおそれはない。

(5) この方式は、常時位相比較方式であるから、搬送装置の動作状態を常時自動点検することが可能で、故障発生時には直ちに、両端で警報および表示を行うことができる。

(6) この方式では、搬送波は抑制信号として使用しているから、内部故障時に搬送信号が相互に伝達されない場合があっても、なんら保護動作の支障とはならない。

(7) 最小短絡電流が最大負荷電流以下であるような系統に対しても充分の信頼性をもって適用することができる。



2 図 HKB-2 型常時位相比較搬送保護継電方式総合特性

Fig. 2. Typical overall characteristics of HKB-2 protective relaying system.

(8) 3 端子保護区間に対しても適用できる。

(9) FDS 型故障検出継電器, FDG 型故障検出継電器を利用して, それぞれ短絡および接地故障に対する定時後備保護能力をもたせることができる。

(10) この方式は, FDS 型短絡検出継電器または, FDG 型接地検出継電器が故障検出を行わない限り装置の故障による, 誤遮断のおそれはない。

(11) この装置は, 消弧線輪接地系の保護に適合するように構成されたものである。

3. PC-3 型電力線搬送装置

ア. 変調方式と側帯波

前節において, のべた如く位相比較動作を行うためには送電線保護区間の両端の電流(正相, 逆相, 零相のいずれをとってもよく, 適用する送電線により, これらのうち適当なものを1つまたは2つをとる)の位相をそれぞれ相手端へ伝達するため, PC-3 型電力線搬送装置では, 線路電流の位相に合致した線路周波数の矩形波電圧(以下位相比較波と称す)によって, 搬送周波数を 100% 振幅変調して送出する方式をとっている。

線路状況によって, 線路の電流は大幅に変化する可能性があるため, この振幅変化によって位相比較動作に悪影響を及ぼすことがないように, 正弦波入力を増幅整形して一定振幅の矩形波とし, これを位相比較波としている。

ここでは, まず連続搬送波を位相比較波によって, 100% 振幅変調した場合に, 被変調波に含まれる側帯波成分を求めてみる。

いま, 搬送波を

$$i_c(t) = I_c \sin(\omega_c t + \theta) \quad \dots\dots\dots (1)$$

とし, 被変調波を

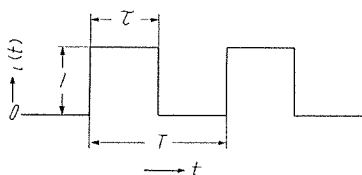
$$i_m(t) = b + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi b}{n\pi} \cos n\omega_m t \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\text{ただし } b = \frac{\tau}{T} = \frac{\omega_m}{2\pi} \cdot \tau \quad \dots\dots\dots (3)$$

で表わされる。3 図に示すような単位振幅の矩形波とすれば,

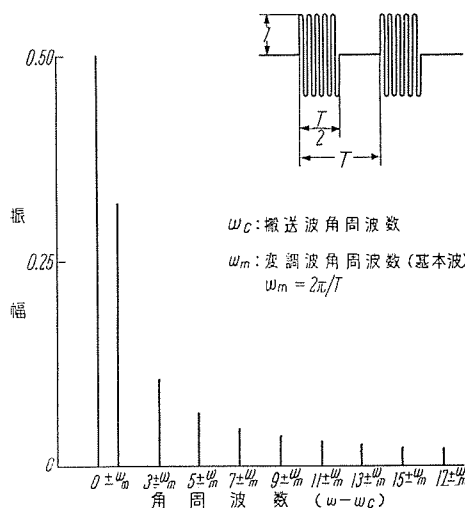
被変調波は

$$\begin{aligned} i(t) &= i_c(t) \cdot i_m(t) \\ &= I_c b^1 \sin(\omega_c t + \theta) \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi b}{n\pi b} \cos n\omega_m t \right] \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (4)$$



3 図 単位振幅矩形波

Fig. 3. Rectangular wave train with unit amplitude.



4 図 矩形振幅変調波の周波数スペクトル

Fig. 4. Frequency spectrum for rectangular modulated waves.

にて与えられる。

最も典型的な例として継続比 $b=1/2$ なる場合を考えると(4)式はつぎの如く変換される。

$$\begin{aligned} i_{1/2} &= \frac{1}{2} I_c \sin(\omega_c t + \theta) \\ &+ \sum_{p=1}^{\infty} \frac{(-1)^{p-1}}{\frac{2p-1}{2} \pi} I_c \sin(\omega_c t + \theta) \cos[(2p-1)\omega_m t] \\ &= \frac{1}{2} I_c \sin(\omega_c t + \theta) \\ &+ \sum_{p=1}^{\infty} \frac{(-1)^{p-1}}{(2p-1)\pi} I_c \left[\sin\{\omega_c + (2p-1)\omega_m\}t + \theta \right] \\ &+ \sin\{\omega_c + (2p-1)\omega_m\}t + \theta \quad \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

(5) 式は各側帯波成分の振幅と周波数を与えるもので第1項は, 搬送波を表わし, 第2項の無限級数は側帯波を表わしている。(5) 式により, 搬送波および側帯波の振幅を求めたのが, 4 図である。

つぎに, エネルギーについて考えると, 被変調波の全エネルギーは継続比 $b=1/2$ の場合には,

$$p = \frac{1}{T} \int_0^T i_{1/2}^2(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T I_c^2 \sin^2(\omega_c t + \theta) dt = \frac{I_c^2}{4} \quad \dots\dots\dots (6)$$

となる。

搬送波のエネルギーは

$$p_0 = \frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{1}{2} I_c \sin(\omega_c t + \theta) \right]^2 dt = \frac{I_c^2}{8} \quad \dots\dots\dots (7)$$

となる。また各側帯波成分のエネルギーは同様に計算して, つぎの如くなる。

$$\left. \begin{aligned} p_1 &= \frac{1}{2} \left(\frac{I_c}{\pi} \right)^2 \\ p_2 &= \frac{1}{2} \left(\frac{I_c}{3\pi} \right)^2 \\ p_3 &= \frac{1}{2} \left(\frac{I_c}{5\pi} \right)^2 \\ &\vdots \\ p_p &= \frac{1}{2} \left[\frac{I_c}{(2p-1)\pi} \right]^2 \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (8)$$

となる。したがって, 第 p 次側帯波までをとったときの, エネルギーの全エネルギーに対する比 α は

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{p_0 + \sum_p p_p}{p} \\ &= \frac{1}{2} \sum_p \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 \frac{1}{(2p-1)^2} \quad \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

(5) 式および(9) 式によって各側帯波の振幅および α を求めた結果は, 1 表に示す如くである。

1 表によれば, 第2側帯波までとすると, 総エネルギーの 95% が包含され, それ以上の次数に対してはエネルギーの増加の割合は, 急激に減少していることがわかる。

しかしながら, α の収斂状況はかなり悪く, 理想的な変調方式とは考えられない。側帯波の面から考えれ

1 表 側帯波の分布

側帯波次数 p	周波数	振幅	α
0(搬送波)	ω_c	$0.5000 I_c$	0.5000
1	$\omega_c \pm \omega_m$	0.31831	0.9053
2	$\omega_c \pm 3\omega_m$	0.10610	0.9503
3	$\omega_c \pm 5\omega_m$	0.06366	0.9665
4	$\omega_c \pm 7\omega_m$	0.04547	0.9748
5	$\omega_c \pm 9\omega_m$	0.03537	0.9798
6	$\omega_c \pm 11\omega_m$	0.02894	0.9831
7	$\omega_c \pm 13\omega_m$	0.02449	0.9861
8	$\omega_c \pm 15\omega_m$	0.02122	0.9879
9	$\omega_c \pm 17\omega_m$	0.01872	0.9893

ば、FS 方式は有利であり、装置の構成上の問題と関連して将来採用されることも考えられる。また、振幅変調方式をとるにしても、現在の矩形波変調に対して、梯形とかこれに類似の波形による変調も考えられる。

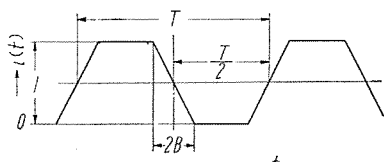
一例として、5 図に示す梯形波について考えると、

$$i_m = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi B} \sum \frac{\sin(2n+1)B}{(2n+1)^2} \cdot \sin(2n+1)\omega_m t \dots (10)$$

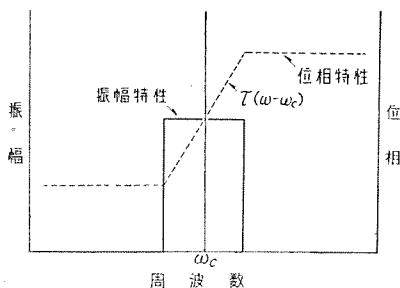
したがって、被変調波 (1) 式と (10) 式から

$$\begin{aligned} i(t) &= \frac{1}{2} I_c \sin(\omega_c t + \theta) \\ &+ \frac{I_c}{\pi B} \sum \frac{\sin(2n+1)B}{(2n+1)^2} \\ &\quad \sin(2n+1)\omega_m t \sin(\omega_c t + \theta) \\ &= \frac{1}{2} I_c \sin(\omega_c t + \theta) \\ &+ \frac{I_c}{\pi B} \sum \frac{\sin(2n+1)B}{(2n+1)^2} \\ &\quad \left\{ \cos\{(\omega_c - (2n+1)\omega_m)t + \theta\} \right. \\ &\quad \left. - \cos\{(\omega_c + (2n+1)\omega_m)t + \theta\} \right\} \dots (11) \end{aligned}$$

となり、各側帯波の振幅は、(2) 式に示す矩形波による変調の各側帯波振幅の $\frac{\sin(2n+1)B}{(2n+1)B}$ 倍となり、高次側帯波の振幅はより急速に減少する。したがってこのような変調波を用いることは側帯波の分布から考えれば、矩形波を用いるよりはかなり有利である。



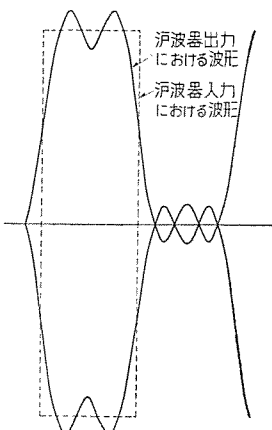
5 図 単位振幅梯形波
Fig. 5. Isosceles trapezoidal wave train with unit amplitude.



6 図 理想帯域濾波器の特性
Fig. 6. Amplitude and phase characteristics of an ideal band-pass filter.

イ. 受信帯域幅

前節において、被変調波の側帯波成分につき考察を加え、第 2



7 図 理想濾波器による波形歪
Fig. 7. Wave from distortion by the ideal band-pass filter.

側帯波までとれば総エネルギーの 95% までを包含し得ることが示された。

搬送保護継電装置の受信回路に使用する濾波器としては、線路故障時に発生する強大な線路雑音を軽減するため可及的狭帯域なるものが望ましいことは当然である。

しかしながら、受信濾波器を余りに狭帯域として、たとえば搬送波のみしか通過させぬような濾波器を用いたのでは変調の意味が失われてしまう。したがって、受信濾波器の特性を定めるには、線路雑音からくる狭帯域化の要求と、変調波の忠実な伝送からくる広帯域化の要求とを、最高能率の点で妥協せしめねばならない。さきに示された 1 表によれば第 2 側帯波までとれば、被変調波の全エネルギーの 95% が包含され、しかもそれ以上の側帯波をとっても包含されるエネルギーの増加の割合はきわめて少い。したがってこの帯域内に故障時線路雑音が均一に分布するものとすれば、第 2 側帯波までをとり、それ以外の側帯波を除去してしまうような濾波器は、非常に能率のよい特性をもったものといえる。

しかしながらかかる特性の濾波器を通すことは、必要的に被変調波に波形歪を与えることになる。

簡単のために、理想濾波器を仮定して、前節 (5) 式で表わされる被変調波がこの濾波器を通過することにより、波形がいかに変化するかを考えてみる。ここにいう理想濾波器とは、通過域においては、動作減衰量が一定で減衰域においては、減衰は無限大であり、また位相推移は通過域においては周波数に対して直接的に増加する。6 図のような特性を有するものである。この場合には減衰域に存在する側帯波は、全部欠除されるのであって、したがって、振幅歪を生ずることになる。

(5) 式で与えられる被変調波を 6 図のような特性の濾波器を通した場合には、側帯波のうち ω_1 から ω_2 までの周波数のみが出力に現われ、その振幅は一樣に入力 $1/k$ に減少され、また、各周波数は τ 秒後に出力に現われる。したがって、出力波は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} i_{\frac{1}{2}}(t) &= \frac{I_c}{2K} \sin\{\omega_c(t-\tau) + \theta\} \\ &+ \frac{I_c}{\pi K} \left[\sin\{(\omega_c + \omega_m)(t-\tau) + \theta\} \right. \\ &+ \sin\{(\omega_c - \omega_m)(t-\tau) + \theta\} \left. \right] - \frac{I_c}{3\pi K} \left[\sin\{(\omega_c + 3\omega_m)(t-\tau) + \theta\} \right. \\ &+ \sin\{(\omega_c - 3\omega_m)(t-\tau) + \theta\} \left. \right] \dots (12) \end{aligned}$$

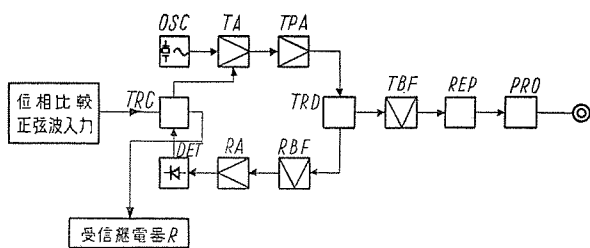
ただし

$$\begin{aligned} \omega_c - 5\omega_m &< \omega_1 < \omega_c - 3\omega_m \\ \omega_c + 3\omega_m &< \omega_2 < \omega_c + 5\omega_m \end{aligned}$$

とする。

(12) 式を図示すれば、7 図の如くである。

以上は、理想濾波器について考えたわけであるが、実際に使用される濾波器では、減衰特性や位相特性が多少異なり、そのため波形に 7 図のものより複雑な様相を呈するが大略の傾向を知るには充分である。



8 図 PC-3 型電力線搬送装置回路構成図

Fig. 8. Block diagram of the type PC-3 power line carrier equipment.

7 図のような波形は受信回路において整形を加えることによって原波形をとり出すことはさして困難ではない。

ウ. 構成と動作

PC-3 型電力線搬送装置は送信部、受信部、制御部、電源部および、保守用測定器から成り、8 図の如く構成されている。9 図に示すのは試作 1 号機で、次節にのべる人工故障試験にはこの装置が使用された。なお、この試作機では受信回路の構成が、8 図と若干異なり、受信帯域濾波器 RBF の前に、補助受信増幅器 AX-RA と補助受信帯域濾波器 AX-RBF が付加してある。

(1) 送信部

送信部は水晶発振器、送信制御増幅器、送信電力増幅器により構成されている。

水晶発振器 OSC は、規定周波数を常時安定に発振するもので、無調整発振回路を採用している。とくに恒温槽は使用していないが、 $-10^{\circ}\text{C} \sim +40^{\circ}\text{C}$ の温度変化に対しても、発振周波数の変動は 250 kc 附近において 10 c/s 以内に保持されている。

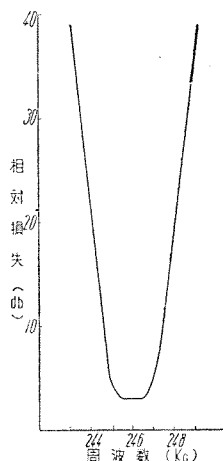
送信制御増幅器 TA は、制御部から供給される位相比較波(または、これに代る送信制御電圧)を制御格子に加え、水晶発振器出力の搬送波に変調(キーイング動作)を行っている。なお送信制御増幅器は制御部からの制御電圧がこない場合には、制御格子に与えられた負の偏倚電圧によって、増幅動作を行わず、水晶発振器出力の搬送波はつぎの電力増幅器に供給されない。

送信電力増幅器 TPA は、送信制御増幅器の出力をうけてこれを所要レベルまで増幅するものであり、線路出力 40db の構成と 50db の構成とがある。先に示した試作機は出力 40db の場合のもので、6L6-GT のプッシュプル AB₁ 級増幅器である。出力 50db のものでは、UY-807, 6本を並列プッシュプルとし、AB₁ 級で動作させ、常時位相比較時には出力を 40 db 以下にさげるように、送信制御増幅



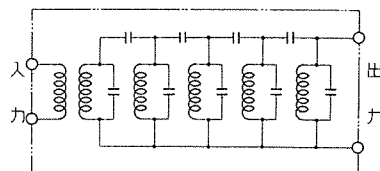
9 図 PC-3 型電力線搬送装置(試作品)

Fig. 9. Type PC-3 power line carrier equipment (a trial model).



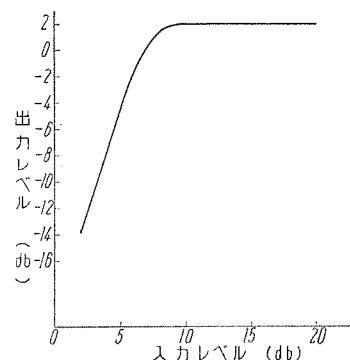
10 図 補助受信帯域濾波器減衰特性

Fig. 10. Attenuation characteristics of the auxiliary receiving band-pass filter.



11 図 補助受信帯域濾波器

Fig. 11. Auxiliary receiving band-pass filter.



12 図 補助受信増幅器の圧縮特性

Fig. 12. Amplitude limiting characteristics of the auxiliary receiving.

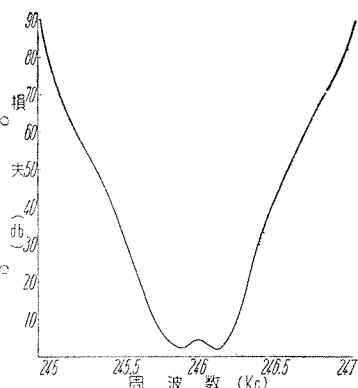
器の遮蔽格子電圧が制御される。線路故障が検出されると正規の電圧が印加され出力を 50 db にあげ、故障時線路雑音にも影響されることなく、位相比較動作が逐行できるようになっている。

送信電力増幅器の出力は、送信濾波器 TBF にて、不要側帯波の除去をうけて線路に送出される。

(2) 受信部

試作機においては、送信部と受信部との結合に減衰器を用い、補助受信帯域濾波器と振幅制限増幅器を用い、自局送信出力と相手端よりの受信入力とを、受信帯域濾波器 RBF の前でそろえるよう考慮し、かつ強力な線路雑音によって、受信帯域濾波器が損傷されないようにしてある。補助受信帯域濾波器の特性は 10 図の如くであり、通過帯域幅 $\pm 1\text{kc}$ の LC にて構成された 11 図の如き濾波器である。また、補助受信増幅器は 12 図のような制限特性をもった 3 段増幅器で、その出力レベルは 0 db が標準となっている。

現在設計中のものでは、送信部と受信部との結合に方向性結合回路 TRD を採用し、試作機における補助受信帯域濾波器と振幅制限増幅器を省略せしめるよう計画である。方向性結合回路 TRD は送信方向に対しては損



13 図 受信帯域濾波器(水晶濾波器)減衰特性

Fig. 13. Attenuation characteristics of the receiving hand-pass filter.

失が充分少く、送信部から受信部へのまわり込みに対しての損失は充分大であり、また、線路からの受信入力に対しては、損失の少ないもので自端送信出力と相手端よりの受信入力をこの回路により平衡させる作用をもつものである。

受信帯域濾波器 RBF は、狭帯域の水晶濾波器で、すでに検討したように第 2 側帯波までを通過せしめる特性を有する。13 図はこの濾波器の特性を示している。

回路は格子型の基本構成を変成器によって Jaumann 接続に交換したもので基本構成を 2 段連続に接続して所要の特性を得ている。

受信増幅器 RA は、受信帯域濾波器によって波形歪をうけた信号波を波形矯正を行いつつ増幅するもので最低受信レベル +5 db においても、装置の動作が正常となるような 2 段の高利得増幅器である。

受信増幅器出力は、2 極管検波を行い制御部に与えられる。

(3) 制御部

送受信制御部 TRC には、送信部を制御するための電圧を発生させる回路と、受信部からの検波出力によって、位相弁別を行い、内外故障の判定を行う回路、および装置の常時監視を行い、異常のあるとき警報を行う回路が含まれており、1 図の如く構成される。

変成器 T_1 の 1 次側には、NKB-2 リレーより位相比較正弦波が加えられており、真空管 V_1 , V_2 および V_3 によってこの正弦波を矩形波に変換する。真空管 V_1 は変成器 T_1 の片方の巻線の電圧を整流して真空管 V_2 に偏倚電圧を与えている。この偏倚電圧の大きさを変化させることにより、位相比較矩形波の断続比を変化させることができ、したがって前節 2 図に示した受信継電器の不動作範囲を任意に変化させることができる。また、この方式によれば、入力電圧の大きさによって、それに比例した偏倚電圧が生ずるため、任意の入力電圧で断続比を整定すれば、入力電圧が変化しても、断続比は変化しないという利点がある。真空管 V_3 の出力電圧は接点 Z_0 を介して、送信部の制御増幅器に接続されている。接点 Z_0 は接地故障発生により、動作して真空管 V_3 の出力が送信部へ供給されることを阻止する。したがって、接点 Z_0 が動作すれば、送信出力は零となる。また接点 Y は外部接地故障時動作する接点で Y が動作すれば、送信制御増幅器に連続した正電圧を与えて、連続した搬送波を送出させる。この部分が送信部を制御している回路である。

つぎに真空管 V_4 , V_5 および V_6 から成る回路は、受

信部からの検波出力電圧によって位相弁別を行っていて内部短絡故障時には接点 A を経て正の電圧が弁別真空管 V_4 に与えられ、受信部からの負の検波出力が断続されると、この検波出力のない瞬間だけ陽極電流が流れることになる。また、内部接地故障時には受信検波出力は零となり、変成器 T_2 の出力交流電圧の接点 X を経て弁別真空管 V_4 に与えられるので、交流増幅器として動作することになる。弁別真空管 V_4 は、ちょうど位相反転回路の構成となっている。真空管 V_5 および V_6 は、真空管 V_4 の交流出力をうけて、これを増幅しながら直流に変換し、受信継電器 R を動作させる。外部故障時には接地短絡を問わず、受信検波出力は連続した負電圧を弁別真空管 V_4 に与えるので、接点 X または A が閉じることがあっても、真空管 V_4 の格子電圧は陽極電流遮断点以下となり、出力を次段に供給しない。

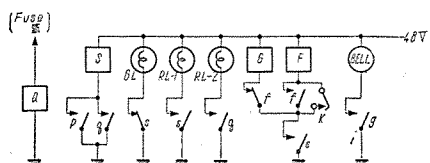
真空管 V_7 および継電器 P , Q , S , F , G 等で構成される回路は、本装置内部の故障状況を警報する回路であり、真空管 V_7 は常時位相比較時受信検波出力が連続した負電圧で規定値あることを監視しており、この電圧が低下するか、または断続した場合にはその陽極回路に挿入された継電器 P に電流が流れて、警報回路を起動するようになっている。なお、陽極回路に挿入された接点 C および SV_1 は、線路故障発生時故障警報回路の動作を停止させる目的もっている。真空管 V_7 には、その陰極に負の偏倚電圧が与えられていて、この電圧の大きさを調整することにより、継電器 P の始動特性を変化させることができる。装置故障が検出され継電器 P が動作すれば、その接点によって継電器 S を動作させ、赤ランプ $RL-1$ を点火させ、かつベルをもって警報する。継電器 Q は、電源回路のヒューズの断線により、動作するもので、継電器 Q が動作すれば同様に、その接点によって継電器 S を動作せしめ、赤ランプ $RL-1$ および $RL-2$ を点火させ、同時にベルをもって警報する。

(4) 電源部

この電源部は、この装置の動作に必要な電圧を交流 50 ~ 60 c/s の M-G セットから、供給するもので送信電力増幅器を 50 db のものにするか、40 db のものにするかによって、その容量は異なるが、いずれの場合も、整流には充分な容量のセレン整流器を用いて整流し、濾波回路の蓄電器は 500V 以上の回路には 3kV, 300~500V の回路には 2kV, 300V 以下の回路には 1kV の試験電圧のものを、それぞれ用いている。電源入力電圧は 200 V を標準としているが、 $\pm 10\%$ の範囲は電圧調整器により、5V 間隔で調整できる。

(5) 保守用測定器

この装置には保守用測定器として、レベル計ブラウン管オシログラフが架に実装してある。位相比較方式にあつては、レベル計のみによって保守することも不可能ではないが、完璧な保守を行うには実際波形の観測を行うのがより直接的で、ブラウン管オシログラフとレベル計



14 図 故障警報回路図

Fig. 14. Schematic diagram of the alarm unit.

レベル計およびブラウン管オシログラフは、いずれも特殊なものではないので説明は省略する。

(1) 使用条件

- (1) 使用条件
周囲温度 $-10^{\circ}\sim+40^{\circ}\text{C}$ 、湿度 20~90%
- (2) 搬送周波数
250kc 附近を標準とする。
- (3) 搬送周波数
安定度、上記使用条件内で $\pm 10\text{c/s}$ 以内。
- (4) 送信出力
装置出力端子において、40db または 50db。
- (5) 歪率
装置出力端子において規定出力時、 -40db 以下。
- (6) 入力インピーダンス
装置出力端子におけるインピーダンスは、 75Ω を標準とする。
- (7) 耐圧
装置出力端子と大地間は A-C 2,000 V の加圧に耐える。
- (8) 最低受信レベル
装置入力において $+5\text{db}$ 。
- (9) 送信濾波器
- | | |
|-------------------------------|------------|
| 中心周波数 $\pm 3\text{kc}$ の動作減衰量 | 3 db 以下 |
| 2×中心周波数 にて | 80 db 以上 |
| 3×中心周波数 にて | 90 db 以上 |
| 公称インピーダンス | 75Ω |
- (10) 受信濾波器
- | | |
|----------------------------------|------------|
| 中心周波数 $\pm 200\text{c/s}$ の動作減衰量 | 5 db 以下 |
| 中心周波数から 1kc 以上はなれて | 60 db 以上 |
| 公称インピーダンス | 75Ω |
- (11) 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、保護区間の両端の電流位相差 $\pm 60^{\circ}$ を標準とする。
- (12) 電力方向比較時のビルドアップ時間
5 m/sec 以下。
- (13) 所要電源
A-C 200V 50~60 c/s
出力 50db の場合 常時 (40db にて動作)
約 500VA
線路故障時 (50db にて動作)
約 800VA
出力 40db の場合 約 300VA

- 装置は常時自己監視し、ヒューズ断、および検波出力に異常あるとき、ベルおよびランプにて警報。

- 送信電力増幅器を除き他はすべて搬送通信用MT管

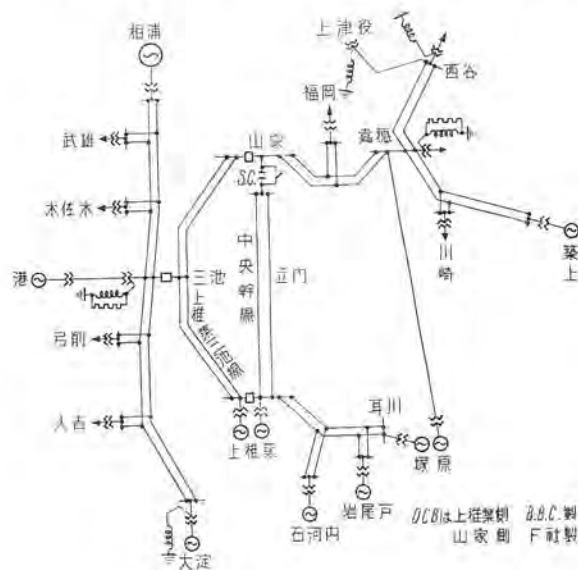
- 高さ 2,350mm または 2,750mm は標準鉄架に新型

4. 人工故障試験における動作実績⁽⁴⁾

九州電力においては先般大規模な潮流制御装置として中央幹線山家変電所に直列蓄電器の設置が計画され、機器の据付完了を機に本年3月潮流制御装置としての直列蓄電器の動作確認とそれに伴う系統運営上の諸問題に関して電試、電研をはじめその他多数関係者が参加して大規模な試験が行われた。

当社においても九州電力のご好意により人工故障試験に参加する機会を得、直列蓄電器を含む系統の保護に関して有利と考えられる HKB-2 型常時位相比較式搬送保護継電方式を持参し、その動作の確認を行うことができた。以下は本装置の動作記録の一例としてこの試験について簡単にのべたものである。

人工故障試験は 15 図に示す九州電力の 60c/s 営業系統をそのままの状態を使用して行われた。直列避雷器 $15.4\ \Omega$ を挿入したループ系統で、ループ潮流電力約 60 MW、(中央幹線負荷約 35MW) の軽負荷状態において 2 表に示すように計 5 回の 1 相弧光地絡を発生させた。これら 5 回の試験のうち第 1 回は消弧線輪および併列抵

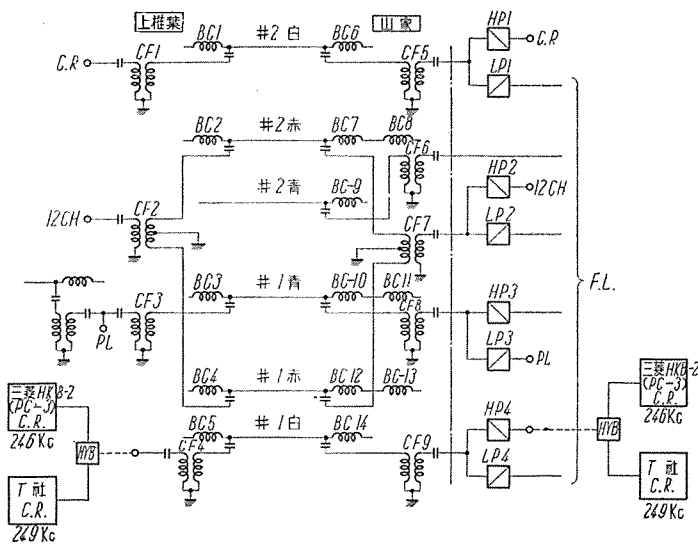


15 図 試験系統図

Fig. 15. Schematic diagram of power-transmission system at arlef line faults tests.

2 表 表人工故障試驗試驗項目

項 目	試験番号	併列抵抗	故障発生地点	故障発生装置	系 統
消弧試験	D-3	常時使用状態	中央幹線 山家	ブス・タイ ヒューズ	ループ系
	D-1-1		中央幹線 立門	パチンコ ヒューズ	
	D-4-2	接地発生	三 池 線 上惟梁	ブス・タイ ヒューズ	ループ系
遮断試験	D-1-3	1.5 秒後	中央幹線 立門	パチンコ ヒューズ	潮流60MW 中央幹線 負荷35MW
	D-1-4	に遮断	同 上		
	D-1-5		同 上		



16 図 中央幹線伝送回路構成図

Fig. 16. Schematic diagram of the power line carrier transmission lines, central main line.

抗を常時使用状態、すなわち常時併列抵抗挿入、接地事故瞬時開放として、消弧線輪による消弧機能の実測のために行われた。第 2~5 回は中央幹線接地保護継電器の試験を目的として行われたもので線路のほぼ中間の地点立門で 3 回区間外故障として上樞葉三池線に 1 回 1 相弧光地絡を発生させた。したがってこの場合には消弧線輪併列抵抗を瞬時遮断とせず約 1.5 秒の時限をもたせ、搬送保護継電装置は限時継電器を除外して直接遮断方式とし併列抵抗遮断前に動作せしめた。試験に使用された装置は当社の HKB-2 型常時位相比較方式搬送保護継電装置(第 1 次試作品)と既設の T 社製電力方向比較方式搬送保護継電装置である。

試験にあたっては両装置共同時に動作させ、搬送波は、1 号線白相に結合、故障は 1 号線赤相に発生させた。

ウ. 伝送回路

上樞葉発電所と山家変電所間の搬送波伝送回路は 16 図の如く構成されており、PC-3 型電力線搬送装置は 3 巻線変成器を介して N 社搬送装置と並列に同相に結合して使用した。伝送回路の関連機器は大略つぎの如くである。(ただし記号は 16 図記載の記号に同じ)

(1) 周波数

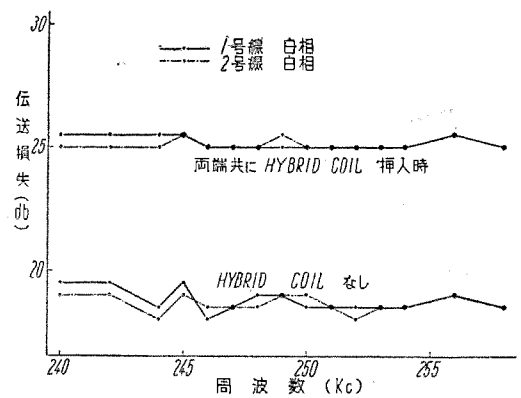
12CH 350 kc, 450 kc.....12 チャンネル搬送電話
C.R 249 kc (#1) }搬送保護継電装置
251 kc (#2)
P.L 90 kc.....搬送電話
F.L 195 kc.....Fault Locator

(2) 結合蓄電器

上樞葉 6,000 μ F (各相共)
山家 8,000 μ F (各相共)

(3) 結合濾波器

CF 1 } 1 線大地間結合方式用
CF 4 } 220~251 kc/s の損失 1.5 db 以下 195 kc



17 図 中央幹線搬送波伝送特性

Fig. 17. Carrier frequency transmission characteristics of central main line.

CF 5 } の損失 0.7 db 以下
CF 9 }

(4) Blocking Coil

BC 1 }
BC 5 } 195~251 kc にて 1,500 Ω 以上
BC 6 } (フィルタ型)
BC 14 }

(5) 分波濾波器

HP 1 } 249, 251 kc における損失 1.0 db 以下
HP 4 } 195 kc における損失 25 db 以上
LP 1 } 195 kc における損失 0.7 db 以下
LP 4 } 249, 251 kc における損失 10 db 以上

(6) 許容レベル

結合濾波器、分波濾波器共最大尖頭 65db のレベルにて特性の変化はない。

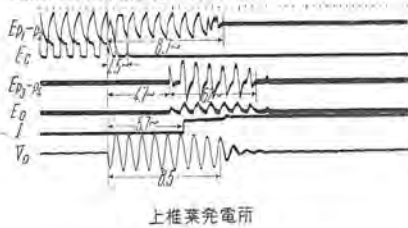
当社 PC-3 型電力線搬送装置は搬送周波数 245kc/s とし、16 図に示すように 3 巻線変成器を介して N 社搬送装置と共に 1 号線白相に結合した。1 号線白相の伝送特性は 17 図のような実測結果が得られた。なおこの系統へ PC-3 型電力線搬送装置を仮設した場合の搬送装置相互間の干渉については若干懸念されたが実際に動作せしめて確認の結果はなんら干渉障害は認められなかった。

エ. 試験結果

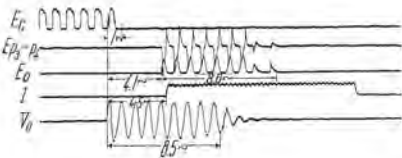
HKB-2 型常時位相比較式搬送保護継電装置の動作状況は 4 回の 1 相人工地絡試験のうち、内部故障 3 回、外部故障 1 回において、最終回試番 D-4-4 の 1 回のみ実遮断方式をとり、他の 3 回は表示方式として電磁オシログラフによりその動作を調査したが、内部外部のいずれの故障に対しても正動作を行い所期の成果を得ることができた。

3 表は HKB-2 型常時位相比較式搬送保護継電装置の動作時間を示したものである。動作時間はさして早くはないが、これは第 1 次試作品でもあり、動作の安全性をみこして整定したため 18 図をみればこの動作時間をさらに短縮できることは明らかであり、3c/s 程度の高速

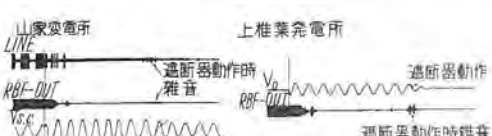
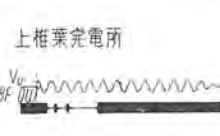
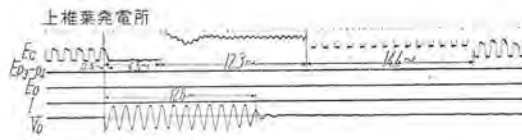
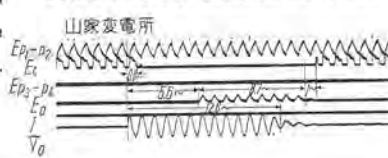
山家変電所 (B) 試験番号 D-4-2 中央幹線立門にて 1 号赤相地絡/HKB-2 により両端同時遮断



上椎葉発電所



(A) 試験番号 D-4-2 上椎葉三池線上椎葉にて 1 号赤相地絡



18 図 HKB-2 型搬送保護継電装置動作オシログラム

Fig. 18. Operating oscillograms of HKB-2 carrier protective relaying set.

度で遮断器引外し回路を形成せしめるようにすることは容易である。

また、この試験にあたり PC-3 型電力線搬送装置の受信系統を利用して線路故障時の雑音測定を行い 4 表の如き結果を得ることができた。測定器の関係で山家変電所においては 3 巻線変成器搬送装置側の広帯域における雑音および 246 ± 1 kc の濾波器、振幅制限増幅器、 $246 \pm \pm 0.25$ kc の濾波器を通過した後の狭帯域 (結局 246 ± 0.25 kc) の雑音を測定し、上椎葉発電所においては、後者の 246 ± 0.25 kc の狭帯域の雑音のみを測定したものである。ただし、測定は受信回路をそのまま利用しているため、故障瞬時の雑音は位相比較波に遮蔽されて測定できずまた db 増幅器でないため測定値の確度も充分とはいえないが故障時雑音の一資料としての意味は充分あるものと考えられる。

4 表の測定結果を要約すればつぎの如くである。

(1) 事故瞬時および遮断器動作時を除けば事故中の雑音は比較的小さい。

(2) 内部故障、外部故障でも雑音レベルの大きさに大差は認められない。

(3) 事故発生瞬時には広帯域 (結合濾波器の帯域と考えてよい) で +40db 程度までの雑音を発生し狭帯域 (246 ± 0.25 kc) の狭帯域ではそのとき線路側に換算して +10db 程度の雑音となっている。

3 表 HKB-2 型常時位相比較搬送保護継電装置動作一覧表

試験番号	直列蓄電器 (Ω)	故障地点 (内外の別)	故障継続 時間 (c/s)	地絡電 流 (A)	零相電圧 (kV)		動 作 時 間 (c/s)												動作 判定	注
					山家	上椎葉	山 家						上 椎 葉							
							Z	Y	X (E ₀)	E _{P3-P4}	I	Z	Y	X (E ₀)	E _{P3-P4}	I				
D-3	15.4	山 家	約 9消弧	176	62.5	60.0														
D-4-1	15.4	立 門 (内部)	約60遮断	142	57.7	60.0	0.7	—	4.8	4.8	5.3	0.7	—	4.8	4.8	5.8	正	HKB-2 搬送保護継電装置は表示のみにて動作確認。		
D-4-2	15.4	上 椎 葉 (外部)	11遮断	360	59.8	61.8	0.8	—	5.6	—	—	0.5	4.5	—	—	—	正	上椎葉側母線保護継電器により故障除去が行われた。なお HKB-2 の接点動作時間の協同も確認された。		
D-4-3	15.4	立 門 (内部)	約70遮断	205	59.8	62.5	1.1	—	4.8	4.8	5.2	0.8	—	4.3	4.3	4.7	正	試験番号 D-4-1 に同じ。		
D-4-4	15.4	立 門 (内部)	8遮断	490	59.8	60.0	1.5	—	4.7	4.7	5.7	1	—	4.1	4.1	4.5	正	HKB-2 搬送保護継電装置により両端同時遮断が行われた。		

d. 遮断器動作時の雑音は事故発生時の雑音より小さく広帯域で +32 db 狭帯域で +10 db 程度となっている。

18 図は電磁オシログラムおよびブラウン管オシログラムによる記録の例として、試験 D-4-2 (外部故障) および試番 D-4-4 (内部故障) におけるものを示す。図中使用の記号はつぎの如くである。

E_{P1-P2}: PC-3 型

電力線搬送装置入力位相比較波電圧

E_C: PC-3 型電力線搬送装置搬送波制御電圧 (接点 Z および Y の動作も示される)

E_{P3-P4}: PC-3 型電力線搬送装置出力引外し継電器動作電圧

E₀: 動作電圧 (接点 X の動作が示される)

I: 引外し回路電流

V₀: 零相電圧

なお接点 X はこの継電装置の動作要素を代表し接点 Y は抑制要素を代表しているものである。

RBF-OUT: PC-3 型電力線搬送装置受信濾波器 (246 ± 0.25 kc) 出力電圧

LINE: PC-3 型電力線搬送装置線路側 (広帯域) 電圧

V_{8,c}: 直列蓄電器対地電圧

18 図のオシログラムについて簡単に説明する。試験番号 D-4-2、外部故障、上椎葉三池線の上椎葉にて 1 号赤相を地絡、E₀ の波形を観測することによりまず接点 Z の動作を知ることができる。

接点 Z が動作すれば位相比較動作が中止される。Z の動作時間は 3 表に示したように山家側 0.8 c/s、上椎葉側 0.5 c/s である。ついで上椎葉側の接地電力流出検出継電器 HDG2 がはたらき、それによって補助接触器 Y が動作し自己保持される。Y の動作時間は 4.5 c/s である。一方山家側では接地電力流入検出継電器 HDG1 が動作し、それによって補助接触器 X が動作し自己保持される。X の動作時間は E₀ によって測定され 5.6 c/s で X

と Y との間の時間協調は充分満足されているので山家端においても E_{p3-p4} には出力が出ず、したがって継電器 R は動作せず引外し回路は形成されていない。また、ブラウン管オシログラフによる搬送周波の状況によっても Z および Y の動作を確認することができる。すなわち山家側 LINE の波形によって故障発生後、0.8c/s までは位相比

較のための搬送波が送出されている。また、RBF-OUT の波形によってもこれ以後は搬送波を受信していない。したがって Z は山家、上椎葉共に 0.8c/s 以内に動作していることが確認される。また、4.5c/s の後山家、上椎葉共に RBF-OUT に正規出力が得られかつ、山家 LINE にはこの波形がみられないことから考えて当然上椎葉側の Y の動作によって連続搬送波が送出されたものであることがわかる。線路雑音は山家 LINE にて故障発生瞬時に 40db の雑音が認められる。ただしこの雑音は RBF-OUT では搬送波に蔽れて認められない。故障中の雑音としては故障発生後約 1.5c/s の後に LINE にて 40db、RBF-OUT にて 10db (線路側換算) の雑音が記録されているが保護動作には全然影響をうけていない。

試験番号 D-4-4 内部故障、中央幹線立門にて 1 号赤相を地絡、なおこの場合のみ HKB-2 型搬送保護継電装置により遮断器を動作させた。

まず E_0 の波形より Z の動作時間は山家 1.5c/s、上椎葉 1c/s で、その後 E_0 は全然出ないので Y は両端とも不動作であることがわかる。つぎに E_0 の波形により X の動作時間は山家 4.7c/s、上椎葉 4.1c/s ある。X が動作し E_0 が与えられると直ちに E_{p3-p4} に交流電圧が発生しており、この電圧を全波整流して継電器 R が動作し引外し回路を形成する。R の動作時間は I をみればわかる。R の動作時間は山家 5.7c/s、上椎葉 4.5c/s である。また、遮断器の動作は V_0 によって確認され、両端共に 8.5c/s にて V_0 が切れている。したがってこの瞬間に遮断器が切りひらかれたものと考えられる。なお、山家の E_{p1-p2} をみると 8.7c/s にて正相濾波器出力が零となり線路の電流はなくなり両端同時遮断に成功したことが確認された。

また、ブラウン管オシログラフによる搬送周波の状況をみても 1.5c/s で両端共に Z が動作し位相比較が中止されていることがわかる。その後は搬送波の受信された様子はなく RBF-OUT には雑音のみしか認められない。一方線路雑音についてみると故障発生瞬時の雑音については搬送波に蔽われて不明であるが、40db を超えていないことは確実である。故障発生後 1.5c/s 以内に 3~4 回 LINE にて 30~40db の雑音がみとめられ、RBF-OUT にて最大 10db (線路側に換算) 程度の雑音が記録されている。また、8.5c/s の後、遮断器動作時に LINE にて 32db、RBF-OUT にて最大 10db (線路側に換算) 程度の雑音が認められる。しかしながら雑音のために保護動作

4 表 線路故障時雑音測定結果

試番	山	家	上 椎 葉
	広 帯 域 雑 音	狭 帯 域 雑 音	狭 帯 域 雑 音
D-3	とくに顕著なる雑音は認められない。	とくに顕著なる雑音は認められない。 0.5c/s 程度の間隔で微少な雑音が継続している。	とくに顕著なる雑音は認められない。 0.5c/s 程度の間隔で微少な雑音が継続している。
D-4-1	顕著なる雑音は事故発生 2c/s 後 +28db である。	顕著なる雑音は事故発生 2c/s 後 +4db (線路側換算) である。 0.5c/s 程度の間隔で微少な雑音が継続している。	顕著なる雑音は事故発生 2c/s 後 +10db (線路側換算) である。 0.5c/s 程度の間隔で微少な雑音が継続している。
D-4-2	顕著なる雑音は事故発生 2.5c/s 後 +40db である。	顕著なる雑音は事故発生 2.5c/s 後 +2.5db (線路側換算) である。 0.5c/s 程度の間隔で微少な雑音が継続している。	顕著なる雑音は事故発生 2.5c/s 後 +10db (線路側換算) である。 0.5c/s 程度の間隔で微少な雑音が継続している。
D-4-3	顕著なる雑音は事故発生 1.5c/s 後 +40db である。	顕著なる雑音は事故発生 1.5c/s 後の +2.5db (線路側換算) である。 0.5c/s 程度の間隔で微少な雑音が継続している。	顕著なる雑音は事故発生 1.5c/s 後の +10db (線路側換算) である。 0.5c/s 程度の間隔で微少な雑音が継続している。
D-4-4	顕著なる雑音は事故発生 2c/s 後の +40db、遮断器動作時に +32db である。	顕著なる雑音は事故発生 2c/s 後 +6db (線路側換算) 遮断器動作時に +2.5db (線路側換算) である。 0.5c/s 程度の間隔で微少な雑音が継続している。	顕著なる雑音は事故発生 2c/s 後の +10db (線路側換算) 遮断器動作時に +10db (線路側換算) である。 0.5c/s 程度の間隔で微少な雑音が継続している。

が妨害された様子はみとめられない。

オ. 試験結果に関する検討

試験結果によれば PC-3 型電力線搬送装置内部における時間的おくれは RBF-OUT 迄で 0.2c/s 以内と考えられ充分な高速性を有している。試験結果の引外し回路形成時間はさして短かいとはいえないが継電器の整定を時間的な協調を確実に保ちながらさらに高速化すれば 3c/s 程度で引外し回路の形成を行うことは容易である。また、雑音に関する測定結果によれば広帯域にて 40db 程度の雑音が発生しても狭帯域の水晶濾波器を受信回路に採用することによってこの雑音は 30db は容易に軽減でき、線路雑音によって継電動作に支障をきたすおそれはほとんど考えられないといつてよい。

この実験は前述したように比較的長距離の送電線であつ 3kc の間隔に周波数を配置して 3 巻線変成器によって同相に 2 組の搬送装置を結合して行われたが、1 線大地間結合方式によっても雑音の影響も軽微であり、きわめて満足すべき結果が得られた。

5. む す び

以上、新方式に採用された PC-3 型電力線搬送装置について述べると共に、直列蓄電器を含む系統の人工故障試験における成果についても簡単に紹介した。

現在出力 50db の実用機の設計が進行中であり、最大負荷電流以下の故障電流にも応動し得る点で新方式の広汎な適用が期待される。

この PC-3 型電力線搬送装置の開発にあたり、種々有益な示唆を賜わりまた、人工故障試験に参加の機会を与えられた九州電力株式会社工務部の関係者各位に衷心より謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 藤井：最近の継電器とその応用 (その 1)
三菱電機 Vol. 28 No. 5 P. 2 1954
- (2) 杉多：電力線搬送保護継電器用搬送装置
三菱電機 Vol. 28 無線機特集号 P. 41 1954
- (3) たとえば
三上：パイロット継電方式 (1)
電学誌 Vol. 75 No. 6 P. 665 1955
継電方式委員会：多端子送電線保護継電方式について
電研所報 Vol. 5 No. 1 P. 1 1955
- (4) 九州電力株式会社工務部：
山家変電所直列蓄電器設置に伴う試験報告 昭 31 年 5 月

両端同時標定式 B 型閃絡点指示装置

無線機製作所 豊田準三*・茂木 充**・柴谷浩二**・伊藤修助**

Type-B Dual Function Fault Locator for Power Line

Electronics Works

Junzō TOYODA ・ Mitsuru MOGI
Kōji SHIBATANI ・ Shūsuke ITO

A fault locator for a power line, that indicates the point of flash-over at both ends, has been developed by Mitsubishi. It has been built based on an old Type-B system, the function of which was expanded for a new purpose. It is a spectacular, new design of which the company is proud of as a world newest system. Practical examples referring to various problems of operation were expounded in this article together with its specific features.

1. ま え が き

送電中の送電線に発生した故障点の位置を迅速確実に標定するために閃絡点指示装置として種々の方式のものが開発研究されている。当社では電力線搬送回線を標定信号伝送路として起用した B 型方式につき開発研究を行ってきたが⁽¹⁾、最近に監視線路の両端において標定指示が同時に得られるいわゆる両端同時標定式 B 型閃絡点指示の方式を提唱し、実地にも採用されるようになった。本方式は従来の B 型方式の機能を倍に拡充し、標定結果の検算手段をも具備せしめたもので、第 1 号機は東京電力猪苗代幹線に設置され⁽²⁾、さらに改善された第 2 号機は本年 4 月に中国電力湯原線に設置された。後者の場合では途中に 2 箇所の分岐を有する線路であるが、現地据付試験結果によれば充分なる性能を示し今後の活躍が期待されている。本文では本方式の機能の特長を述べ動作上の諸問題につき論じてあるが、実地上の問題については湯原線のものをも主として記述した。B 型方式の基礎的問題および装置の詳細については巻末文献 (1), (2), (7) 等を参照されたい。

2. 両端同時標定式 B 型方式の特長

この方式の基礎はもちろん従来の B 型方式にある。すなわち監視線路の一端において閃絡サージにより起動した時間計数回路の動作を、同一閃絡サージにより他端において遅延起動せしめられた標定信号の着信により停止せしめて計数器指示により標定を行う。従来の方式では標定信号送出専用の端装置と受信計数指示専用の端装置よりなっていたが、本方式では前者には受信計数指示の機能を付加せしめ、後者には標定信号送出機能を付加せしめ、両端の装置で標定指示が行われるようにしたものである。この場合両端において得られた標定指示値の和は両端間の距離と一定の関係（各端装置の固有誤差の和

だけ大きい値となる）があり、確実な標定指示であったか否かの検算も同時にできる訳であり標定結果に対する信頼度の点では従来のものに比し格段に進歩したものといえる。この点に関する限り非常な長所を有しているが受信装置を有する両端装置から標定信号を送出する関係上、結合相自体に実故障があった場合、その閃絡アークよりの反射波によっても標定指示の生ずる可能性があり、いわゆる C 型形式の標定も生じ得る訳であり、現に第 1 号機である猪苗代幹線のものにつき実地でも確認されている⁽¹⁰⁾。したがって後述の片標定動作のことも考慮すれば、1 表の如く標定形式が入り混って複雑となり、標定結果に対する判断に混乱をきたす恐れがある⁽¹¹⁾。

この C 型形式の標定指示を行わないようにするためには、自装置から送出する標定信号には応じないで、他端装置より送出される標定信号を選別して動作するように、高周波パルスに対する選別機能を充分にする必要がある。第 2 号機の湯原線のものではこの点を十分に検討し、濾波器構成、標定用高周波パルス送出法に改良を加えて満足すべき結果が得られるようになった。

3. 装置の構成と設置状況

1 図に本装置の構成と線路に設置せられた状況を、湯原線のものをも例にとって示した。端装置の構造は従来のものとほとんど同一で、300kc 水晶発振器で駆動される 2 進法計数回路 10 段を有し、この回路で 3.41ms の遅延動作と計数指示動作が行われる。受信回路、自動復帰回路等については文献 (7), (8) に譲ることとし、同時標定動作につき考慮を要する搬送回路のための濾波器構成と標定高周波パルス送出回路について以下に記述することとする。装置の外観は 2 図に示した。

ア. 濾波器構成

本装置を送電線に実装するには、既設の搬送回線の諸設備を極力利用することが望ましく、結合装置を共用し

1 表 両側同時標定方式の標示型式

標定形式	X局標示	Y局標示	内 容	確 認 検 算 式	*出現率
B—B 型	B	B	装置の結合相以外の相で閃絡しその位置が両端より d_1 d_2 以上の線路中央部にある場合	$X+Y$ $=D+\Delta_1+\Delta_2$	5/6
B—O 型	B	O	装置の結合相以外の相で閃絡し位置がX局側 d_2 以内の場合	(片標定) $X=D+\Delta_1$ $Y:O$ 指示**	
O—B 型	O	B	装置の結合相以外の相で閃絡し位置がY局側 d_1 以内の場合	(片標定) $X:O$ 指示** $Y=D+\Delta_2$	
C—C 型	C	C	結合相で閃絡しアークからの標定パルスの反射波が双方に強力なる場合	$X+Y$ $=D+\Delta_1+\Delta_2$	1/6
B—C 型	B	C	結合相で閃絡しアークからの標定パルスの反射はY局に向つて大であるがX局に向つてもY局パルスが充分透過する場合	$X=Y$	
C—B 型	C	B	結合相で閃絡しアークからの標定パルスの反射はX局に向つて大であるがY局に向つてもX局パルスが充分透過する場合	$X=Y$	
C—O 型	C	O	結合相で閃絡し閃絡点からの標定パルスの反射波がX局に向つて強力でY局には反射波もX局パルスも共に到着しない場合	$X<D$ $Y:O$ 指示**	
O—C 型	O	C	結合相で閃絡し閃絡点からの標定パルスの反射波がY局に向つて強力でX局には反射波もY局パルスも共に到着しない場合	$Y<D$ $X:O$ 指示**	

X: X局の計数器指示

Y: Y局の計数器指示

D: 監視区間長

d_1 : X局が標定不能となる片標定区間

d_2 : Y局が標定不能となる片標定区間

Δ_1 : X局の装置固有誤差

Δ_2 : Y局の装置固有誤差

*出現率: 2 回線鉄塔で1 線(相)大地間結合方式の場合の値

**O指示: 計数器のリ・ロック回路を有する装置ではリ・ロック指示値となる

た例はすでに報告されている⁽⁴⁾⁽⁵⁾。こうした目的には、
濾波器の構成もいろいろと考慮を要するが、湯原線の例

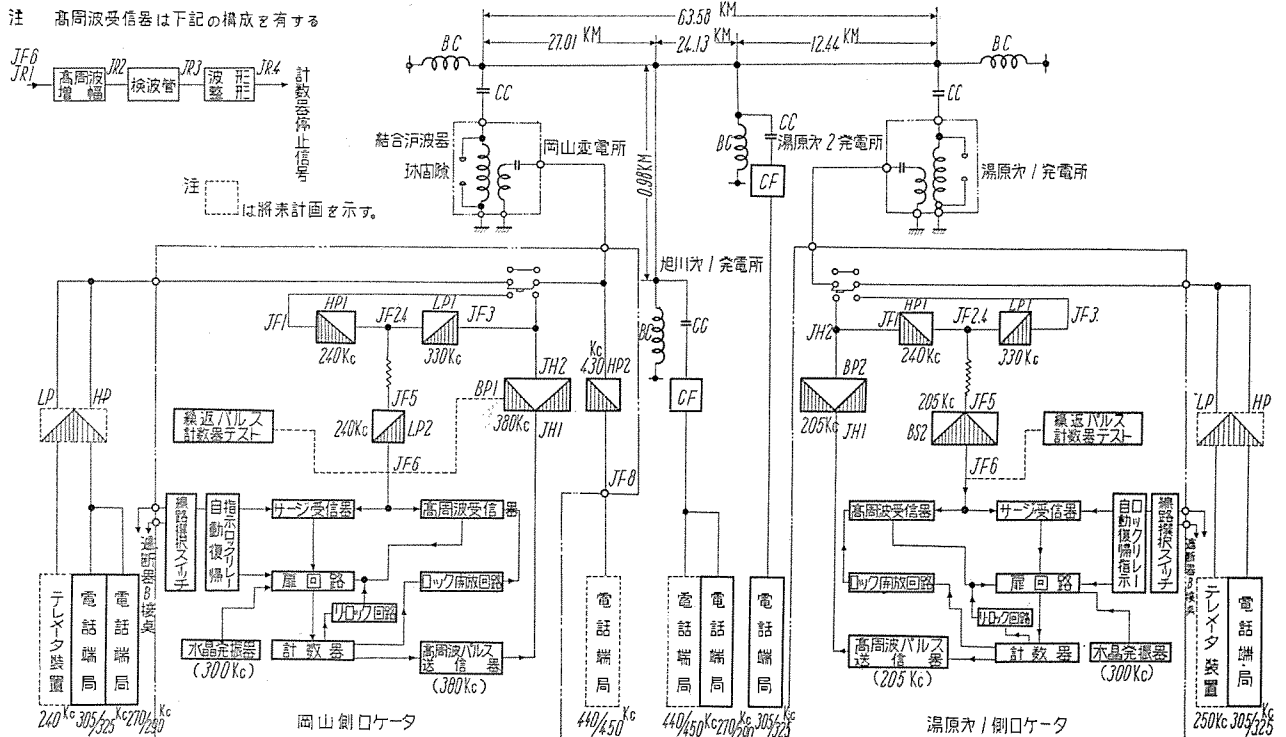
では1 図に示したような構成になっている。一対の
高域濾波器と低域濾波器 (HP1, LP1) により
既設の搬送波信号に対する帯域通過特性を保有せしめると同時にそれぞれ自装置および相手側装置よりの送出高周波パルスに対する阻止装置としても充分なるように特性が考慮されている。湯原側では自装置と既設搬送波信号に対しては阻止特性を示し岡山送出の高周波標定パルスに対しては通過特性を示すような帯域阻止濾波器をもって閃絡点指示装置への信号導入路とし、岡山側では同様の目的のために低域濾波器を用いてある*。このような各濾波器の減衰特性と、各機器の周波数配置は3 図に示すとおりである。

イ. 標定高周波パルス送出回路

高周波パルス送出法としては真空管発振による
ことが当然考えられるが、製作ならびに保守上の
経済的観点から、充電された蓄電器の放電による
高周波減衰振動発生法を用いてきわめて能率のよいことはすでに報告されており奨用されているところである⁽⁵⁾。しかしこの場合従来のものの如く本回路挿入による電力線搬送波に対する定常損失増加を防ぐために放電間隙を経て線路に結合する方式では、この放電間隙のため、標定パルスの立上りは余弦的となり、HP1, LP1 共に、その遮断周波数の近傍の周波数で過渡的振動を起し、これが自局高周波受信器へ漏入する弊があり C 型標示の

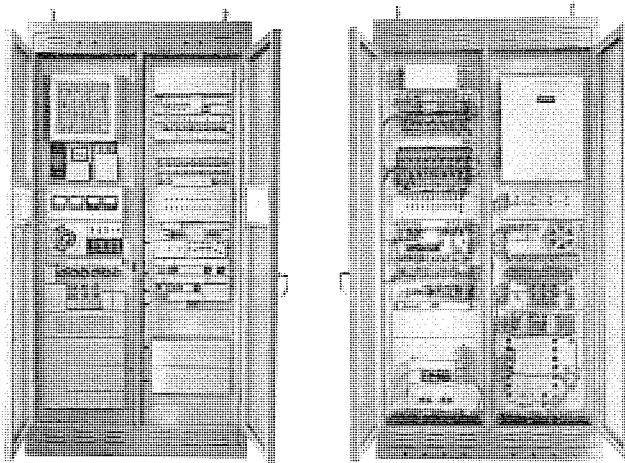
* もちろん湯原則と同様の帯域阻止濾波器を使用してもよいが現地試験で受信状況はこの方が多少有利であった。

注 高周波受信器は下記の構成を有する



1 図 湯原線両端同時標定式 B 型電線閃絡点指示装置設置状況

Fig. 1. System diagram of dual functional B-type fault locator for Yubara Power Lines.



2 図 湯原線納入両端同時標定式送電線閃絡点指示装置
Fig. 2. Dual functional B-type fault locator for Yubara Power Line.

生ずる一因でもあった。湯原線では帯域通過濾波器の単位函数波に対する強制振動がほぼその同調周波数（遮断周波数の幾何平均値）の高周波減衰振動となる⁽¹³⁾ことに着目し、上記放電間隙を廃止してその代りに本理論に基づいて設計された帯域通過濾波器を挿入する方式に改めた。この方式によれば、標定パルスは滑らかな正弦的な立上りを有するものとなり、HP1, LP1 共 3 図に示した減衰特性に忠実な減衰を与えるので、高周波受信器は相手局標定パルスのみを選択的に増幅することができる。（放電間隙を用いたものに比し線路損失が多少増加することは止むを得ない。）

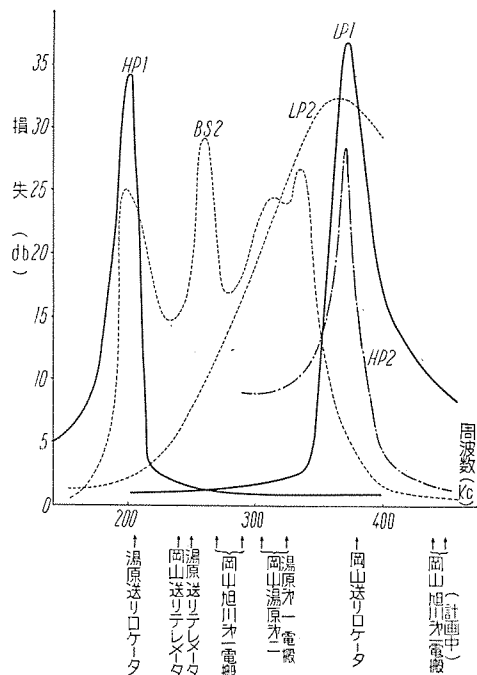
上記の 2 項目の改良によって高周波受信器は相手局パルスおよび自局パルスに対して充分の選別性が得られ、上述の如き、C 型形式の標定はさけられることになった。かくて後述の現地試験結果に示す如く、B 型としての両端同時標定式動作の完璧が期せられる。

4. 装置実装上の諸問題

ア. 片標定動作

既述の如く本装置では事故サージの到来時より標定パルスの送出までの遅延時間は $\frac{10}{3} \mu s \times 2^{10} = 3.41 \text{ ms}$ であり計数中の計数器が事故時 1.5 ms 程度継続する高周波雑音により停止動作を行わないよう、高周波受信器の受信感度もこの時間瞬時まではロックされている。このためこのロック開放電圧の時定数によってたとえば 1 表において X 端局にきわめて近い距離に生じた事故の場合は X 局よりの標定パルスは他端局 Y ではまだ高周波受信器の受信感度が充分に与えられない間に到着することとなり、Y 局では標定不能となる。しかしこの時 X 局では監視区間全長に近い標定指示が得られる上に、端局にきわめて近い事故は直観的にも判定がつく故、なんらの支障にもならない。

以上の説明で明らかようにかかる場合には片標定動作になる訳である。片標定区間の測定法およびその現地での測定結果については後述する。



3 図 濾波器特性と信号の周波数配置
Fig. 3. Signal allocation and characteristics of filters.

イ. 計数器のリ・ロック回路

上記の如く片標定区間に事故が生じた場合あるいは閃絡が結合相に生じ完全接地に近い状態となって相手標定パルスの透過がきわめて小さくなったような場合、(多くの場合送信出力には余裕を保たせてあるからきわめて稀な場合である) 等には本装置は標定パルスでは計数器は動作停止を行わないから、動作を継続し続けて、後続のサージや雑音で停止し、でたらめな指示値を与え結果の判定をかえって厄介にする恐れがある。したがってこのような場合にはむしろ標定が不能であったことを明示せしめることが望ましい。リ・ロック回路はこの要求に応えるものであって、計数器の動作時間が線路長 128 km の標定に相当する間だけとなるよう、高周波受信器のロック開放後これだけの時間を経過しても相手局標定パルスによって停止動作を行わない時は計数器動作をこの点で再びロックせしめるのである。すなわちかかる場合計数器は 128 km 指示（実際には装置の固有誤差が加わる）にてリ・ロック (relock) されることとなる。

ウ. 自動復帰動作と標定指示のロック

本装置は従来遮断器トリップを伴わない誘導サージに対して標定動作を行っても自動的に復帰して正常の待機状態にもどるように設計されており、遮断器トリップを伴う事故の場合はその B 接点との inter-lock 回路によって自動的に復帰せず手動で復帰用押釦を押すまでは指示記録は保持されるようになっている。したがって、自動復帰時間の整定は遮断器動作時間を勘案して納入設置のつど行う必要がある。

湯原線の場合は、湯原線が福山幹線と連繋され福山に PC 接地を有する PC 系統であるため、接地事故の場合

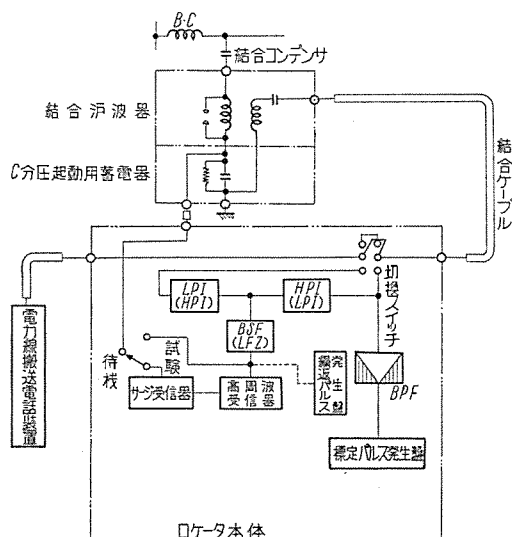
遮断器トリップ所要時間は最大 10 秒を要し、したがって本装置の自動復帰時間はこれよりも長く整定せねばならぬこととなって問題となった。先行サージにて装置が起動した場合、その後自動復帰時間内に故障サージが到来しても装置は応答できないから、かかる場合には結果的には標定不成功となるわけであり、したがって、この時間はできるだけ短いことが望ましいからである。したがって PC 系のような場合には、別個に装置専用の高速度故障検出装置を設ける必要がある。

なお監視回線が 2 回線以上に及ぶ場合、1 回線の停電中に、引続いて他回線を監視したいとき、停止回線に対応した inter-lock 回路を切って他回線に対しては自動復帰できる状態で監視を続けられるよう、回線選択スイッチを設けてある。

エ. サージ起動法

1 図に示したようにサージ受信点を結合濾波器の 2 次側よりとる場合には、各種の保護間隙がサージを截断して起動遅れまたは起動不能を招き誤動作の原因となることは、既に報告されているところである。結合濾波器の 2 次側の真空避雷器は通常取除いて設置されるので、問題は 1 次側の球間隙の放電電圧をいかに整定するかにある。新北陸幹線の場合は、この放電電圧が 4,000V ではサージ起動不確実で、8,000V では良好となったことが報告されているが⁽¹²⁾、線路電圧の相違もあり、また他の電機機器の保護の点もあるので、この値だけで一概に論じられないと思われる。

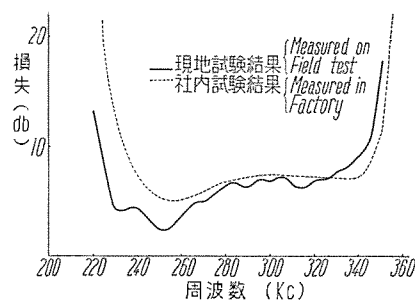
このような欠点を除去するため、最近、第 4 図に示すような容量分圧起動とする方法が提唱されている。すなわち、この方式では、結合濾波器の保護間隙は従来どおりの低い放電電圧に整定して置き、サージに見舞われた時これが放電しても、結合蓄電器と、起動用の蓄電器との容量分圧によって、所要の電圧をサージ受信器に取り



4 図 容量分圧サージ起動方式

Fig. 4. Surge receiving method by capacitor series to coupling device.

両端同時標定 B 式型閃絡点指示装置・豊田・茂木・柴谷・伊藤



6 図 濾波器挿入による線路損失の増加

Fig. 6. Line loss increment due to insertion of filters.

入れようとするものである。ただしこの方法では余分の結合装置および結合ケーブルが必要となる上、日常の対局試験には従来どおりの回路に切換えねばならぬ点、回路上少し複雑となることは免れない。

オ. 無停電式電源

本装置は AC 200V \pm 5% 50~60c/s で動作するが、電源は本装置の性質上、送電線の事故時その影響による妨害を受けないものであることが必要で、したがって専用の無停電式電源を備えることが望ましい。

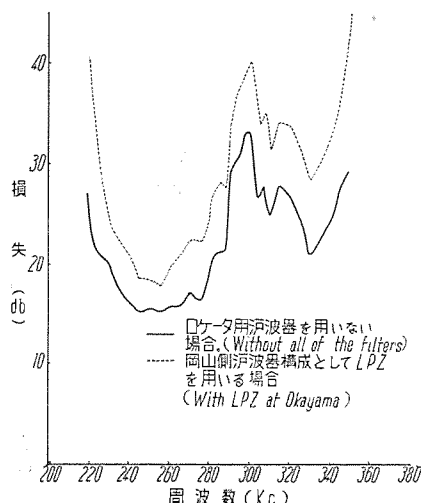
5. 現地調整試験結果

湯原線用のものを例にとって納入試験として現地で行った調整ならびに試験のおもなる事項につき以下に記述する。

ア. 共用電力線搬送波の定常損失試験

本装置は他の電力線搬送機器と共用して、両端同時標定動作を行うため、1 図に示すような複雑な濾波器構成を有して既設搬送回線に割込んだ訳であるから共用電力線搬送波に対する定常損失の増加が問題となる。

現地での測定結果は 5 図に示すとおりであつて、本図より濾波器挿入による損失増加分を描いたものが 6 図である。この結果よりみれば、濾波器挿入によって異常な起



5 図 線路損失特性

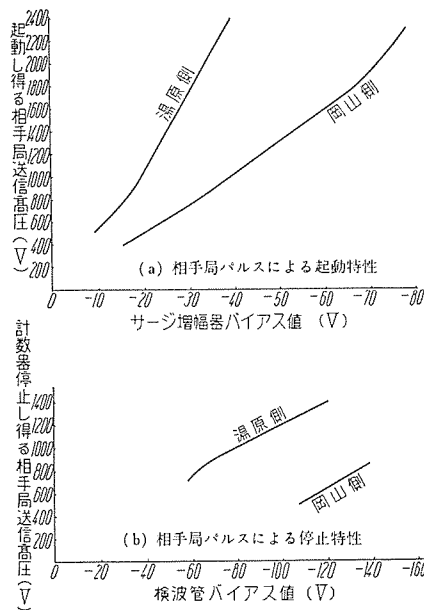
測定：昭和 31 年 4 月 10 日 18 時

Fig. 5. Line loss characteristics.

伏を生じることではなく損失の増加は、6~7 db 以内であつて工場内試験結果とよく一致している。この増加分を含めても電機搬送局は再調整可能であつて問題はなかった。

イ. サージ受信器、高周波受信器の感度特性試験

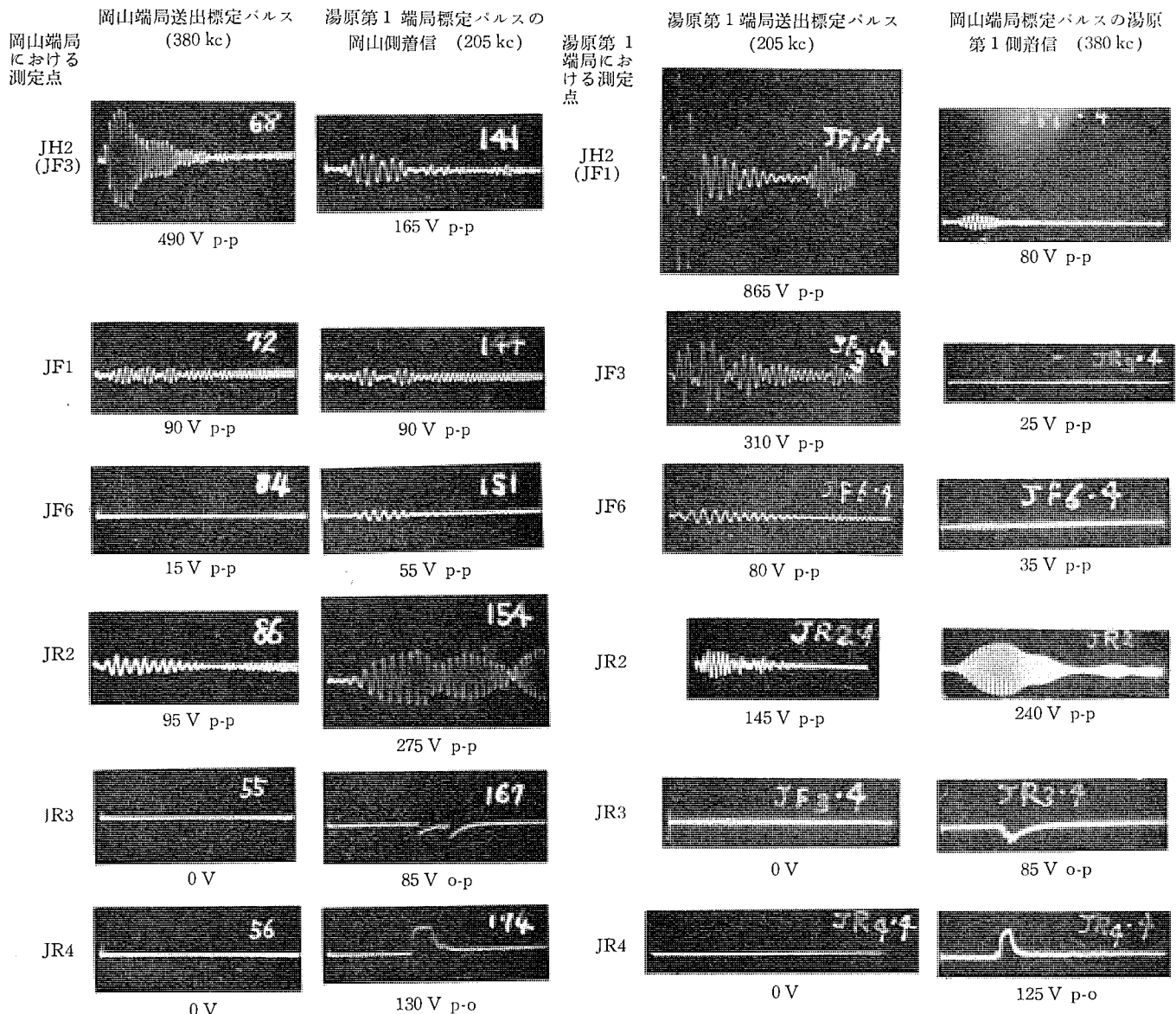
本試験は将来の搬送レベルの増加や故障時のハウリングおよび結合相の閃絡事故時の標定パルスの着信波高値の減少等に対しどれだけの余裕を持って装置の各種バイアス



値、標定パルス送信高圧値を整定するかの目安を得るために、絶対必要な事項である。

サージ受信器の感度特性は、その入力段増幅器のバイアスを変化した時確実に起動し得る相手局標定パルス送信高圧の最低値をパラメータとして求めた。また高周波受信器の感度特性はリ・ロック回路を取去ってあらかじめ高周波受信器のロックを開放して置いた時確実に計数器停止動作を行わせ得る相手局標定パルスの送信高圧の最低値をパラメータとして求めた。

結果を7図(a)(b)に示す。いずれも湯原側の方が劣っているのは、標定パルス送出能率(8図参照)および線路損失の差(ウ項参照)によるものであり同一送信高圧値に対しても着信波高値が小さいためと考えられる。いずれにしても送信高圧 2,500V では充分の余裕を有していることが明らかである。



8 図 1 図に示す各回路の標定パルス送出および受信波形。いずれも送信高圧 2.5kV で、掃引速度約150μsの単掃引撮影によるもの。

Fig. 8. Locating pulse waveforms of sending and receiving indicated in Fig. 1. system diagram, charging voltage at transmitter being 2.5kV. Photographed by high speed single stroke CRO. operating of 150μs sweep speed at Okayama and Yubara Power Stations.

2 表 標定パルス伝送特性

		岡山側標定パルス	湯原第1側標定パルス
		380 kc	205 kc
送信原波 (p-p 値)	E_S	490 V	865 V
相手局への着信波 (p-p 値)	E_R	80 V	165 V
減衰率	$\alpha = \frac{E_R}{E_S}$	1/6.13	1/5.24
線路損失	$-20 \log \left(\frac{E_R}{E_S} \right)$	-15.7 db	-14.4 db

3 表 濾波器構成および高周波受信増幅器を含んだ標定パルス選別性

		岡山側		湯原第1側	
濾波器構成 入力端子 (JH2)	自局パルス p-p 値	E_{t1}	490 V	865 V	
	相手局パルス p-p 値	E_{t2}	165 V	80 V	
	自局 / 相手局	E_{t1}/E_{t2}	3.0	10.8	
濾波器構成 出力端子 (JF6)	自局パルス p-p 値	E_{o1}	15 V	80 V	
	相手局パルス p-p 値	E_{o2}	55 V	35 V	
	自局 / 相手局	E_{o1}/E_{o2}	0.27 -11.3db	2.29	—
高周波受信 増幅器出力 端子(JR2)	自局パルス p-p 値	E_{e1}	95 V	145 V	
	相手局パルス p-p 値	E_{e2}	275 V	240 V	
	自局 / 相手局	E_{e1}/E_{e2}	0.34 -9.2db	0.60	-4.4db
濾波器構成による選別性		$\frac{E_{t1}/E_{t2}}{E_{o1}/E_{o2}}$	11.1 20.9db	4.71	13.4db
受信増幅器をも含めた選別性		$\frac{E_{t1}/E_{t2}}{E_{e1}/E_{e2}}$	8.8 18.9db	18.0	25.1db

ウ. 標定パルスの伝送特性試験

標定パルスの送信高圧を 2,500 V 一定とし 1 図に示した回路構成の各部電圧波形を単掃引オシロで観測し波形撮影を行った。その結果を 8 図に示した。本図により結合濾波器の 2 次端子における標定パルスの波高値を測定して標定パルスの伝送特性を検討すれば上記の 2 表を得る。

さらに 8 図より濾波器構成の入出力端子および高周波受信器の選択性増幅器の出力端子にて、自局および相手局標定パルスの波高値を比較して 1 図の濾波器構成および高周波受信増幅器での標定パルス選別性を検討すれば 3 表の如くなる。

このような選別性に付加して、検波管の波高値選別を利用すれば 8 図に見る如く高周波受信器はたとえそのロック開放時に自局標定パルスに見舞われても計数器動作停止信号出力端子 JR4 にはなんらの出力をも生ぜず、相手局標定パルスに対しては、確実な出力を生ずることができる。かくして完全な同時標定式 B 型動作が期せられるわけである。

エ. 片標定区間の測定

第 4 節に述べた如く高周波受信器のロック開放電圧の立上りの時定数によって端局近傍に生ずる片標定区間は両端局計数器の駆動周波数を食違わすことによって計数

4 表 片標定区間測定結果

端局	計数器停止し得る相手局計数周波数の最大値 (fm)	計数器指示値 (実測値の平均)	片標定区間 ((1) 式による理論値)
岡山	298 kc	9.0 km	3.4 km
湯原第1	297 kc	10.5 km	5.2 km

器停止の限界を求めれば、これから算出することができる。すなわちいま測定を行わんとする端局を受信局とし、相手局を送信局として送信局側に起動用サージを投入した時、送信局の計数器駆動周波数を適当に低くしておけば、受信局の高周波受信器のロック開放電圧の立上り時間だけ遅れた時刻に標定パルスが到着することとなるから、この限界周波数 f_m kc を求めれば、 $f_m < 300$ kc であって、片標定区間は

$$d = \frac{1024 \left(\frac{1}{f_m} - \frac{1}{300} \right) \times 1,000 \mu s}{\frac{2}{300} \times 1,000 \mu s / km} = 512 \left(\frac{300}{f_m} - 1 \right) km \dots (1)$$

として求まることとなり、理論上、その時の受信局計数指示値と一致する。

この方法による現地試験の結果を 4 表に示す。

なおここに注意すべきは片標定区間は高周波受信器の感度(とくに検波管のバイアス)によって変ることである。また湯原線は、途中 2 箇所に分岐を有する故、これによる往復反射の着信があるため、標定パルスの着信はだんだん状となるから、片標定区間の近傍でも確実に正しい着信の位置で停止動作を行わせるためには、バイアス値の整定に慎重を要することとなる。

また、搬送相接地のように標定パルスの着信が小となる場合には片標定区間は上記実測値よりも増加することもあり得る点も忘れてはならない。

ホ. 対局試験による指示値の記録

本装置は日常の業務試験用として対局試験が行えるようになっている。すなわち受信感度を「試験」状態に上げて押釦スイッチを押すと高周波パルスが送出され、あたかも自局に事故を生じたのと等価となり監視区間全長が標定指示されることとなる。

湯原線の場合は、全長 63.58 km (線路台長による) に対して 5 表の結果が得られた。

5 表 対局テストによる全距離指示値

	指 示 値 (km)									
岡山端局	73.0	73.0	74.0	73.5	74.0	73.0	73.0	74.0	73.0	73.0
湯原第1端局	73.5	72.5	73.0	73.5	73.5	73.5	73.5	73.0	73.0	73.0

6 表 DC インパルス投入による両端同時標定試験

DC パルス投入箇所	湯 原 第 2			旭 川 第 1		
	岡山局	湯原第1局	両者の和	岡山局	湯原第1局	両者の和
線路実長 (km) (相手局よりの距離)	12.5	51.1	63.6	35.6	28.0	63.6
計 数 器 指 示 値 (km)	18.0	59.0	77.0	43.0	35.0	78.0
	18.0	59.0	77.0	41.5	34.5	76.0
	18.0	59.0	77.0	42.0	35.0	77.0
	17.5	59.0	76.5	43.0	34.5	77.5
	18.0	59.0	77.0	42.0	34.5	76.5
	18.5	58.5	77.0	42.6	34.5	77.0
	18.5	58.5	77.0	41.5	34.5	76.0
	17.5	59.0	76.5	41.5	34.5	76.0
	17.5	59.0	76.5	42.0	35.0	77.0
	18.0	59.0	77.0	41.5	34.5	76.0
平均値 (km)	18.0	59.0	77.0	42.0	34.5	76.5
固有誤差 (km)	5.5	7.9	13.4	6.4	6.5	12.9

7 表 岡山端局固有誤差

	片側定区間	湯原第2	旭川第1	全 長
線路実長 (湯原第1よりの距離)	3.4	12.5	35.6	63.6
計数器指示値	9.0	19.0	43.0	73.0
固 有 誤 差	5.6	6.5	7.4	9.4

8 表 湯原第1端局固有誤差

	片側定区間	旭川第1	湯原第2	全 長
線路実長 (岡山よりの距離)	5.5	38.0	51.1	63.6
計数器指示値	10.5	34.5	59.0	73.0
固 有 誤 差	5.0	6.5	7.9	9.4

カ. 両端同時標定動作試験

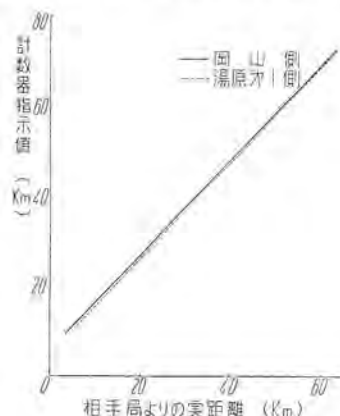
湯原線は1図にも示したように途中2箇所の分岐線を有しその末端旭川第1発電所および湯原第2発電所に結合装置を有し、電搬装置がある。本試験では、この結合装置を利用し、この2次側に DC 2.5kV 衝撃電圧発生装置を接続して 2.5kV DC インプルスを投入しそれぞれの分岐鉄塔の位置を標定せしめて両端同時標定動作を確認した。

試験結果を6表に示す。この結果によればいずれも指示値のバラツキは -0.5 km, +1.0 km 程度で同時標定されていることが分かる。

キ. 固有誤差の測定と距離較正曲線

以上試験結果をまとめると固有誤差について7表、8表の如くなる。

そもそも固有誤差は装置内部に起因する成分（たとえば扉回路の動作の遅れ、標定パルス送出用サイラトロンイオン化時間、計数器駆動周波数として 300 kc を用いるための、真のサージ伝播速度との差等）と装置外部に起因する成分（構内引込ケーブルの長さ、ジャンパ線等のため、線路の真長と線路台長に記載されている値との差に基く誤差、サージの立上りのなまりによる誤差等）



9 図 計数器指示装置に対する距離較正曲線

Fig. 9. Distance correction curve for indicated result.

とよりなると考えられるが、そのうち、最後のものは、サージ発生点、すなわち事故点によって変動する成分である。したがって固有誤差は事故点の位置の函数として変化することが考えられ、実際に7表および8表は、この事実を物語っている。したがって実際の装置の運営上は、計数器指示値に対して線路台帳上の値を示す距離較正曲線を求めておくことが望ましい。

7表および8表の結果より距離較正曲線を求めると9図の如くほぼ直線が得られた。ただし、本図はわずか4地点に対する実測より類推したものに過ぎないから、これが補正には線路上さらに多くの事故点を設けて、サージテストを行う必要がある。

ク. サージ受信器起動感度と自動復帰時間の整定

第4節第ウ項に述べた如き湯原線の特殊事情により本機では自動復帰時間は約 12 秒とし、同時に待機時のサージ起動感度は工場設計値の約 1/2 に絞って、誘導サージによる起動の機会をできるだけ減らした。自動復帰をこのように長時間にせざるをえないことは望ましいことではなく今後検討を要することであると思われる。

6. む す び

当社で開発された両端同時標定式 B 型閃絡点指示装置について、機能の特長と動作上の諸問題に関して記述した。実地調整に関して各種のご便宜ご援助ご教示を賜わった中国電力株式会社関係各位に深謝し、同時標定方式開発の緒を開く機を与えられいろいろとご教示を賜わった東京電力株式会社関係各位にも深甚の謝意を表すると共に、閃絡点標定委員会関係各位のご討論ご示唆に厚くお礼申上げ、今後に残された現地における実地運営の諸問題に関し倍旧のご指導をお願い申し上げます。

参 考 文 献

- (1) 富山順二 藤高周平: 電学誌 昭和 28 年 2 月
- (2) 有働竜夫: 電学誌 昭和 28 年 2 月
- (3) 豊田準三 安藤安二: 電学誌 昭和 28 年 3 月
- (4) 村野正男 浅原正 豊田準三
昭和 29 年 電気 3 学会連合大会 375
- (5) 豊田準三 浅見辰己 茂木充 中西武三
昭和 29 年 電気 3 学会連合大会 377
- (6) 豊田準三 茂木 充:
昭和 31 年 電気 3 学会連合大会 409
- (7) 豊田準三: 三菱電機 Vol. 27, No. 10, 1953
- (8) 杉多重雄 洲崎晃司 大島羽幸太郎:
三菱電機 臨時号「無線機特集」1954
- (9) 送電線閃絡点指示装置委員会資料 No. 268
- (10) " " " No. 281
- (11) " " " No. 282
- (12) " " " No. 296
- (13) " " " No. 311, No. 312, No. 317

最近の三菱テレビジョン受像機 14T-210 型

無線機製作所 杉多重雄*・武居明**・植竹勝人***・糸賀正己***

The Latest Mitsubishi Television Receivers Type 14T-210 and Type 14T-210-DX

Electronics Works Shigeo SUGITA・Akira TAKEI・Katsuhito UETAKE・Masami ITOGA

New Mitsubishi monochrome television receiver, Type 14T-210, has been introduced. It is an open faced table set of cherry cabinet with a plastic front panel, having Type 14HP-4 cathode ray tube as one of principal components, which consist of 17 tubes and 2 selenium rectifiers. All controls are placed under a plastic lid except on-off-volume, contrast and channel selector. This new model has been completed based on advices of dealers and service-men to meet requirements of public. High degree of stability and ease of operation stand out among a number of features.

I. ま え が き

本土縦断中継回線の完成により、各主要都市には着々とテレビジョン放送局が開設され、昭和 31 年度中には約 10 局を数える勢である。これに伴い、受像機製造業界も次第に活発の度を加え、諸賢ご承知のとおり、家庭用電器生産高中、これら受像機の占める比率は、近來ことに刮目に値するのである。もちろん、当社無線機製作所においても、先般来増産態勢が整い、新型製品の量産に、品質奉仕の達成に邁進しつつあり、現在頭初より数えて 9 機種目の受像機を生産している。

ここに最近の品種の中から、14 in ブラウン管を使用した、14T-210 型をとりあげ、主として機構の特長、性能の概要につき紹介を行う。

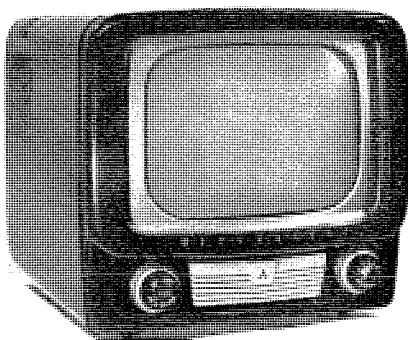
II. 構 成

1. 外 観

1 図に外観を示す。前面のパネルはポリスチロール系

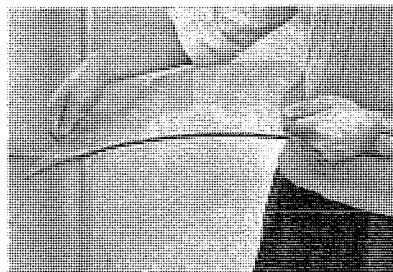
樹脂の射出成型によって製作され、カバ色顔料で着色した。後部キャビネットは、上部、両側面一体の桜、樺材ベニヤを高周波加熱法により成型接着し、強度、仕上り歪、等に対し有効な結果を得ることができた。これらの木部は油性漆、耐薬品塗装をほどこし、適当な光沢と木目を持たせている。

前面ブラウン管保護ガラスは、2 図のように 690.5 mm 半径の曲率を持った両面磨きガラスが用いられ、シリンドリカルフェースになっている。かような前面ガラスを使用することにより、外観デザイン上、有利になるばかりでなく、3 図のように可視角をも増加し得る。またこのガラス面と前面プラスチック部との接合面の上側を少し前方に出し、約 2 度の角度をつけることにより、4 図の如く外来光線の影響を軽減し得るのである。このために従来品に比し画面を非常に見易くすることができた。またとくにこの前面ガラスはキャビネット前面より容易に外し得る構造となっている。これはサービス技術員の希望の 1 つを満足させたもので、ブラウン管の高電



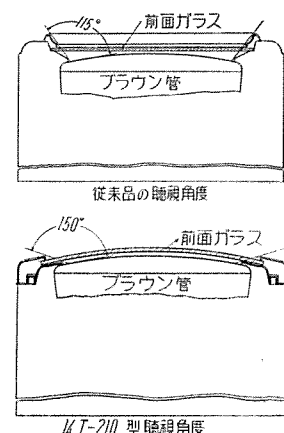
1 図 14T-210 型外観

Fig. 1. 14T-210 Monochrome television receiver.



2 図 前面ガラス

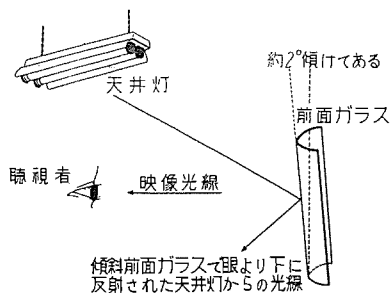
Fig. 2. Cylindrical front glass.



3 図
聴視角度
Fig. 3.
Wide
viewable
angle.

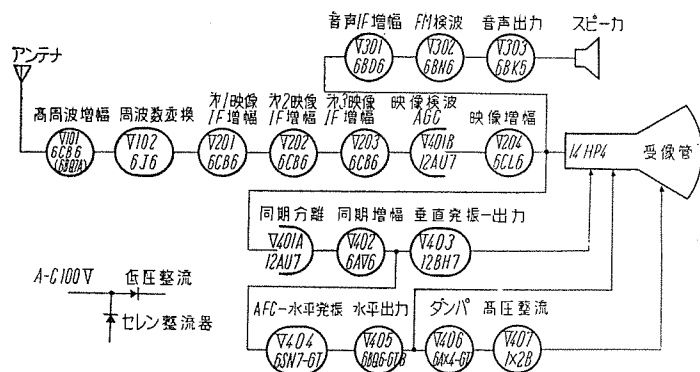
* 商品製造部技術課長

** 商品製造部



4 図 外来光線の影響

Fig. 4. Protective device to external light disturbance.



5 図 14T-210 型ブロックダイアグラム

Fig. 5. 14T-210 TV block diagram.

声孔は、左右後側部にあけてあって、受像機の設置場所の条件により、左右いずれの側にも容易にスピーカを付け換えることができる。また左右後側部の上下および裏板には、

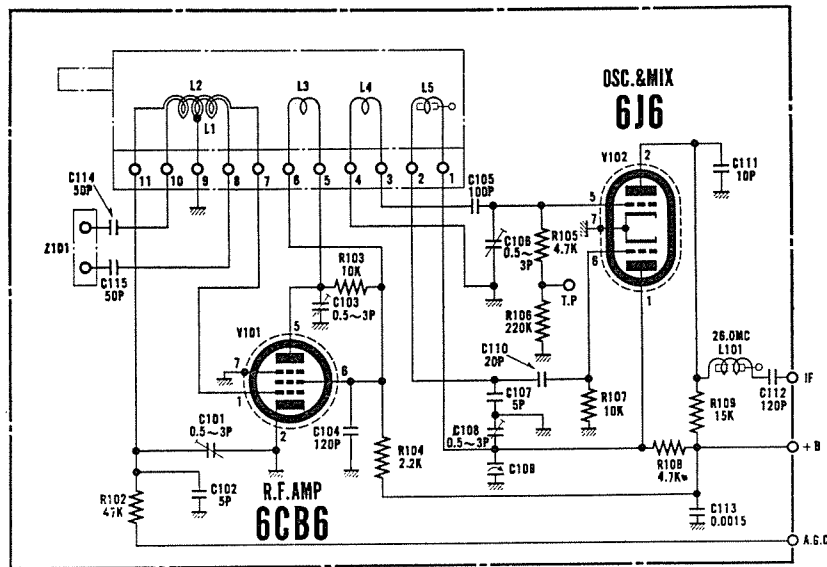
目だたぬように放熱孔が設けられ、対流による放熱を図り、内部温度上昇による諸種の悪影響を軽減する構造となっている。

2. シャーシ電氣的機械的機構

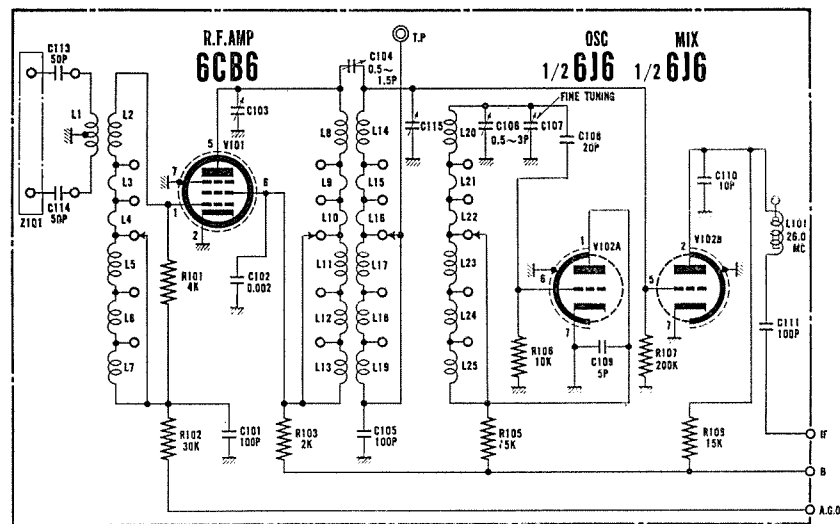
ア. 電氣的機構

5 図、6 図に本機のパネルダイアグラムと結線図を示す。受信方式はインターキャリヤ方式を採用し、テレビジョン信号は、RF 増幅 1 段と、3 段のスタガ同調方式による IF 増幅を経て、 $1/2$ -12AU7 で映像検波され、6CL6 による映像増幅をとって、ブラウン管に導かれる。

前記の RF 増幅 1 段は、フロントエンド チューナ部に設けられ、遠距離用は、5 極管 6C-B6 1 本、超遠距離用は複合 3 極管 6BQ7-A を用いたカスコード増幅方式をとっている。局部発振および混合には、複合 3 極管 6J6 を用いた。自動制御器としては尖頭値整流型自動利得制御器 (以下 AGC)、パルス幅自動水平発振周波数制御器 (以下 AFC)、帰線消去回路が付されており、良質安定な受信を行わしている。一方、4.5 Mc の音声ビート周波数成分が、映像検波器において発生し、映像増幅管をとおり、さらに 6BD6 による増幅回路を経て、ゲートドビーム FM 検波管 6BN6 に導かれ、ここで検波された音声信号は、6BK5 で出力増幅され、6.5 in ダイアトーンパーマナントダイナミックスピーカ P-67 を駆動している。



6 図 a TU-2101 型 チューナ結線図



6 図 b TU-2302 型 チューナ結線図

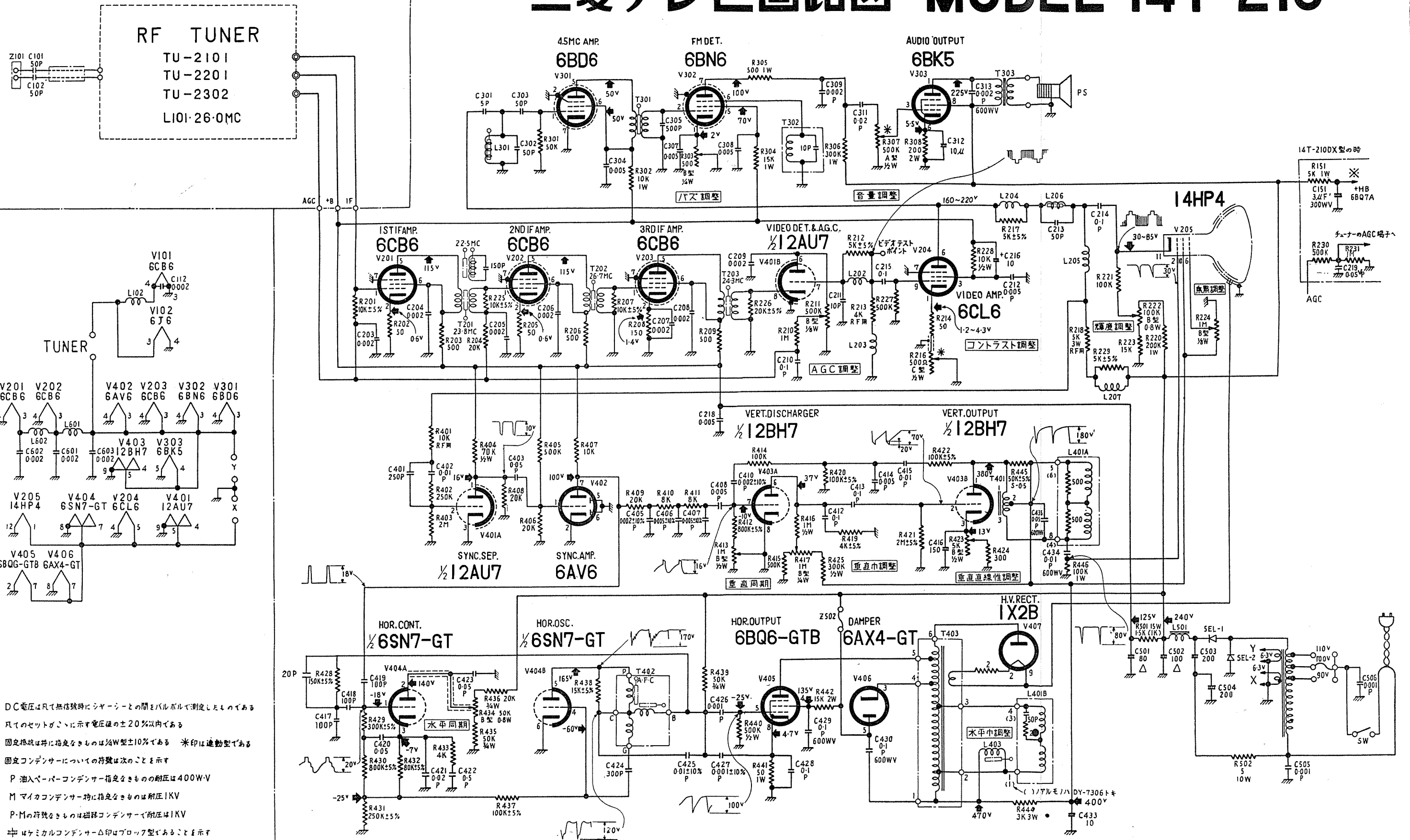
6 図 a, b, c. 14T-210 型 チューナ結線図

Fig. 6. a, b, c. 14T-210 TV Tuner circuit diagram.

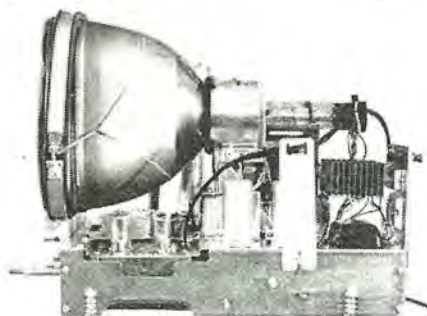
圧による集塵作用のため、フェースに着塵し、相当輝度が低下することがあるがこのような構造にすることによって、キャビネットからシャーシを取外すことなく、容易にブラウン管面を清掃することができる。スピーカ放

音は、左右後側部にあけてあって、受像機の設置場所の条件により、左右いずれの側にも容易にスピーカを付け換えることができる。また左右後側部の上下および裏板には、

三菱テレビ回路図 MODEL 14T-210



- 1 DC電圧は凡て無負荷時にシャーシとの間をバールポルで測定したものである
- 2 凡てのセットがに示す電圧値の±20%以内である
- 3 固定抵抗は特に指定なきものは1/4W型±10%である ※印は連動型である
- 4 固定コンデンサーについての符號は次のことを示す
 P 油入ベーパーコンデンサー指定なきものは耐圧は400W・V
 M マイカコンデンサー特に指定なきものは耐圧1KV
 P-M の符號なきものは磁器コンデンサーで耐圧は1KV
 ※ はケミカルコンデンサー△印はブロック型であることを示す



9図 高圧発生部構造

Fig. 9. Fly-back transformer and high voltage rectifier.



10図 偏向コイル

(左) コサイン巻 (右) カスタレート型

Fig. Deflection coil, cosine winding type (left) castelated core type (right).



7図

シャーシ外観 (側面)

Fig. 7.

14T-210 Chassis (side view)

8図
シャーシ外観 (上面)
Fig. 8.
14T-210 Chassis
(Top view)

チャンネル 1~3 60 db 以上

チャンネル 4~6 70 db 以上

j. 選択度特性

6 db 帯域幅 3.4~3.7 Mc

音声トラップ減衰度 28 db 以上

k. 高圧および輝度特性

11.7~12.3 kV 170 lx $\pm 10\%$

(ただし アノード電流 100 μ A のとき)

l. 水平同期引込み範囲 300 c/s 以上

m. 垂直同期引込み範囲 14 c/s 以上

n. 掃線期間 水平 15% 以下

垂直 5% 以下

o. 解像度 水平 280 本以上

垂直 330 本以上

p. 消費電力 150 VA

q. 電源 100 V (90 V, 110 V タップ付) 50~60 c/s

イ. 機械的構造

シャーシ設計に当っては、量産に適した機構とすべくとくに気をくばった。ブラウン管はシャーシ側に取付けられている。シャーシおよび各板金部品は総型を用いて製作され、ねじ類はすべてプラスねじで、フリスドライバまたはボックスドライバで作業し得るよう、六角平型頭を採用している。各所にセルフ

タッピングスクリューをも採用した。7図および8図はシャーシ組立後の外観である。写真にも示されたとおり、シャーシ両側面には手を挿入し得る箇所を設け、内側に折り曲げ、組立作業あるいはサービス技術員が、相当重たいシャーシを持運びするときの便宜を図っている。

ブラウン管取付機構は、輸送中の衝撃、振動等による位置の移動を無くすべくとくに留意した。高圧ケース内部は従来からトラブルの比較的多い部分であって、約12 kVの高圧によるコロナ放電、絶縁破壊防止のための注意が必要な箇所である。14T-210型は、9図のように、射出成型による樹脂カップを製作し、この中に高圧整流管ソケットを取付けた。このため、沿面放電路はさらに延長しシャーシとのコロナ放電の機会が減少している。また写真に示された全機構がねじ1本によって取付けられているから、故障の際の部品交換はきわめて簡単である。またこのカップを採用することにより、ウエハ型のソケットが使用可能となり、高圧整流管が抜け難くなった。

偏向コイルの構造は10図に示すように、コサイン巻型およびカスタレート型の2種類が併用され、それぞれ偏向歪が少く、能率の良い構造となっている。

シャーシ内部配線部品に故障が発生した時には、シャーシを取外すことなく、キャビネット底面の板を取外すことによって、点検、修理が可能である。

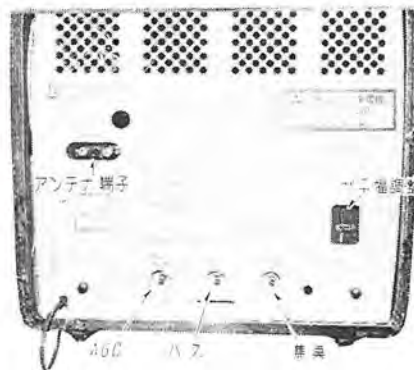
3. 調整箇所

11, 12図は前面および背面の調整箇所である。前面左



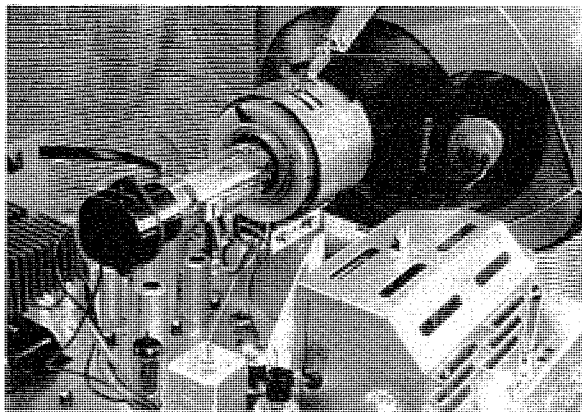
11図 14T-210 型前面調整箇所

Fig. 11. 14T-210 Front control knob.

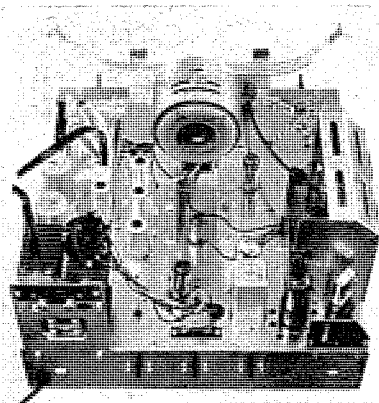


12図 14T-210 型裏面調整箇所

Fig. 12. 14T-210 Rear control knob.



13図 キャビネット内部調整機構
Fig. 13. Interior adjusting part.



14図
14T-210 型シャーシ上面部分品配置
Fig. 14. 14T-210 parts placement
(top).

右の大きなつまみは、それぞれ2重つまみになっており、これらの間にある蓋をあけると、5カ所の調整箇所が出ている。このうち、上部の2カ所および背面の3カ所はサービス技術員専用の調整箇所であり、それぞれエポナイト絶縁シャフトの可変抵抗器を使用し、調整の際電撃を受けないようにしてある。これらの調整部分の名称については、写真を参照されたい。裏板内部には13図のように、イオントラップおよびセンターリングマグネットの調整箇所がある。

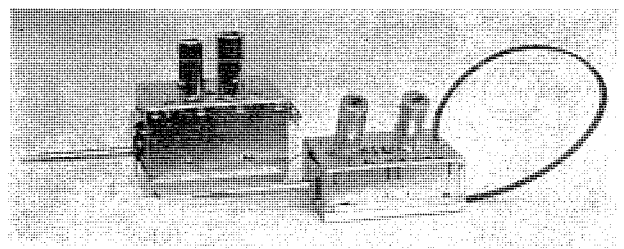
4. 部品配置

部品の配置は、14図、15図のとおりであって、部分品の立体交叉を避け、組立配線、修理調整の便宜を図っている。

III. 回路説明

1. フロントエンドチューナ

本機のRFチューナとしては、ターレット型およびスライドスイッチ型の2種類を使用している。ターレット型は、チャンネルの選択に当り、各チャンネル専用のコイルを、順次切換える方式であり、スライドスイッチ型



16図 14T-210 型フロントエンドチューナ
(左) ターレット型カスコードチューナ
(右) スライド型ペントードチューナ

Fig. 16. Front-end tuner, turret type cascade tuner (left) sliding type pentode tuner (right).

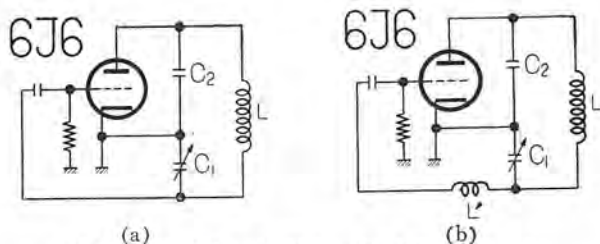
は、直列に接続したチャンネル1からチャンネル6までのコイルを順次スライド接片により、短絡してインダクタンスを変える方式である。

RFチューナで問題となる点は、入力インピーダンス、利得、信号対雑音比S/N、耐久度、安定度およびコストであり、ターレット型、スライドスイッチ型ともそれぞれ特長を持っている。

ターレット型では、アンテナと入力回路のインピーダンスマッチングを、各チャンネルごとに、完全にとることができ、しかも使用中のコイルは常に真空管に対し、最短距離にあるので、回路の浮遊容量が少く、安定して高い利得が得られる特長があるが、機械的構造が複雑になるという欠点を持っている。チューナの生命を決めるものは接点機構にあるが、本機に使用のターレットチューナの接点は、99.99%の純銀を使用し、接触ばねには以前の銀パラジウム合金と磷青銅板との

の累合法を廃し、通研規格第1号接点用ばね材(洋白)に、ECL合金を焼結させたものを使用し、耐久力、安定度を増した。またコイル保持用絶縁物、ソケット類は、すべて現在ステアタイトより優秀性を認められているアニリンレジンアミライトを使用しているため、回路のQも高く、したがって、カスコード接続の6BQ7AをRF増幅管に使った、ターレット型カスコードチューナでは、従来のペントードチューナ(RF増幅管6CB6)に比し、利得も、10db以上高く、S/Nもアンテナ入力100 μ Vにおいて、8dbほど良好で、このチューナを使用した14T-210DX型の超遠距離用は微弱電界において、鮮明な映像が得られる。

つぎにスライドスイッチ型チューナは、コストの低減を図って、当社が開発したもので、ターレット型チューナに比して、電気的性能を落すことなく、機構を非常に簡易化した点が特長である。しかも、部品配置が平面的であるため、裏蓋をとれば、部品が容易に点検でき、調整、故障、修理サービスの際に、非常に便利である点も、特長の1つといえよう。入力インピーダンスはターレット型



17 図 発振回路 (a) 旧型 (b) 本機の回路方式
Fig. 17. Local oscillator circuit, old and new type.



18 図
映像中間周波部
レスポンス
Fig. 18.
IF Response
curve.

に比し、各チャンネル独立で調整できない欠点を持っているが、チャンネル6とチャンネル3のグリッド側コイルと、アンテナ側コイルとの結合を変えることによりチャンネル6, 5, 4 (180 Mc 帯), チャンネル3, 2, 1 (100 Mc 帯) 共、S. W. R. を3以下に抑えている。

接点機構には、ターレット型チューナ以上に、注意を払い、接点材料としては、当社世田谷工場製のベリリウム銅、コンタクトグリースの併用によって、たびたびの寿命試験に、優秀な性能を示した。さらに、このチューナの特長として、微調つまみによる局部発振周波数の変化範囲を数えることができよう。従来、局部発振には、17 図 (a) の如き、コルビッツ型の自励発振回路を使用し、チャンネルの選択に当っては、インダクタンス L を変えて局部発振周波数を大きく変え、さらにコンデンサ C_1 を変えることにより、局部発振周波数を2~3 Mc 変えて微細調整を行ってきたが、この方法であると、チャンネル1~3と、チャンネル4~6とで C_1 による局部発振周波数の変化範囲が異なり、しばしば不都合な場合を生じていたが、このスライドスイッチ型チューナでは、16 図 (b) の如く、インダクタンス L' にを挿入することによりチャンネル1~6 までのいずれのチャンネルにおいても、発振周波数の変化範囲を、2 Mc 程度にすることができたので、微調つまみによる映像の微細調整がきわめて快適となった。

2. 映像中間周波増幅部

中間周波増幅部は、6CB6 による3段4回路のスタガ

方式を採用した。スタガ方式は、当社の初期の製品 101-K17, 102K17, 641K17 型等に採用した複同調方式に比べて I. F. T. の製作が容易で価格の安いこと、必要な帯域を取るのに調整が容易であること、発振を起し難いこと等のいわゆる量産向きの特長を持っているが、反面、スカート特性の若干悪いこと、真空管の差し換えによって総合特性が変化する等の弱点も持っている。現在では、内外の受信機は、量産向きであるということから 99%

までが、スタガ方式を採用するに至った。局部発振周波数は上側に取り替えているので、映像搬送波中間周波数は 27 Mc, 音声搬送波中間周波数は 22.5 Mc で帯域幅

(3 db の点まで) は、3.3 Mc とっている。インターキャリヤ方式のため、T201 の電磁結合のトラップをつけ、これにより 22.5 Mc を約 30 db 減衰させている。18 図は、スイープジェネレータと、オシログラフによって観測した本機の I. F. レスポンス曲線であり、19 図は本機の I. F. 各段のコイルである。

3. 映像検波および A. G. C.

中間周波増幅部で増幅された信号は、映像検波器に加えられる。映像検波器には、双3極管 12AU7 の一方の3極管のカソード、グリッドを使用し、プレートから A. G. C. 電圧を取り出す方式を採用した。この方式は、1本の3極管で、検波と A. G. C. 電圧の発生ができて、経済的な方法であると同時に、真空管の性質から、入力雑音を抑圧するノイズサプレッサの役目も果たす優れた方式である。

検波出力は、グリッド側の負荷抵抗 R213 の両端に、負極性同期パルスを持った映像信号が取り出される。カソードへの中間周波入力尖頭値に比例してプレートに整流電流が流れ、その結果 R211 に入力に比例した負電位が発生する。これを濾波して、I. F. 増幅部の1段目および2段目ならびに、RF 増幅部に供給して A. G. C. 作用を行わせる。R211 はまた A. G. C. のかかり方をその地区の電界に適させるためのポテンシオメータである。検波出力回路の L202, L203 は映像信号中の高域の減衰を補償するピーキングコイルである。

A. G. C. 方式には大別して平均値 A. G. C. 方式、尖頭値整流方式、キード方式が実用されているが、この中ではキード方式が十分な電圧が得られること、雑音の影響が少いこと等で最も優れているが、反面 A. G. C. 専用の真空管が少くとも1本必要となり、回路的に複雑でコストが上ると同時に故障の原因ともなることなどの短所を持っている。



19 図 映像中間周波部コイル類
Fig. 19. IF coils.

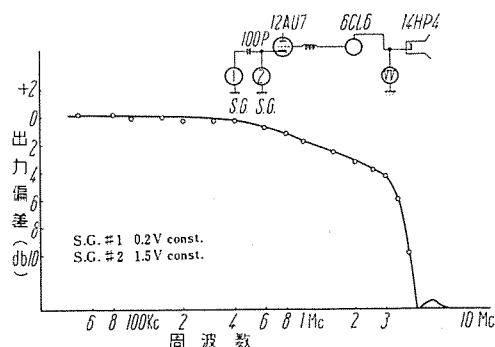
平均値方式は最も簡単であるが、A.G.C. 電圧として、小さな電圧しか得られないこと、平均値型であるため背景の明るさに変動を与えること、テレビジョン電波が直流分を持っているため、一応の動作をさすためには充分大きな平滑回路を必要とし、そのため時間の短い電界変動に追従できないこと等で満足な動作は望み得ない。都市雑音や、飛行機による電界変動が米国等に比して割合少ない日本では、結局尖頭値整流方式が満足に動作し、かつコストも大してかからないという点で最も適当なものと考えられる。

4. 映像増幅器

映像増幅器は 6CL6 を使用し、利得調整（コントラスト調整）はカソードバイアスを変えて行っている。良質な映像を得るために、一番大切なのは、この映像増幅器の特性であって、振幅対周波数特性、位相対周波数特性、出力直線性の 3 点を考慮する必要がある。

ア. 振幅対周波数特性

振幅対周波数特性は、直流から約 4 Mc 近くまで平坦であることが望ましいのはもちろんであるが、これはつぎに述べる位相特性が完全であることが前提である。広帯域増幅器では、ピーキングコイルによって、高域を補償するわけであるが、リアクタンス分が入ると、位相歪が起き易い。すなわち平坦な振幅対周波数特性を得るためには、位相歪の脅威にさらされるのである。従来はこの位相歪より、振幅対周波数特性に重きを置いて、映像増幅器の設計をしたが、振幅対周波数特性と、位相対周波数特性と、そのいずれが映像の品位に大きく影響するかというと、後者の方がはるかに大きな影響を持つということが近來認識され始めた。本機では、20 図に示すように、約 2 Mc から下降し始め 3.5 Mc で 5 db 程度下る周波数特性にして位相歪の軽減をはかり、“跳ね返り”の無い品位の高い映像を得ることができた。なおこの振幅対周波数特性は、測定法により非常に異った結果を得るのであるが、19 図は最も実際に近いと思われる 2 信号ビート法で測定したものである。21 図は映像検波出力点に 500 Ω の抵抗を経てスイープジェネレータを注

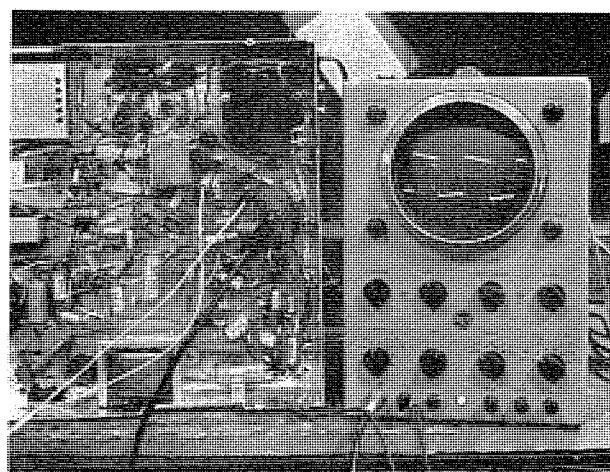
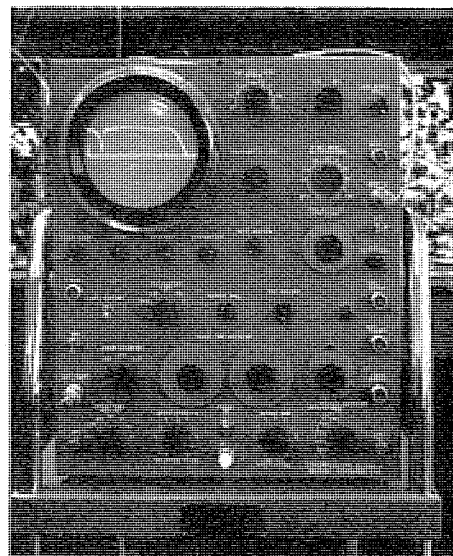


20 図 映像増幅部周波数対振幅特性
(2 信号源ビート法による)

Fig. 20. Video amplifier. Freq. VS. amplitude characteristics (2 S.G. beat method).

21 図
映像増幅部周波
数対振幅特性
(スイープジェ
ネレータ法によ
る)

Fig. 21.
Video
amplifier.
Freq. VS.
amplitude
characteristics
(sweep
generator
method).



22 図 映像増幅部矩形波特性

Fig. 22. Video amplifier. Square wave response (60 c/s).

入した時の振幅対周波数特性オシログラム写真である。

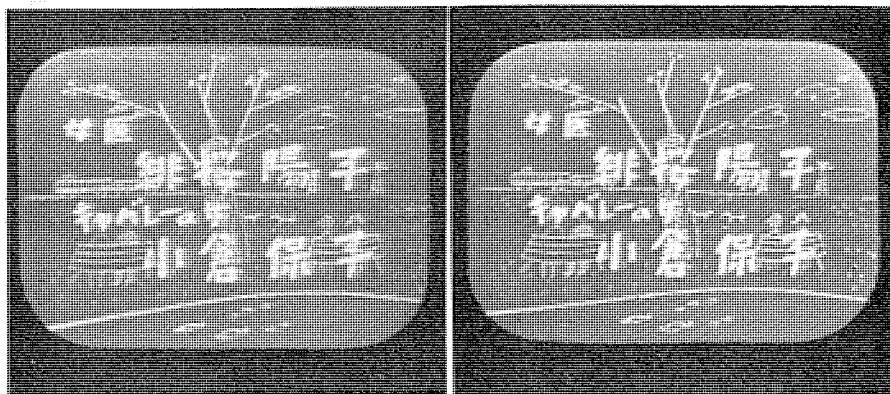
イ. 位相対周波数特性

位相特性の重要なことは前述のとおりであって、この特性が悪いと映像の“にじみ”“跳ね返り”等のため、到底優れた品位の映像を得ることができない。22 図は本機の低周波位相特性を判定する矩形波出力波形 (60 c/s) で、歪は約 8% である。完全でないのは、容量結合のために低域の減衰があるためで、R211, C214 の形成する時定数を増せば、さらに改良されるが、コントラストや輝度を調整した場合タイムラグが生じて取扱い難いために限度がある。

6CL6 の負荷抵抗と、+B との間に L207, R229 が入っている点に注意されたい。これは、負荷抵抗 R218 に同期分離器が接続され、その持つ容量が R218 と並列に入って、100~300 kc 近辺の振幅対周波数特性ならびに位相特性を悪くするので、それを補償するためのものである。23 図に補償されない映像と、補償された場合の映像を示した。

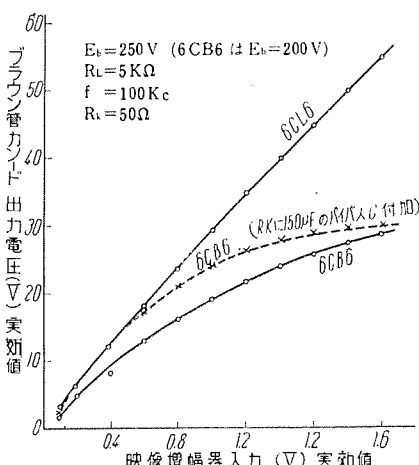
ウ. 出力および直線性

ブラウン管を動作させるに充分な利得を持たせること



23 図 位相特性補償の行われていない映像(左)と補償された映像(右)
Fig. 23. CRT. Screen image of non-compensated circuit (left) and phase compensated circuit (right)

はもちろんであるが、映像のコントラストの階調を忠実に再現するために、入力対出力の直線性が良くなくてはならない。本機には、映像増幅専用管として設計された、6CL6 を使用することにより両方を解決することができた。24 図に 6CL6 と従来しばしば使用されてきた 6CB6 との入力対出力特性を示した。6CL6 の直線性ははるかに 6CB6 よりも優れていることが判る。反面、カソード電流は 6CB6 の約 3 倍であるから、コントラスト調整用のボリュームはとくに注意が払われている。以上、映像増幅器の大略を述べたが、十分な高圧出力と相まって、かなり満足すべき映像を得ることができた。



24 図 6CL6 および 6CB6 の入力対出力直線性

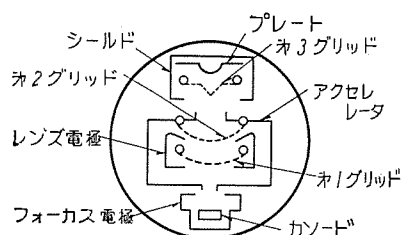
Fig. 24. Out-put linearity characteristics of 6CL6 and 6CB6

5. 音声回路

映像検波器で生じた 4.5 Mc の音声 IF 信号は、映像増幅器 6CL6 で映像信号と共に 1 段増幅されて 6BD6 に加えられる。音声 IF 増幅管 6BD6 で増幅された信号はつぎの FM 検波管 6BN6 で音声信号に復調される。本機で最も特長とするところは、この FM 検波器であり、従来のレシオ検波器で必要としたリミッタ、レシオ検波器、低周波増幅を 1 本の 6BN6 で行うことができるという優れた性能を持っている。つぎにその概要を説明する。

ア. 6BN6 による FM 検波

6BN6 は 1949 年頃、米国のゼニスおよび G.E. で考案されて早速市販テレビジョンセットに実用されたが、その優れた性能と回路調整が簡単であることのために、その後多くのセットメーカーが採用し始め、わが国では当社



25 図 ゲートドビーム FM 検波管 6BN6 電極構造 (断面図)

Fig. 25. Electrode construction of gated beam FM detector 6BN6.

が 646T-14 型に始めて採用した。その電極構造は 25 図に示すように非常に特殊なものであって、フォーカス電極、レンズ電極、第 1 グリッド

ド、第 3 グリッドによって静電レンズが形成され、プレート電流はビーム状となる。その上、構造から直ちにうなずけるように、第 1、第 3 グリッドはそれぞれ単独にきわめて急峻な階段状の制御特性を持っており、プレート電流は小さな入力信号電圧によっても直ちにカットオフから飽和状態まで変化するようにになっている。

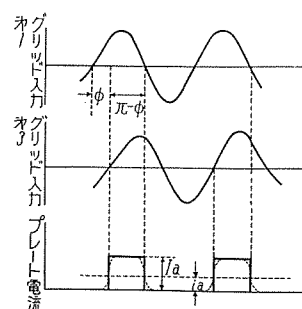
いま第 1 および第 3 グリッドに信号電圧を加えたとすると、プレート電流は負の半周期では、カットオフとなり、正の半周期では飽和に達して矩形波になる。第 1 および第 3 グリッドの入力信号が ϕ の位相差を持っているとすると、各グリッドは単独に急峻な制御特性を持っていることからプレート電流は 26 図に示すように ϕ の間だけ流通することになる。プレート電流の飽和値を I_a とするとプレート電流平均値 \bar{I}_a は

$$\bar{I}_a = \frac{\pi - \phi}{2\pi} \cdot I_a \quad (1)$$

で表わされ、 \bar{I}_a は両信号の位相差 ϕ の 1 次函数となる。したがって FM 信号の周波数偏移を ϕ の変化に直線関係で変換できればこの位相のずれた 2 つの信号を、第 1 および第 3 グリッドに加えてやることにより、FM 検波電圧をプレート負荷抵抗の両端から取り出すことができる。

本機の検波器は回路図のとおりであるが、バズ調整器

R303 によって第 1 グリッドにその制御特性曲線の中点近辺のバイアスを与えておくと、入力信号の正の半周期でプレート電流は或る一定値に達し、負の半周期でカットオフとなる。このプレート電流にしたがって第 3 グリッドの周辺の空間電荷量が変わり、第 3 グリッドには静電誘導によって電流



26 図 6BN6 の入力信号と陽極電流の関係

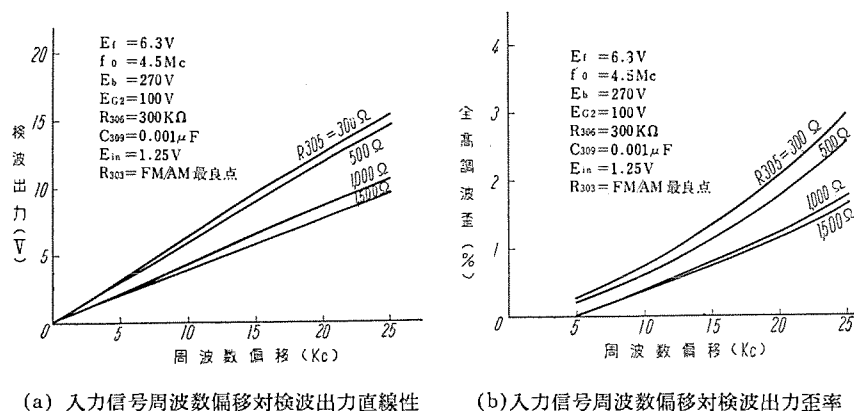
Fig. 26. Relation between input signals and plate current in 6BN6.

が流れ、第3グリッドに接続された回路に電圧を発生する。第3グリッドに発生する電圧は第3グリッドの持つ容量が非常に小さいので空間電荷量増減の微分されたものになるから、第3グリッドに接続された回路が純抵抗である場合には、90度位相が遅れる。

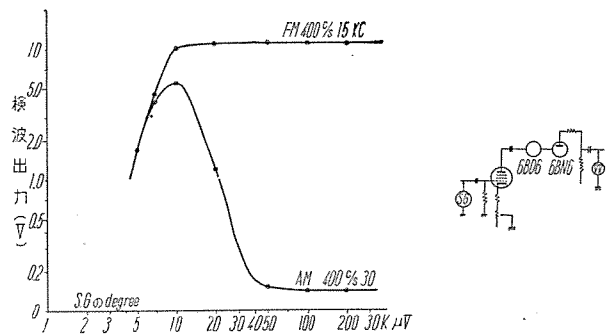
第3グリッドに接続された並列共振回路は、コードレーチャークォイルと呼ばれているが、これを音声IF周波数4.5Mcに同調させておくと、同調回路は4.5Mcで純抵抗となり、第3グリッドには4.5Mcで前述の如く90度、入力信号より位相の遅れた電圧が発生し、それより高い周波数では同調回路が容量性になるため位相は90度遅相より進み、低い周波数では誘導性となって90度より遅れる。同調点附近ではこの位相変位は、周波数偏移と直線の関係を持っていると見なして差支えなく、これにより第1グリッドに加えられたFM音声信号は第1、第3グリッド間の位相差に変換された。(1)式によれば平均プレート電流は、位相偏移すなわち4.5Mc音声信号の周波数偏移に比例して増減することになり、負荷抵抗R305の両端に検波出力を得ることができる。C309は不要高周波のバイパスとデエンファシスの作用をする。

第3グリッドに接続される並列共振回路は、或る限度までは共振インピーダンスを大きくとった方が、誘起電圧は大きくとれる。本機ではコイルのQは使用状態で約80あり、同調容量としては回路の漂遊容量を使用することもできるが、真空管を交換する時の同調ずれを懸念して10pFのコンデンサを入れてある。コイルのQが高く、正確な同調を必要とするので、コンデンサはコイルおよびフェライトコアの温度変化を逆に補償する特定の温度系数を持った酸化チタンコンデンサを使用している。プレート回路のR305は主に検波歪を除去するためのもので、この値は大きなほど検波出力は下がるが、直線性がよくなり歪は減少する。その有様を27図に示す。

また特筆すべき長所の1つは、グリッドが急峻な階段状の制御特性を持っているため、小さな入力電圧でもプレート電流がカットオフから飽和まで変化するので、リミッタ作用も持っているということである。したがって



27 図 直線性及び歪補正抵抗の影響
Fig. 27. Effect of plate linearity resistor.



28 図 14T-210 型 FM 検波出力特性 (FM/AM 特性)
Fig. 28. 14T-210 FM/AM Characteristics.

FM 音声信号に混入している AM 分たとえばバズ成分、雑音成分等は充分にリミッティングされ、その影響を受けることが少い。第1グリッドに約1.5Vの入力信号があれば有効にAM分を除去することができる。

さらにもう1つの長所は、プレートへの供給B電圧を増し、負荷抵抗を大きくとれば $\pm 7.5kc$ 偏移で10V程度の検波出力が得られ、直接出力管をドライブすることである。

本機ではこのような長所を持つ6BN6の使用によりわずか3球で充分な性能の音声回路を得ることができた。6BD6は無くとも相当のAM分除去、検波出力を期待できるが、超遠距離の弱電界や輸送途上の不慮の同調ずれによるトラブルを考慮して、4.5Mcを1段増幅するために使用した。本機の検波出力特性およびFM/AMを28図に示した。

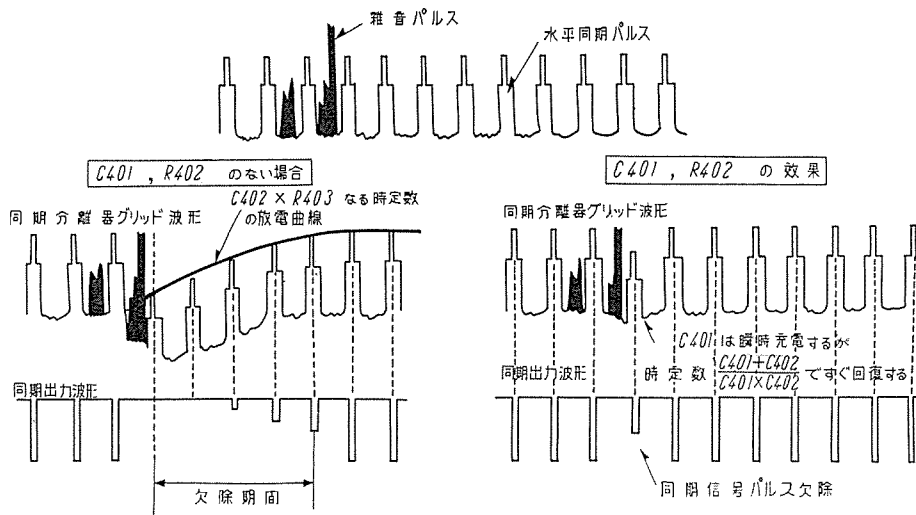
イ. 音声出力管およびスピーカ

音声出力管にはわが国では目新しい6BK5を使用した。この真空管は電力感度が非常に良く、6BN6と組み合わせた時、優れた性能を発揮する。スピーカはすでに定評あるダイアトーンP-67型6.5inパーマネントダイナミックスピーカを使用して満足すべき音質を得た。

6. 同期分離および同期増幅回路

同期分離器は双3極管12AU7の片側を使用し、グリッドリークバイアス方式をとった。分離方式としては、カソードバイアス方式、2極管方式、グリッドリークバイアス方式があるが、直流分のない映像信号ではグリッドリークバイアス方式が最も適当である。同期分離管V401Aのグリッド回路のC401、R402は鋭い妨害雑音に対して同期を保護するためのものであり、29図にその有様を示す。すなわち映像信号期間中、鋭い妨害雑音が入ってくるとC401、R402が無い場合は、C402が真空管のカットオフ以下深く負に充電され、この電荷はR403 2MΩを通して、ゆっくり放電するため、同期信号のない期間を生じ同期が乱れる。いまC401の250pF、R402

雑音パルスの入った同期入力波形



29 図 雑音抑制回路の動作

Fig. 29. Operation of noise immunity circuit.

250 k Ω を入れると、このようなパルス性雑音がきても、250 pF が充電されるのみで、これは

$$\frac{C401 \times C402}{C401 + C402} \times R402$$

の短い時定数にしたがって放電回復するので、被害は少なくてすむわけである。

V402 6AV6 は映像信号より分離された同期信号の増幅管であるが、入力信号の極性が負方向であるので、R405 500 k Ω と R406 20 k Ω の分圧回路でグリッドを 0 V 近辺に固定し、正側に入ってくるべき残存映像分のクリッピングも行わせるようにしてある。

7. 偏向回路

ア. 垂直偏向回路

垂直発振および出力には、12BH7 のグリッド、プレート結合型マルチパイプレータを使用し、出力も兼ねさせている。この方法は高価でかつ、品質管理の厄介な垂直発振トランスを使用しないで済むので近來盛んに使われるようになり、米国メーカーもほとんどがこの方法によっている。半面プレートからグリッドへの饋還ループ R422, C415, R414, C410 の回路を通して偏向コイルで拾った水平回路からのパルスが、発振管のグリッドに入り飛越走査を悪化させたり、この回路定数が不適當であると垂直直線性に悪影響を及ぼしたりする。C414 0.005 μ F で水平分の除去を行っている。

偏向コイルには前掲のような当社独特のカステレート型コアを用いたものを、従来のコサイン巻偏向ヨークと共に併用しているが、この場合は従来の鞍型コアを使用したコサイン巻偏向コイルに比べて約 40% 偏向能力が向上する。

垂直出力トランスは相当振幅の大きな鋸歯状波を取扱うため、唸りを生じて困るものであるが、米国 Westing-

house 電機会社の新防湿材料ホステライトと同等品の三菱ダイアレジンを含浸させることにより完全に解決した。垂直出力トランスが単巻式であるため、ブースト電圧を端子 2 に入れ、端子 3 に現われるパルスを垂直帰線消去用パルスとして、ブラウン管の第 1 グリッドに入れて帰線消去を行っている。

イ. 水平偏向回路

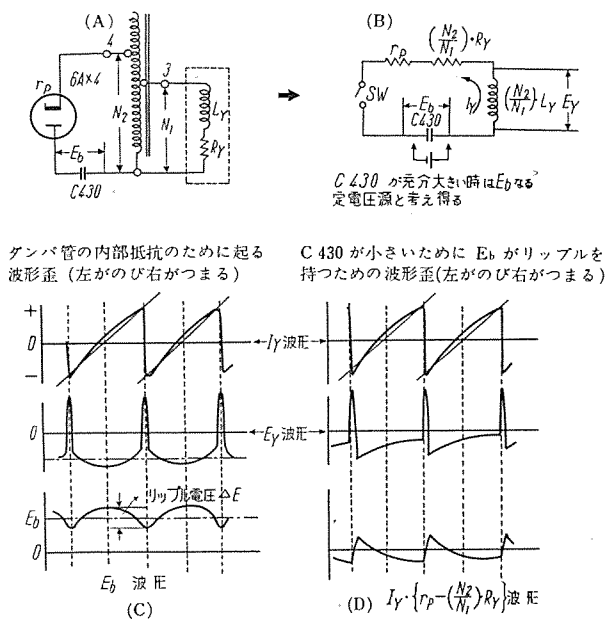
同期分離回路よりの水平同期パルスは、6SN7-GT の AFC 回路に供給される。AFC は RCA 方式でいわゆるパルス幅 AFC である。この方式は非対称型であるため、

絵の折返しが出易いとか、調整が少々面倒であるという欠点はあるが、使用真空管が 1 球であること、完全に調整すれば充分な動作をする等の長所を持っている。比較波形の波高値調整すなわちロッキングレンジ調整は省略して固定とした。充分な品質管理の下では、固定式で充分であり、販売後のトラブルも防ぐことができる。量産に流す場合、この回路の部品定数の適正な規格の設定はことに大切である。水平出力管は 6BQ6-GTB である。本機では 6BQ6-GT を使用しても差支えない。ダンパはヒータとカソード間の耐圧の大きい 6AX4-GT を用い、ダンパ用ヒータ巻線を省略し得た。

水平偏向出力回路には、水平直線性調整器を省略した。これは適当な設計のもとでは、歪はほとんど問題にならない程度まで減少させることができるからである。30 図 (A) はフライバックトランスとダンパ回路を示したものである。 r_p はダンパの内部抵抗、 L_r , R_r はそれぞれ水平偏向コイルのインダクタンスと直流抵抗、 E_b はブースト電圧である。いま、フライバックトランス端子 1~4 間と、1~3 間の巻線比を

$$\frac{(1-4)}{(1-3)} = \frac{N_2}{N_1}$$

とすると 30 図 (A) は (B) の等価回路に置き換えることができる。考え方を簡略にするために、まず r_p , $(N_2/N_1)^2 \cdot R_r$ を考えないことにする。C430 は 6BQ6-GT がカットオフ期間に放電し、6BQ6-GT が流通期間に充電するから、1 走査期間に充電→放電と電流方向が変わる。このため、ブースト電圧 E_b には、30 図 (C) に示すようなリップル電圧 ΔE を含むことにより、この結果 E_r は歪んで結局偏向コイル電流は図のように左の伸びる傾向を持つ。したがって、この傾向を減らすためには、リップル含有率 $\Delta E/E_b$ を小さくすればよく、C430 を大きくすればよい。本機は、0.1 μ F を使っているが充分に減少



30 図 水平出力回路

Fig. 30. Equivalent circuit and wave form of horizontal out-put stage.

させることができた。水平直線性を悪くするもう1つの原因がある。先に、0 と考えた r_p , $(N_2/N_1)^2 \cdot R_r$ を考えに入れる。また、上述のように、C430 を大きくとった時は、これが、 E_b なる定電圧源と考え得る。いま

$$r_p + \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \cdot R_r$$

を i_r なる鋸歯状波電流が流れると、

$$\left\{ r_p + \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \cdot R_r \right\} i_r$$

なる鋸歯状波電圧を発生する。これは E_b に逆極性に加わり、図に示すように、鋸歯状波電流に左が伸び右がつまる歪を与える。すなわちこの閉回路は、 L と R の直列回路となり、指数函数的充電曲線となって、

$$T = \frac{Lr}{r_p + \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 \cdot R_r}$$

なる時定数を持つ。水平走査時間は、 $63.5 \mu\text{sec}$ であるから、 T を充分大きくし、指数函数曲線の直線部分を用うようにすれば、歪を小さくすることができる。

このためには、 N_1/N_2 を大きくするようにフライバックトランスの設計を考えなければならぬ。 N_1/N_2 はマッチングの最良点があるためにむやみに大きくすることはできないが、本機では、水平直線性歪は約4% となり、パターンを見ても特別に注意しなければ、歪を見分けることができない程度に補正されている。4% の歪は直線性調整器を不適当な位置に置いた時よりかえって直線性良好であり、実際の映像では全く気付かない。最近の米国の受像機もほとんど直線性調整器を省略している。

フライバックトランスの耐圧は、わが国のように高温多湿の所では、コイル自身の外、ボビン、フレーム等すべて、充分注意する必要がある。コイルは微結晶ペトリウム系ワックス、ポリエチレン、その他を混合し、摂氏約 90 度の軟化点を持ったコンパウンドを使用している。ブラウン管高圧は実用状態で約 12 kV である。

8. 電源回路

B 電源はセレン整流器を使用した両波倍電圧整流方式である。数度の強制寿命試験を行って、その耐久性を確かめ、充分余裕のあるものを放熱、耐湿に留意して使用したので、真空管式に比し、なんら遜色を認めず、より以上の寿命を期待できるのである。A-C 100 V を 110 V に昇圧して整流回路に接続し、B 電圧として 240 V を得ている。ヒータはトランスを使っているが、オートトランスを用いたので小型となり、リーケージフラックスに悩まされることなく、充分なフィルタの使用と相まって 50 c/s 地区においても電源非同期放送方式に基因する画面の“ゆれ”は認められない。

9. む す び

以上三菱テレビジョン 14T-210 型の概要を述べたが、本機は発売に至るまで、弱電界地区、強電界地区、50 c/s 電源地区、高雑音地区等にフィールドテストを行い、かつ高温高湿度中の寿命試験、振動試験、輸送試験を行い一応満足した結果が得られた。また当社がテレビジョンを発売以来、約3年間に集った故障事故の統計結果とサービス技術員等の意見を採り入れて故障の絶無を期した。

一般家庭用、営業用として、優れたデザインと共に充分な性能を持った受像機といえよう。終りに臨み本機設計製作にご協力頂いた関係者諸賢に深甚なる敬意を表する次第である。

高忠実度 2 Way Speaker 装置の設計

無線機製作所

津村 隆*・藤木 一**・進藤武男**

Design of Two-way Speaker System

Electronics Works Takashi TSUMURA・Hajime FUJIKI・Takeo SHINDO

In corporation with the Technical Research Laboratory of the Broadcasting Corporation of Japan, Mitsubishi has developed and completed trial manufacture of high fidelity loudspeaker system to be used as a monitor for each broadcasting station. In a commemorative audition test meeting of the laboratory made public on May 20~22 last year, a result of *enquete* to more than 3,000 radio-fans proved it to be the first among well known speakers of home and abroad. The system is now in wide application to high fidelity audio equipment of various broadcasting stations and private stations.

1. ま え が き

昭和30年1月、NHK技術研究所より放送局モニタ用大型の高忠実度スピーカシステムの開発試作研究のご依頼を受け、約1年間にわたって技研音響部の技術指導のもとに試作、完成したものについて、設計の方法ならびに測定結果についてのべる。

高忠実度スピーカ (High Fidelity Loudspeaker) が備えなければならない基本的な条件としては

- (1) 能率が高いこと
- (2) 歪の少ないこと
- (3) 一ような指向特性をもつこと

以上3つのことが必要である。これらの条件を満足するためには再生周波数帯域の低音域を受持つ低音用スピーカ (以下ウーファ、Woofer という) と、高音域を受持つ高音専用スピーカ (以下トゥイータ、Tweeter という) とを組合せたいわゆる複合型スピーカにしなければならない。以下これらの諸条件を総合的に考慮した複合型スピーカの設計法の概略と、これにもとづいて行った設計と製品 2S-660 型 2 ウェイスピーカシステムについてのべる。

2. 能率および指向特性からみた設計の方法

ア. 能率と低音限界

コーンスピーカ (cone speaker) のコーンがピストン振動をしている場合の能率 η はつぎの式で表わされる。

$$\eta = \frac{\rho \pi a^4 (Bl)^2}{2cR_m m_0^2} \times 10^{-7} \alpha^2 \quad (1)$$

ここで ρ : 空気の密度 (g/cm^3)
 c : 空気中での音の速度 (cm/sec)
 a : コーンの実効振動半径 (cm)
 B : 磁隙空隙での磁束密度 (gauss)

l : ボイスコイルの長さ (cm)

R_v : ボイスコイルの抵抗 (Ω)

m_0 : 振動系の実効質量 (g)

またスピーカの等価的な Q_0 は、スピーカの基本共振周波数、等価抵抗および機械抵抗をそれぞれ f_0 , R_0 , r_m とすれば

$$Q_0 = \frac{2\pi f_0 m_0}{R_0} = \frac{2\pi f_0 m_0}{r_m + \frac{(Bl)^2}{R_v + R_0} \times 10^{-9}} \quad (2)$$

であらわされる。能率の高いスピーカでは一般に (2) 式の分母の第1項は第2項にくらべて $\frac{1}{10}$ またそれ以下の値になるので近似的に

$$Q_0 \approx \frac{2\pi f_0 m_0}{\frac{(Bl)^2}{R_v + R_0} \times 10^{-9}} \quad (2')$$

と考えると (1) 式は

$$\eta \approx \frac{\rho \pi^2 a^4}{cm_0} \times 10^2 \times \frac{f_0}{Q_0} \quad (3)$$

となる。

一方スピーカの低音限界は f_0/Q_0 の外にスピーカを収めるキャビネットの種類によって変化する。種々のキャビネットの中で、低音域を広い帯域にわたって一様に再生できるものは、密閉型と位相反転型であるからこの2種のものについてそれぞれ能率と低音再生限界の関係性を求めてみる。

一般に能率 η と低音再生限界周波数 f_c との間には

$$\frac{\eta}{f_c} = k \frac{\rho \pi^2 a^4}{cm_0} \times 10^2 \quad (4)$$

の関係がある。

この k はキャビネットの種類および音圧周波数特性曲線上でどこまでを低音再生限界とみるかによって変化する定数であるがこの値の大きいことが、高い能率 (感度) と広い帯域をもつスピーカを設計する上に必要な条件である。

(1) 密閉型キャビネットの場合

密閉型キャビネット (Back-Enclosed Cabinet) の容積 V_c の等価スチフネス (Equivalent Stiffness) S_c は1図のようにスピーカの低音域での等価回路に直列に挿入される。スピーカの低音域での特性の形を2図のように、キャビネットを含めたスピーカの振動系の共振周波数 f_c での等価的な Q_0

$$Q_0 = \frac{2\pi f_c m_0}{(Bf)^2} \times 10^{-9} \quad (5)$$

を1にするように S_c をえらび、低音の再生限界を中音域でのレベルに一致する周波数を f_c とすれば

$$k=1 \quad (6)$$

で、このときのスピーカの条件として

$$Q_0 < 1 \quad (7)$$

キャビネットの容積としては

$$V_c = \frac{V_0}{1 - Q_0^2} \quad (8)$$

となる。すなわち

$$V_0 = \frac{\rho c^2 a^4}{4f_c^2 m_0} \quad (9)$$

また低音域での特性の形を、低音域で共振の山ができない3図のような形、すなわちキャビネットを含めたスピーカの振動系の共振周波数での等価的な Q を $1/\sqrt{2}$ とするように S_c をえらび、低音の再生限界を中音域のレベルより 3db 低下したレベルの周波数 f_c ままで考えれば

$$k = \sqrt{2} \quad (10)$$

で、このときのスピーカの条件としては

$$Q_0 < 1/\sqrt{2} \quad (11)$$

またキャビネットの容積としては

$$V_c = \frac{V_0}{1 - 2Q_0^2} \quad (12)$$

が必要である。

(2) 位相反転型キャビネットの場合

位相反転型キャビネット (Phase Inverter Cabinet, Bass Reflex Cabinet) の場合スピーカの低音域での周波数特性の形は4図のようになり、低音の再生限界周波数 f_c をキャビネットの容積による等価スチフネス S_c とポートの等価質量 m_p との並列共振周波数までと考えると

$$k = \sqrt{6} \quad (13)$$

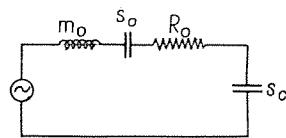
で、このときのスピーカの条件としては

$$Q_0 \leq \frac{1}{\sqrt{3}} \quad (14)$$

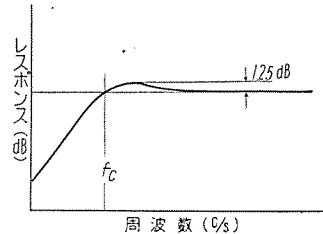
キャビネットの容積としては

$$V_c = V_0 \quad (15)$$

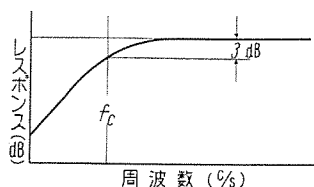
となる。



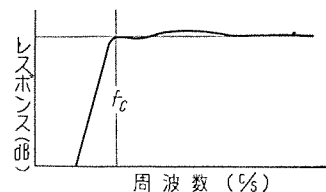
1 図 密閉型キャビネットの等価回路
Fig. 1. Equivalent circuit of enclosed type cabinet.



2 図 密閉型キャビネットで低音共振の $Q_0=1$ の場合
Fig. 2. Enclosed type cabinet, when low frequency resonance $Q_0=1$



3 図 密閉型キャビネットで低音共振の $Q_0=1/\sqrt{2}$ の場合
Fig. 3. Enclosed type cabinet, when low frequency resonance $Q_0=1/\sqrt{2}$



4 図 位相反転型キャビネットで $Q_0=1/\sqrt{3}$ の場合
Fig. 4. Reversed phase type cabinet

以上密閉型キャビネットを使用する2つの場合と、位相反転型キャビネットを使用する場合とを比較すれば、

(1) k の値は位相反転型キャビネットの方が密閉型にくらべて非常に大きい。

(2) キャビネットの容積は同じ低音再生限界を得るためには位相反転型がもっとも小さくてすむ。

(3) 使用スピーカは位相反転型の場合が条件がもっともきびしい、すなわちスピーカの能率が相当よくなくてはならない。

これらのことから、(1), (2) に大きな特長をもつ位相反転型キャビネットを使用することとして、ウーファの基本共振周波数での振動系の等価的な Q を $1/\sqrt{3}$ 以下とし能率および低音限界を考慮して

$$Q = \frac{1}{2} \quad (16)$$

とすることが適当となった。

イ. 中音域以上の特性

ここではウーファとトゥイータのクロスオーバー周波数附近の指向特性を一ようにするため、トゥイータの高音限界を高くするには、ウーファおよびトゥイータの振動系にどのような条件が要求され、これを満足するにはどのような設計法が適当であるかについてのべる。

(1) クロスオーバー周波数附近の指向特性

クロスオーバー周波数附近の指向特性をよくするためにはまずウーファの指向特性があまり鋭くならないうちにトゥイータを動作させなければならない。これはトゥイータの基本共振周波数を下げることであり、トゥイータの受持つ周波数範囲が広がるために、ウーファとトゥイータの2つのスピーカでは不足で3ウェイにする必要の起る場合もある。

ウーファの指向性が鋭くならないという条件からクロスオーバー周波数 f_c をきめると、 c を音波の速度 (cm/sec), a をコーンの実効半径 (cm) とすれば、ほぼ

$$f_c = \frac{2c}{\pi a}$$

にえらべばよいことになる。

(2) ウーファの特性

クロスオーバー周波数附近の特性を一ようにし、中音域以上の歪特性をよくするためにはウーファの周波数特性をクロスオーバー周波数以上でなめらかに下降する特性にする必要がある。そのためにはウーファの高音共振周波数をクロスオーバー周波数で約 3db 低下するように、こ

れより低い周波数にえらばなければならない。コーン型スピーカの高音共振周波数 f_h は、コーンおよびボイスコイル (Voice Coil) の静質量を m_c, m_v とすれば

$$f_h = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{1}{m_c} + \frac{1}{m_v}\right) s_h} \quad (17)$$

であてえられる。

ここで S_h はボイスコイルが完全に剛性をもつ場合のコーンの根元のスチフネスで、コーンのヤング率を E (dyne/cm²)、厚さを t_v (cm)、その半頂角を θ とすれば

$$s_h = \pi E t_v \frac{\cos^2 \theta}{\sin \theta} \quad (18)$$

で与えられる。

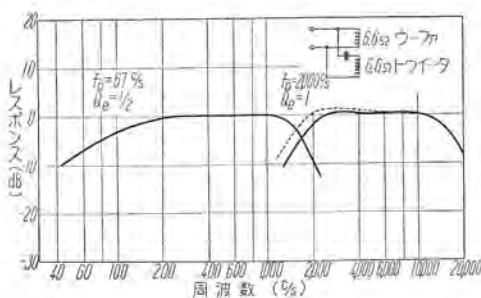
これによってコーンの頂角をきめるとともに、下降特性に山谷を少くして滑らかな特性とするためには適当な大きさのコルゲーション (Corrugation) をコーンの上につけることによって目的を果すのである。

また定電圧特性を目標としているのであるからボイスコイルの電気インピーダンスの上昇の度合も出力音圧特性に影響を与える。

(3) トゥイータの f_0 附近の特性

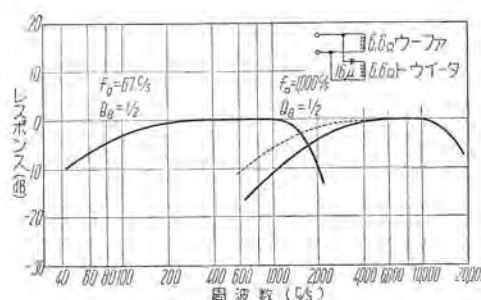
トゥイータの f_0 附近の特性には、ウーファに対して 5 図のようにトゥイータの f_0 をクロスオーバー周波数より少し高くえらんで、 f_0 での等価的な Q を 1 にえらぶ方法と、6 図のように f_0 をクロスオーバー周波数より低くし、 f_0 での等価的な Q を 0.7~0.5 の間にえらぶ方法とがあるが、図に示すようにトゥイータに低音遮断用のコンデンサを直列に入れた特性では前者の方がより平坦な特性となる。

また電気インピーダンス特性のモーションアルインピーダンスによる上昇率は前者の方が少く、ボイスコイルのインピーダンスと適当な周波数で共振するコンデンサを直列に接続したときのクロスオーバー周波数附近の特性の山は低くなる。このことからトゥイータの f_0, Q_0 は 5 図



5 図 クロスオーバーにおけるトゥイータの特性 (1)

Fig. 5. Characteristics of tweeter at crossover frequency.



6 図 クロスオーバーにおけるトゥイータの特性 (2)

Fig. 6. Characteristics of tweeter at crossover frequency.

の場合の方がすぐれている。

(4) トゥイータの高音限界

トゥイータの高音限界周波数をきめて設計するためにはウーファと同じように (17), (18) 式を使う。もちろんトゥイータであるから高音限界は高いほどよいわけであるが、高くするためにはボイスコイルの軽いことが必要条件となるけれども、ボイスコイルを小さくすればそれだけ能率が低下するので、能率の低下と高音限界との関係を考慮に入れて設計しなければならない。

ウ. 振動系および駆動系の設計

無限大バッフル内で振動する実効振動半径 a cm のスピーカが低音域でスピーカの正面軸上 d cm の点に生ずる音圧 p は

$$p = \frac{\omega B l_v E_v}{R_v} \cdot \frac{\rho a^2}{20d} \cdot \frac{1}{\left(r_m + \frac{(B l_v)^2}{R_v} \times 10^{-9}\right) + j\left(\omega m_0 - \frac{s_0}{\omega}\right)} \quad (19)$$

であらわされる。ここで E_v はボイスコイルに加わる電圧、 s_0 は振動系の等価スチフネスである。(19) 式で

$$\left. \begin{aligned} Q_0 &= \frac{\omega_0 m_0}{r_m + \frac{(B l_v)^2}{R_v} \times 10^{-9}} \\ Q_m &= \frac{\omega_0 m_0}{r_m} \\ x &= \frac{\omega}{\omega_0} \\ \omega_0^2 &= \frac{s_0}{m_0} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

とおけば

$$p = \frac{E}{\sqrt{R_v}} \sqrt{\frac{\omega_0}{m_0} \times 10^9 \left(\frac{1}{Q_0} - \frac{1}{Q_m}\right)} \cdot \frac{\rho a^2}{20d} \cdot \frac{1}{Q_0 x + j\left(1 - \frac{1}{x^2}\right)} \quad (21)$$

となる。したがって定出力域の出力音圧の絶対値 $|p|$ は

$$|p| = \frac{E}{\sqrt{R_v}} \sqrt{\frac{\omega_0}{m_0} \times 10^9 \left(\frac{1}{Q_0} - \frac{1}{Q_m}\right)} \cdot \frac{\rho a^2}{20d} \mu \text{ bar} \quad (22)$$

となる。入力 1 W に対してスピーカ正面軸上 50 cm の点に生ずる音圧を 0.0002 μ bar を 0 dB としてあらわした JIS による平均音圧レベル S は

$$S = 74 + 20 \log_{10} \sqrt{\frac{\omega_0}{m_0} \times 10^9 \left(\frac{1}{Q_0} - \frac{1}{Q_m}\right)} \cdot \frac{\rho a^2}{1,000} \text{ dB} \quad (23)$$

したがって

$$\begin{aligned} 10 \log_{10} m_0 &= 10 \log_{10} f_0 - S + C \\ C &= 104 + 10 \log_{10} 2\pi + 20 \log_{10} \rho a^2 + 10 \log_{10} \left(\frac{1}{Q_0} - \frac{1}{Q_m}\right) \end{aligned} \quad (24)$$

の関係が成り立つ。

つぎに (20) 式の Q_0 から

$$m_0 = \left\{ \frac{B^2 V_v \times 10^{-9}}{2\pi \sigma \left(\frac{1}{Q_0} - \frac{1}{Q_m}\right)} \right\} \cdot \frac{1}{f_0} \quad (25)$$

さらに ω_0 の式より

$$m_0 = \frac{s_0}{4\pi^2 f_0^2} \dots \dots \dots (26)$$

の関係が成り立つ。

(24), (25) および (26) 式の m_0 と f_0 の関係を, 2.

ア. イ. 節で定めた口径, 振動系の等価的な Q_0 に対してそれぞれ平均音圧レベル S (dB), 磁極空隙での磁気エネルギー B^2V_v (erg) および振動系の等価スチフネス S (dyne/cm) をパラメータとして, 7 図のように書き, それぞれの量のとり得る限界から f_0 — m_0 面上に実用される範囲を限定し, この中の適当な点を求めてこれを振動系および駆動系の設計の基点とする。

7 図はその一例で, 2. **ア**での考えにもとづいて 12 in ($a=13$ cm) のウーファに対し $Q_0=\frac{1}{2}$, $Q_m=5$, ボイスコイルとして銅線を用いたときの f_0 — m_0 の曲線である。平均音圧レベル $S>103$ dB, 振動系の等価質量は空気の付加質量 ($a=13$ cm に対して 14.5 g) の約 2 倍以上, 振動系の等価スチフネスとしては強度の点から 12 in として $s>3 \times 10^6$ dyne/cm, 低音限界から基本共振周波数の条件として $f_0<80$ c/s, 磁石の実用的な大きさから $B^2V_v < 6 \times 10^7$ erg のような限界を与えれば設計の基点となる点は f_0 — m_0 面上で太線で囲まれた部分に限定され, この各定数のとり得る範囲から f_0 , m_0 , B^2V_v , S , s_0 の値がきめられる。

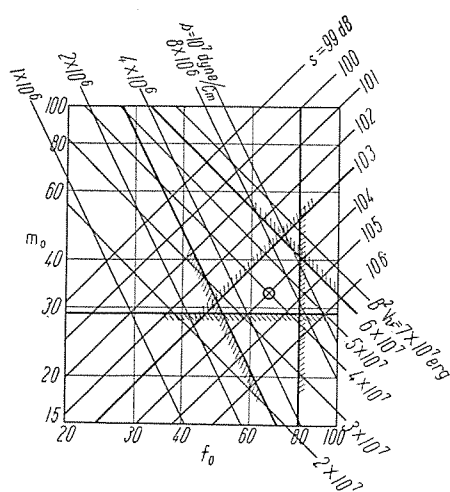
トゥイータについても 8 図に示すようにこれと同じような設計のための基本図が考えられる。

3. 歪に關しての設計の方法

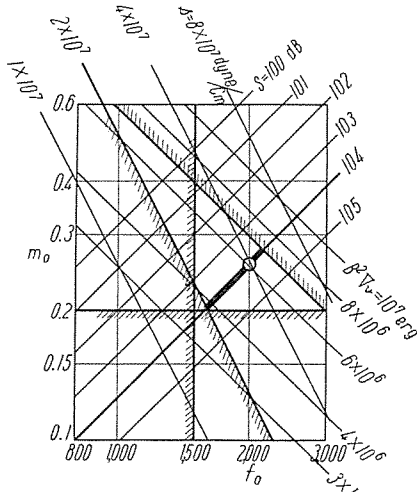
スピーカの歪には周波数歪・振幅歪・混交調歪・音場における変調歪・過渡歪・周波数変調歪などがあるが, ここでは歪としてもっとも重要な振幅歪, とくに駆動力の歪による振幅歪および音場における変調歪について設計の立場から検討してみる。

ア. 振幅歪からみた設計の方法

(1) 振幅歪を構成する諸要素の分離



7 図 ウーファ設計基本図表
Fig. 7. Fundamental design diagram of woofer.



8 図 トゥイータ設計基本図表
Fig. 8. Fundamental design diagram of tweeter.

スピーカの振幅歪のおもな原因は駆動力の非直線性によるものと, 支持材料の非直線性による歪とに大別される, 歪特性改善のためにはこれらの歪の原因を分離して検討する必要がある。このためにつぎのような実験を行った。

- a. スピーカのコーンに内向きおよび外向きに静力 f を加え, この f に対するコーンの変位 ξ を測定すればこれは支持材料とその形状による非直線性をあらわしている。

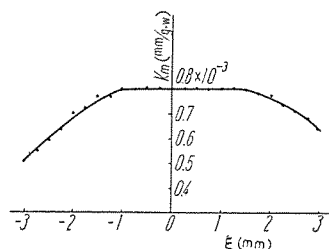
$$K_m = \frac{\xi}{f} \dots \dots \dots (27)$$

として, もし f に ξ が比例していれば支持材料による非直線性はなく, K_m はコーンの変位 ξ によって変化しない。実際の製品に対する実測の結果は 9 図にその一例を示す。

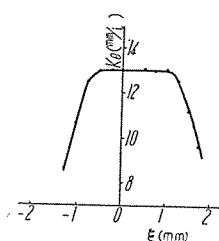
- b. スピーカのボイスコイルに直流電流 i を流し, この i に対するコーンの変位 ξ を測定すれば, これは支持材料の非直線性と駆動力の非直線性との和をあらわすものである。

$$K_e = \frac{\xi}{i} \dots \dots \dots (28)$$

として, もし ξ が i に比例していれば K_e はコーンの変位 ξ によって変化しないはずである。実際の製品に対する実測の結果は 10 図に示している。



9 図 コーンに力を加えたときの
変位 ($6\frac{1}{2}$ in)
Fig. 9. Displacement of cone
when force is applied to it.



10 図 ボイスコイルに電流を流したときのコーンの変位 ($6\frac{1}{2}$ in)
Fig. 10. Displacement of cone ($6\frac{1}{2}$ in) when current was passed through voice coil.

これら 2 つの実験結果から駆動力の非直線性による歪は, 支持材料の非直線性による歪よりかなり大きい値になることが明らかである。

(2) 駆動力の非直線性による歪の解析

前節にのべたように, スピーカの振幅歪の大部分はボイスコイルの振幅が大きくなると共に駆動力が減少するための歪である。振動系の支持材料の非直線性による歪はこれにくらべてかなり小さく, かつ振動系だけの問題として取扱うことができるので, 本節では駆動力の減少に

よる歪について設計の立場から考えてみることにする。

スピーカのボイスコイルを駆動する力 F_0 は 11 図のように座標系をとれば

$$F_0 = i \cdot 2\pi n_0 \int_{-\frac{h_v}{2}}^{\frac{h_p}{2}} B dx \quad (29)$$

であらわされる。ここで

B : x の点での磁束密度

h_p : ボイスコイルの巻幅

n_0 : ボイスコイルの単位巻幅あたりの巻数

i : ボイスコイルを流れる電流

ボイスコイルに電流が流れてコイルが歪だけ変位したとき変位した位置での駆動力 F_ξ は

$$F_\xi = i \cdot 2\pi n_0 \int_{\frac{h_v}{2}-\xi}^{\frac{h_p}{2}+\xi} B dx \quad (30)$$

となる。スピーカの駆動力の変化による振幅歪は F_ξ と F_0 との比に関係するから

$$K = \frac{F_\xi}{F_0} \quad (31)$$

とおき、この K を一応歪の尺度と考える。

いまプレートの幅を h_p とし、空隙内の磁束密度分布 $B(x)$ を 12 図のように

$$\left. \begin{aligned} B(x) &= 1 & x \leq \frac{h_p}{2} \\ B(x) &= 0 & x > \frac{h_p}{2} \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

すなわち、磁束はポールに対向するプレート幅の間では一ようで、それ

以外では漏洩磁束がない場合について (31) 式を計算すれば 13 図実線のようになる。

ここで

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \frac{2\xi}{h_p} \\ \beta &= \frac{h_v}{h_p} \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

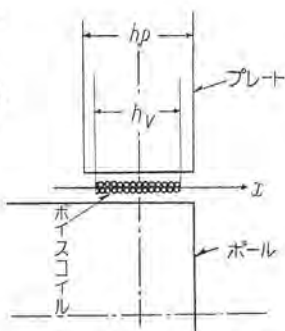
である。実際には磁束分布は (32) 式によってあらわされるようなものではなく、実測例を 14 図に示すように

a. プレートの面から外側は距離にほぼ比例して低下する磁束がある。

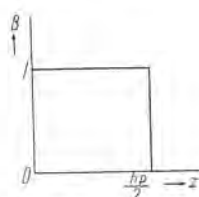
b. プレートの上面から外側の漏洩磁束の形とプレートの下面から内側のそ

れとは比例係数が約 2 倍異なるような形となる。これらの状況はプレートやポールの形をある程度変えてもあまり変化しない、ことがわかる。

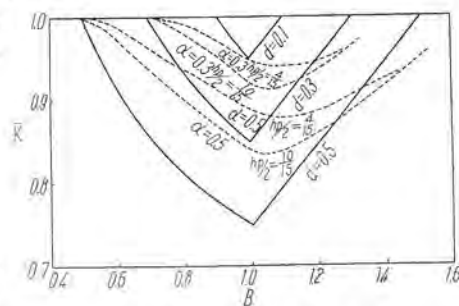
漏洩磁束が歪におよぼす影響を考えるのに、漏洩磁束



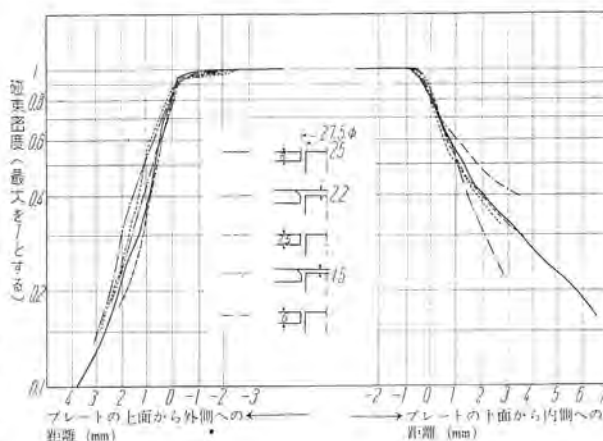
11 図 駆動部分の関係位置
Fig. 11. Relative position of driving part.



12 図 漏洩磁束のない場合の $B(x)$
Fig. 12. $B(x)$ when there is no leakage flux.



13 図 歪と磁束分布
Fig. 13. Distortion and magnetic flux distribution.



14 図 磁極構造と磁束分布
Fig. 14. Magnet pole construction and flux distribution

として 14 図左の曲線群のほぼ中間を仮定して

$$\left. \begin{aligned} B(x) &= 1 & x \leq \frac{h_p}{2} \\ B(x) &= \frac{1}{1+15\left(x-\frac{h_p}{2}\right)} & x > \frac{h_p}{2} \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

とすれば、磁束分布は 15 図のような形となり、 $\alpha=0.3, 0.5$ の場合について (31) 式の値を求めると 13 図の点線のようにあらわされる。ここで $h_p/2=10/15$ cm はウーファとして使用するとき、 $h_p/2=4/15$ cm はトゥイータとして使用するときのプレートの寸法を想定している。これから明らかなように

- ボイスコイルの長さがプレートの幅よりも短い場合 ($\beta < 1$) には漏洩磁束のために歪は減少する。
- ボイスコイルの長さがプレートの幅よりわずかに長いときは ($1 < \beta < 1.1 \sim 1.2$) 歪は減少するが、 β が大きくなるにつれて減少の割合は少くなる。

- ボイスコイルの長さがプレートの幅よりかなり長いときは ($1.1 \sim 1.2 < \beta$) かえって歪は増加する。

(3) スピーカの能率との関係
スピーカの振幅歪を減少させるためにはプレートの幅に対してボイスコイルの巻幅を極端に短くするか、

または長くすればよいが、能率から考えると前者は空隙の磁束密度を有効に使用しないため、後者は振動系の質量が大きくなり、平均の磁束密度が低下するためにいずれの場合も能率が低下することは避けられない。

スピーカの能率は 1 式で示したとおりであるが、この式の B はボイスコイルの位置では常に一定であることを仮定しているから磁束分布を考えに入れて書きなおせば

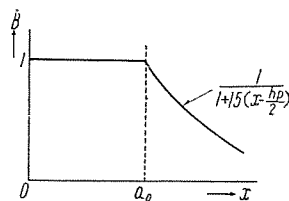
$$\eta = \frac{\rho \pi a^4}{2cR_v} \cdot \frac{\left[2\pi n_0 \int_{-\frac{h_v}{2}}^{\frac{h_p}{2}} B dx \right]^2}{m_0^3} \quad (35)$$

であらわされる。この式を変形して

$$\eta = \frac{\rho \pi a^4}{4ck(2\sigma_v)^2(2\pi baS_0)} \quad (36)$$

$$N = \frac{\left[\frac{1}{a} \int_{-\frac{h_p}{2}}^{\frac{h_p}{2}} B dx \right]^2}{\frac{h_p}{2a} \left(\gamma + \frac{h_p}{2a} \right)^2} \quad \dots\dots (37)$$

とすれば、ボイスコイルの長さによって能率がどのように変化するかは (37) 式を考えればよい。ここで



15 図 漏洩磁束のある場合の $B(x)$
Fig. 15. $B(x)$ when there is leakage flux.

$$\gamma = \frac{m_c'}{2\pi\rho_v S_v' n_0 h_p} \quad \dots\dots (38)$$

- ρ_v : ボイスコイル導体の比重
- S_v' : ボイスコイル導体の 1 本の断面積
- σ_v : ボイスコイル導体の比抵抗
- m_c' : コーン的质量および空気の付加質量

前の節と同じように磁束密度分布を 13 図および 15 図に示した曲線のように仮定して N を求めれば、それぞれ 16 図実線および点線のようになる。 $\gamma=1$ はトゥイータがほぼこの場合に相当し、 $\gamma=2$ は 5~8 in 程度のスピーカ、 $\gamma=4$ は 10 in 以上の大口径のスピーカがこれに相当する。 16 図から明かなように

- a. ボイスコイルの巻幅をプレートの厚さに対して変化させたとき、最高能率の点はボイスコイルの巻幅とプレートとの厚さがほぼ一致した場合、またはボイスコイルの巻幅がプレートの厚さより幾分狭い場合にある。
- b. ボイスコイルの巻幅がプレートの厚さより狭い場合は漏洩磁束の影響をうけない。
- c. ボイスコイルの巻幅がプレートの厚さより広い場合には、漏洩磁束によって能率は高くなる。プレートの厚さが薄いものほどその影響はいちじるしい。

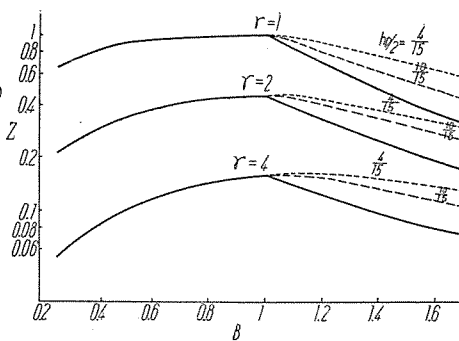
(4) 能率と歪からみたボイスコイルの設計

(2), (3) 節を要約すれば

- a. ボイスコイルの巻幅がプレートの厚さより狭い場合に歪は減少するが、能率は低下する。漏洩磁束によって能率は変わらないが歪はいちじるしく少くなる。
- b. ボイスコイルの巻幅がプレートの厚さと同程度のものでは能率をもっとも高いが歪はもっとも大きい。このような設計は高忠実度を要求されるスピーカでは適当でない。
- c. ボイスコイルの巻幅がプレートの厚さより広い場合は a. の場合と同じく歪は減少するが能率は低下する。しかし漏洩磁束によって能率は幾分よくなるが、歪は一般に少くすることができず、かえって悪くすることがある。

以上のことからつぎのような設計の方法を採用することにした。

- a. トゥイータの場合 ($\alpha \doteq 0.1$, $h_p/2 \doteq \frac{4}{15}$ cm, $\gamma=1$ 程度) は、ボイスコイルの巻幅をプレートの厚さより、予想される最大振幅を限度として感度のゆるす



16 図 磁気回路の構造と能率との関係
Fig. 16. Relation between the construction of magnetic circuit and efficiency.

かぎり狭く設計する。

- b. ウーファの場合 ($\alpha \doteq 0.5$, $h_p/2 \doteq \frac{10}{15}$ cm, $\gamma=4$ 程度) は、ボイスコイルの巻幅をプレートの厚さより、予想される最大振幅を限度として感度の許すかぎり狭くするか、または広くした方がよい。この場合同一感度の点で歪を比較すると両者共ほとんど相違がなく優劣はつけにくい。ボイスコイルの巻幅が広くなればこの振幅がかなり大きくなるのでポールやプレートと接触する危険が多くなることを考えて、トゥイータと同じようにボイスコイルの長さを短かくする方が有利である。

イ. 変調歪からみた設計の方法

単一コーンスピーカに高低 2 つの周波数の音を加わったとき、高い周波数で作られた音場が低い周波数で振動するために振動系と駆動系に振幅歪のない場合でも変調歪を生ずる。この単一コーンスピーカによる音場の変調現象はスピーカの指向特性の改善によってかなり小さくすることができる。したがってこのことは複合型スピーカでそれぞれのスピーカの受持つ再生周波数範囲の境界を、ウーファの指向特性が悪くなり始める周波数にえらぶという指向特性からの基本的設計方法はこの意味からしても重要なことである。

単一コーンによる音場の変調歪は以上のように改善できるが複合型にした場合、ウーファとトゥイータとの干渉による変調歪はそれぞれのスピーカの空間的位置をきめる上にきわめて重要な問題である。

ウーファとトゥイータとを 17 図のように同軸にとりつける方法は、高音域を受持つ音源の位置と低音域を受持つ音源の位置とが異なるために単一コーンの場合よりは良い結果を得ることができる。このような配置での変調歪は周波数が高いほど、低音部の振幅が大きいほど大きくなる。18 図は 12 in ウーファと 2 in 時トゥイータの場合の一例であって、低音部は 50 c/s, 振幅 2 mm の場合の実測結果である。

実際にこれらの複合音を聞いても、単一コーンによる音場の変調現象の場合と同じように、位置によりまた周波数によってこれらの変調歪がはっきりとみられ、振動系および駆動系の非直線歪による混変調歪あるいはドップラ効果による周波数変調歪よりも非常に大きく音質に影響することが明らかとなった。

このようにウーファとトゥイータを同軸に配置することは上にのべたような利点はあるが、音場での変調歪を生じ、その値はきわめて大きいのでトゥイータの音波がウーファのコーンに到達しないようにしなければならない。

4. 設計および測定結果

2章および3章の設計方法にしたがってつぎの仕様のもとにウーファ 12 in, トゥイータ 2 in の複合型スピーカを設計、試作して所期の結果を得、2S-660 型としての製品を完成した。

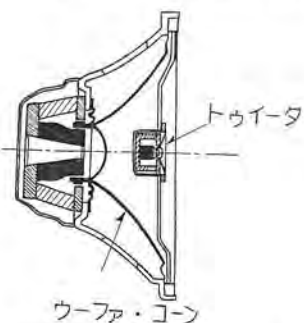
仕様:

口 径	ウーファ	12 in	コーン型
	トゥイータ	2 in	コーン型
平均音圧レベル	1 VA の入力にて	104 dB	
最大入力		10 W	
振幅歪	入力 10 W のとき	60 c/s 以上で 10% 以下	
周波数特性			

スピーカ正面軸上で
60~15,000 c/s \pm 5
db

スピーカ正面より
60° で 60~10,000
c/s \pm 10 db

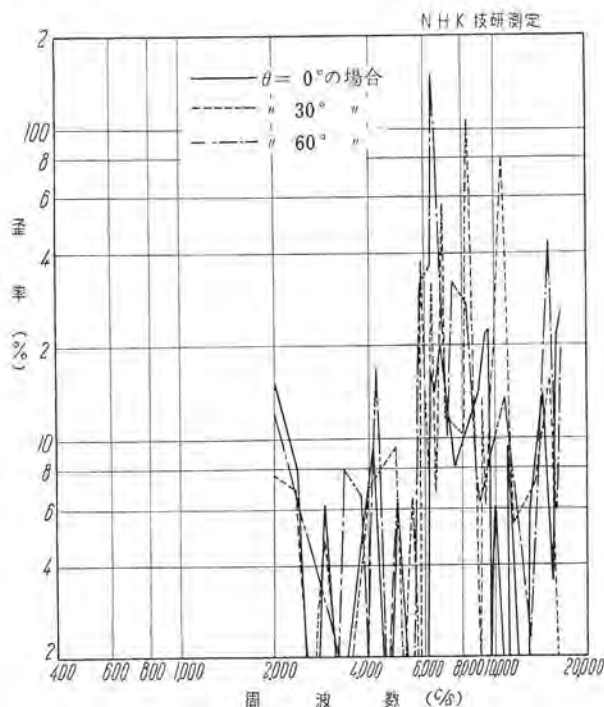
クロスオーバー周波数
1,500 c/s



17 図 同軸型 (コアキシャル)
2 ウエイスピーカ
Fig. 17. Coaxial two way
speaker.

ア. ウーファの設計

(1) 振動系および駆動系の基本値



18 図 コアキシャル 2 ウエイスピーカの変調歪特性
Fig. 18. Modulation distortion characteristic of coaxial
two way speaker

仕様により基本値として

$$\text{平均音圧レベル } S=104 \text{ dB} \quad (39)$$

キャビネットには位相反転型キャビネットを使用することを前提として

$$f_0 \text{ での等価的な } Q=0.5 \quad (40)$$

$$\text{コーンの実効振動半径 } a=13 \text{ cm} \quad (41)$$

として 2. ウ項でのべた 7 図の f_0 - m_0 図表の中の○印の点を使うものとすれば

$$\left. \begin{array}{l} \text{基本共振周波数} \quad f_0=67 \text{ c/s} \\ \text{振動系の等価質量} \quad m_0=33 \text{ g} \\ \text{等価スチフネス} \quad s_0=6 \times 10^6 \text{ dyne/cm} \\ \text{必要な有効空隙磁界エネルギー} \quad B^2 V_0=4 \times 10^7 \text{ erg} \end{array} \right\} (42)$$

となり、これらを振動系および駆動系の基本値として設計を行った。

(2) 駆動系の設計

a. ボールの半径 r_p

磁極空隙内でボイスコイル導体の容積が占める割合 (Space Factor) を δ とすれば、ボールの半径 r_p とプレート厚さ h_p の間には

$$r_p=2h_p \quad (43)$$

の関係があるから

$$r_p^2 l_v = \frac{B^2 V_0}{B^2 \pi \delta} \quad (44)$$

となる。3章の歪特性によれば、プレートの厚さはボイスコイルの幅より厚くする方針であるから、ボイスコイルの寸法からすればプレートの厚さは相当大きくなるために磁極空隙の磁束密度 B はある程度低い値を目標にし

$$B=8,000 \text{ gauss} \quad (45)$$

とし、また同じ理由から δ も小さく

$$\delta=0.2 \quad (46)$$

と仮定し、 $l_v=0.12 \text{ cm}$ とすれば r_p の値は (42) 式の $B^2 V_0$ をとって (44) 式より

$$r_p=2.9 \text{ cm} \quad (47)$$

と求められる。

b. プレートの厚さとボイスコイルの設計

(39) 式~(42) 式の値から、入力 10 W に対する振幅の最大値は

$$\xi=0.38 \text{ cm} \quad (48)$$

となる。したがって 3 章にのべたように、ボイスコイルの両端はプレートの面より

$$0.38 \times 0.5 = 0.2 \text{ cm}$$

ずつ内側に入っていることが必要である。

すなわちプレートの厚さおよびボイスコイル巻幅は (43) 式および (47) 式より

$$\left. \begin{array}{l} \text{プレートの厚さ} \quad h_p=1.5 \text{ cm} \\ \text{ボイスコイルの巻幅} \quad h_v=1.1 \text{ cm} \end{array} \right\} \quad (49)$$

となる。

磁極空隙の長さ $l_0=0.12 \text{ cm}$ であるから、ボイスコイル導体としては $0.23 \text{ mm}\phi$ のエナメル銅線を用いれば

(49) 式より

ボイスコイルの巻回数 43 回 2 層
ボイスコイルの全長 15.5 mm
ボイスコイルの直流抵抗 6.7 Ω

したがってボイスコイル導体の占有率 δ は

$$\delta = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{D_c}{l_g} \cdot \frac{D_c}{D_c'} \cdot \frac{h_p}{h_p'} = 0.19 \quad \dots\dots (50)$$

ここで D_c : ボイスコイル導体の半径

D_c' : ボイスコイル導体の外径

となり, (46) 式で仮定した δ は適当であることがわかった。

これらの設計をもとにしたボイスコイル附近の設計図が 19 図である。

c. ボイスコイル電流による逆起電力と永久磁石の動作点の選定

定格入力 10 W に対するボイスコイルの電流振幅 I_{vp} を求めると

$$I_{vp} = 1.73 \text{ A}$$

となる。このボイスコイル電流による起磁力 G_v は

$$G_v = \frac{4\pi N I_{vp}}{10} = 186 \text{ gilbert}$$

したがって永久磁石を減磁する強さは磁石の長さを 4 cm と仮定すると

$$H_v = 47 \text{ oersted}$$

となる。

磁石の材料として 20 図に示すような減磁曲線をもつ MK-5 を使用することにする。永久磁石の動作点を定めるために磁石のばらつきを考えてエネルギー最大の点 P より少し右の点 P' を使う方が安全である。この P' 点と横軸上 47 oersted の点 P_0 とを結び、これに平行に OQ を引く。一方 MK-5 の可逆導磁率は約 4 であるから点 P' より $\mu_r = 4$ の直線 $P'R$ をひき、 OQ との交点 Q を求めるとこの Q 点は動作ヒステリシスループの中心となる。この点における磁束密度 B_d , 磁場の強さ H_d は図から

$$\left. \begin{aligned} B_d &= 9,400 \text{ gauss} \\ H_d &= 390 \text{ oersted} \end{aligned} \right\} \dots\dots (51)$$

となる。

d. 必要な磁石の寸法

まず空隙の断面積 $A_g \text{ cm}^2$ は

$$A_g = \pi (2r_p + l_g) h_p = 27.8 \text{ cm}^2$$

である。ここで必要な磁石の断面積 A_m は漏洩系数 $F = 1.5$ として

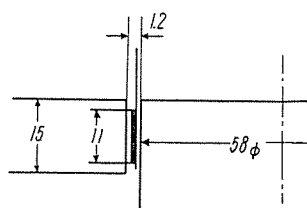
$$A_m = \frac{A_g B F}{B_d} = 35.4 \text{ cm}^2$$

となり, したがって永久磁石の直径 D_m は

$$D_m = 6.7 \text{ cm}$$

と求められる。

つぎに永久磁石の長さ L_m は磁気抵抗系数 $f = 1.5$ と仮定して



19 図 ボイスコイル附近の設計図

Fig. 19. Design around voice coil.

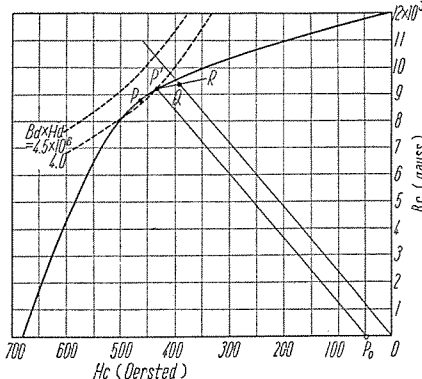
$$L_m = \frac{B l_g f}{H_d} = 3.8 \text{ cm}$$

したがって永久磁石の寸法は安全率をみて

$$70 \text{ mm} \phi \times 45 \text{ mm} \quad (52)$$

とする。この寸法を用いて仮定した漏洩系数 F を算出してみると

$$F = 1 + 5 \times \frac{l_g}{h_p} \cdot \frac{D_m}{D_p} = 1.49 \quad \dots\dots (53)$$



20 図 MK-5 減磁曲線

Fig. 20. De-magnetization curve.

となり, $F = 1.5$ の仮定は満足されている。

またプレートの幅 W_p は

$$\begin{aligned} W_p &> \pi \left(R_p + \frac{l_g}{2} \right) \\ &= 9.3 \text{ cm} \end{aligned}$$

となり, $W_p = 10 \text{ cm}$ とする。

以上の設計値をもとにした 12 in ウーファの磁気回路の設計図ならび

に写真を 21 図および 22 図に示す。

(3) 振動系の設計

a. 振動系質量の配分

(2), b. のボイスコイルの設計からボイスコイルの質量 $m_v = 6.0 \text{ g}$ であるから, ボイスコイル巻棒や接着剤の質量を含めて

$$m_v = 6.5 \text{ g} \quad \dots\dots (54)$$

とする。したがってコーン紙の質量 m_c は

$$\begin{aligned} m_c &= m_0 - m_v - m_a \\ &= 33 - 6.5 - 14.5 = 12 \text{ g} \quad \dots\dots (55) \end{aligned}$$

となり, コーン紙の比重は約 0.6 であるからコーンの平均の厚さ $t_{av} = 0.36 \text{ mm}$ となる。

b. コーンの頂角の設計

(17) 式および (18) 式で $f_h = 1,000 \text{ c/s}$, $E = 1 \times 10^{10} \text{ dyne/cm}$, 頂部のコーン紙の厚さを $t = 0.045 \text{ cm}$ とすれば, コーンの頂角は

$$\alpha = 65^\circ$$

と求められる。

c. コーン紙, ダンパの形

コーン紙の設計の主要な点はつぎの 4 項目にあげられる。

- (i) 全体の形は円錐形
- (ii) コーンの实效振動半径 = 13 cm
- (iii) エッジ部分は中音域に生ずる特性の谷をさける目的で機械的非直線性の許される範囲でせまくする

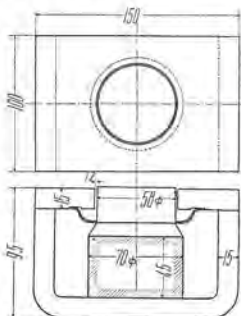
- (iv) コーン紙の機械的強度を増し、ウーファの高音共振以上の周波数特性を滑らかに低下させるために5本のコルゲーションと1本の段をつける。

この方法で前節までの数値によって設計したコーン紙の断面は 23 図に示している。コーン製作方法はいわゆるノンプレスとよく似たエアプレス (Air-pressed) 方式を採用して、軽くてスチフネスの大きい良質のコーン紙を得ている。

なおダンパ (Damper) は 24 図のように直径を大きく (17 cm) して機械的な非直線性を極力減少している。

(4) 測定結果

以上の設計方法によって試作を繰返えして完成した 12 in のウーファは PW-120 型となすけた。JIS C 5501 (コーンスピーカ) に示されている方法によってそれぞれの項目について特性を測定したが、そのうち主要な項目について説明する。25, 26 図は PW-120 型ウーファの写真である。



21 図 ウーファ磁気回路設計図
Fig. 21. Design drawing of woofer magnetic circuit.



22 図 ウーファの磁気回路 (PW-120 型)
Fig. 22. Magnetic circuit of woofer.

a. 音圧周波数特性

27 図は PW-120 型ウーファの音圧周波数特性であって低音域の実線は JIS 指定の標準密閉箱 (120 cm×90 cm×60 cm) に取付けた場合で、点線は位相反転型キャビネットの場合である。実線のように f_0 における $Q = \frac{1}{2}$ の特性をもつウーファであれば位相反転型キャビネットは充分にその性能を発揮するものである。

また高音限界も 1,100 c/s でこれから高い方には滑らかに下降する理想的な特性となった。

b. 能率 (出力音圧レベル)

出力音圧レベルは 300, 400, 500, 600 c/s の各音圧レベルの平均値で、これが設計どおり 105 db となり、RCA の LC-1A に比較して約 3.5 db 高くなった。

c. インピーダンス特性

標準密閉箱に取付けて測定したインピーダンス特性は 28 図に示している。この場合 $f_0 = 62$ c/s, 高音限界周波数は 1,000 c/s であることを示している。

d. 振幅歪特性

標準密閉箱に取付け、スピーカへの入力 1, 2, 5, 10 VA の場合の振幅歪特性を 29 図に示す。この図で判るように再生帯域内では入力 10 VA の場合、歪率はほぼ

5%以下の優秀な特性をもっている。この特性を持たすためには最初の設計よりもエッジのコルゲーションを 1 山増し、このために生ずる中音域の共振は、エッジ部分の前面に布をはりつける方法を採用した。この方法によるエッジをダブルエッジ (Double Edge) と称して特許出願中である。

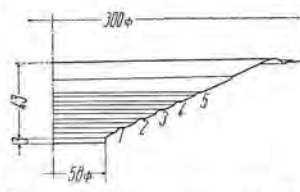
イ. トゥイータの設計

(1) 振動系および駆動系の基本値

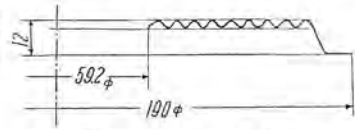
(24), (25) および (26) 式の m_0 と f_0 との関係図表をつぎの条件

$$\left. \begin{aligned} Q_0 &= 1 \\ Q_m &= 5 \quad (\text{仮定}) \\ a &= 2 \text{ cm} \quad (\text{口径 2 in の実効振動半径}) \end{aligned} \right\} \dots (56)$$

と、高音域再生限界を高くするためにボイスコイル導体にアルミ線を用いることにすれば、8 図のようになり、 $f_0 - m_0$ 。面上で平均音圧レベルをウーファの感度と合わせるために $S = 104$ dB, $f_0 > 1,500$ c/s, 振動系等価質量は空気の付加質量 ($a = 2$ cm で 0.052 g) の約 4 倍以上、す



23 図 ウーファ・コーン設計図
1~5はコルゲーション
Fig. 23. Design drawing of cone.



24 図 ダンパ設計図
Fig. 24. Design of damper.

なわち $m_0 > 0.2$ g, $B^2 V_0 < 7 \times 10^6$, $s > 2 \times 10^7$ の実用的限界を

考えて、8 図の○印の点を使う

ものとすれば

$$\left. \begin{aligned} \text{基本共振周波数 } f_0 &= 2,000 \text{ c/s} \\ \text{等価質量 } m_0 &= 0.25 \text{ g} \\ \text{等価スチフネス } S_0 &= 4 \times 10^7 \text{ dyne/cm} \\ \text{必要な有効空隙磁界エネルギー } B^2 V_0 &= 6 \times 10^6 \text{ erg} \end{aligned} \right\} \dots (57)$$

となる。

(2) 駆動系の設計

a. ボールの半径

トゥイータの場合には高音限界周波数を高くする必要があるので空隙の体積を相当小さくしなければならない。したがって所要の $B^2 V_0$ を得るためには、漏洩磁束が増えることがあっても、空隙の磁束密度をできるだけ上げなければならない。ボールおよびプレートの材料の磁気飽和



25 図 PW-120 型
12 in ウーファ
Fig. 25. Type PW-120 12 in. woofer.

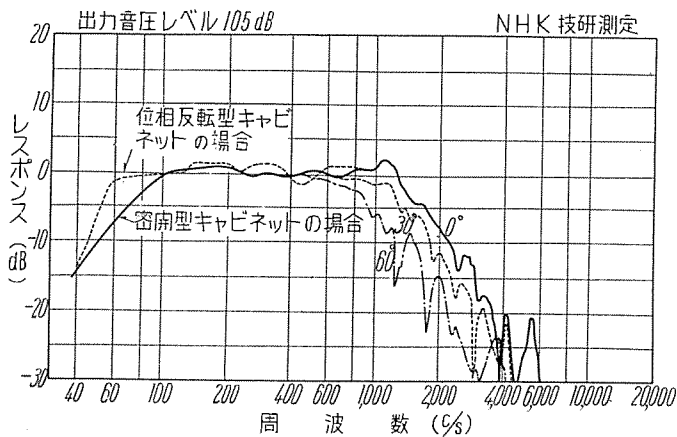


26 図 PW-120 型
12 in ウーファ
Fig. 26. Type PW-120 12 in. woofer.

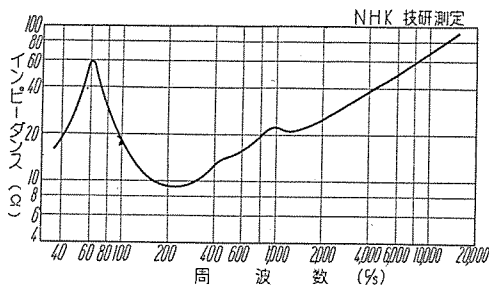
の実用的限度を

$$B = 12,000 \text{ gauss} \dots (58)$$

とし、 $l_0 = 0.08$ cm, $\delta = 0.2$ とすると (44) 式から



27 図 PW-120 型 12 in ウーファ周波数特性
Fig. 27. Woofer frequency characteristics.



28 図 PW-120 型 12 in ウーファ・インピーダンス特性
Fig. 28. Woofer impedance characteristics.

$$r_p = 0.8 \text{ cm}$$

と求められる。

- b. ボイスコイルの巻幅とプレートの厚さ
ボイスコイル導体の体積 V_v は

$$V_v = \frac{B^2 V_v}{B^2} = 4.2 \times 10^{-2} \text{ cm} \dots\dots\dots (59)$$

したがってボイスコイル・アルミ線の質量 m_{va} は

$$m_{va} = 0.11 \text{ g}$$

となる。ボイスコイル導線の半径を r_a cm とすると

$$V_v = N \cdot 2\pi r_p \cdot \pi r_a^2 \\ = 16N r_a^2 \dots\dots\dots (60)$$

またボイスコイルの直流抵抗をウーファと一致させるためにはアルミ線の比抵抗を σ_a とすれば

$$r_v = \frac{N \cdot 2\pi r_p \sigma_a}{\pi r_a^2} = \frac{3.83 \times 10^{-8} \cdot N}{r_a^2} = 6.7 \dots\dots\dots (61)$$

の関係が成立しなければならない。これら (56), (60) および (61) 式から

$$r_a = 0.006 \text{ cm}$$

$$N = 68 \text{ 回}$$

したがってボイスコイル導線には 0.12 mmφ のアルミ線、全長 3.4 m を巻幅 4.8 mm に 34 回 2 層に巻くことになった。

ボイスコイル入力 10 W に対するトゥイータの低音域での振幅は

$$\xi_m = 0.23 \text{ mm}$$

となり、プレートの厚さは

$$h_p = 0.5 \text{ cm}$$

とする。

以上の設計値よりボイスコイル導体の磁極空隙での占有率 (Space Factor) δ を求めると

$$\delta = 0.194$$

となり、この設計でよいことがわかった。

- c. ボイスコイル電流による逆起磁力と永久磁石の動作点の選定

定格入力 10 W に対するボイスコイルの電流振幅 1.73 A による起磁力 G_v は

$$G_v = \frac{4\pi NI}{10} = 148 \text{ gilbert}$$

で、永久磁石を減磁する強さは磁石の長さを 3 cm と仮定すると

$$H_v = 49 \text{ oersted}$$

である。ウーファの場合と同じ方法で MK-5 の動作点を求めると

$$\left. \begin{aligned} B_d &= 9,400 \text{ gauss} \\ H_d &= 390 \text{ oersted} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (62)$$

となる。

- d. 必要な永久磁石の寸法

まず空隙の断面積 A_g cm² は

$$A_g = \pi(2r_p + l_g)h_p = 2.64 \text{ cm}^2$$

であるから必要な磁石の断面積 A_m

は漏洩係数 $F=2.5$ として

$$A_m = \frac{A_g B F}{B_d} = 8.4 \text{ cm}^2$$

と求められる。したがって永久磁石の直径 D_m は

$$D_m = 3.3 \text{ cm}$$

つぎに永久磁石の長さ L_m は、磁気抵抗係数を 1.2 として

$$L_m = \frac{B l_g f}{H_d} = 2.9 \text{ cm}$$

ここで永久磁石の寸法は安全率をみて

$$35 \text{ mm} \phi \times 30 \text{ mm}$$

とした。以上の値から漏洩係数 F を求めると

$$F = 2.7$$

となり、仮定とほぼ一致している。

またプレートの幅 W_p は

$$W_p > \pi \left(r_p + \frac{l_g}{2} \right) = 2.6 \text{ cm}$$

であるが、永久磁石の直径を考慮して 5 cm にとった。

以上の設計値をもとにした磁気回路の設計図を 30 図に示した。31 図は駆動系の基本設計図である。

(3) 振動系の設計

- a. 振動系質量の配分

(2), b. のボイスコイルの設計から、ボイスコイルの質量 $m_v' = 0.11 \text{ g}$ であるから、ボイスコイル巻枠や接着剤の質量を含めて

$$m_v = 0.12 \text{ g}$$

とする。したがってコーン紙の質量 m_c は

$$m_c = m_0 - m_v - m_a$$

となり、コーン紙の比重は 0.6 であるからコーン紙の平均の厚さは 0.11 mm となる。

高音域では 15,000 c/s まで -5 dB の正面特性を得るように、トイータの高音限界を 12,000 c/s に充らんだ。(17), (18) 式で $f_h = 12,000$ c/s, $E = 1 \times 10^{10}$ dyne/cm, 頂部のコーン紙の厚さを 0.017 cm としてコーンの頂角 α は

ただしコーン紙は完全には剛体でないことを考慮して
いる。

- (i) ピストン振動域以上の高音域特性を比較的均一にするためにカーブドコーンとした。
- (ii) コーンの実効振動半径=2 cm
- (iii) エッジは比較的せまくして、中音の谷をなくするようにした。

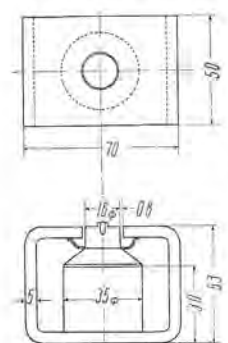
つぎに中心保持用のダンパはボイスコイルに直接加算される質量をできるかぎり小さくするためにセンタダンパ (Center Damper) とした。その断面図は 33 図に示している。

以上の設計方法によって試作し完成した 2 in トゥイータは TW-21 型と名付けた。ウーファの場合と同じように測定した結果をつぎに説明する。34, 35 図は TW-21 型トゥイータの写真である。

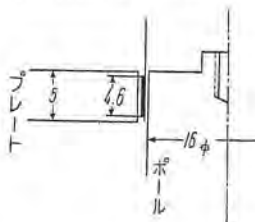
36 図および 37 図は 2 in ツーイタ TW-21 型の音圧周波数特性とインピーダンス特性図であって、正面軸上 (0°), 30° および 60° の方向の指向特性もあらわしている。

2 ウェイシステムのツイータとして実際に使用する
ときには低音域を遮断するために
ボイスコイルに直列にコンデンサ
を入れる。いま $6\mu F$ のコンデン
サを直列に入れた場合の特性は
38, 39 図に示す。

b. 能率 (出力音圧レベル)
出力音圧レベルは 3,000・4,000・



30 図 TW-21 型
2in トウィータ磁気回路
Fig. 30. Type TW-21
2 in. magnetic circuit
of tweeter.



31 図 ボイスコイル
附近の設計図
Fig. 31. Design
around voice coil.

2 章、3 章にのべたとおり、キャビネットは位相反転型とし、トゥイータはウーファとの干渉による変調歪をさける目的で 40 図および 41 図のようにウーファの上方に同一平面上にならべ、トゥイータの取付位置の周囲前面バッフル板上に吸音材をはりつけた。以下この 2 ウェイスピーカ装置のための位相反転型キャビネットの設計方法についてのべる。

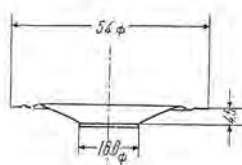
位相反転型キャビネットと密閉型キャビネットを比較すると、前にのべたように

- a. 能率よく低音まで均一に再生できること。
 - b. 必要なキャビネットの容積が小さくてすむことなどの利点があるが、この他に
 - c. 密閉型を使用した場合に比べて低音域の振幅が減少し、同じ出力音圧で振幅歪を少なくすることができる。
 - d. 過度特性については位相反転型キャビネットを用いた場合は、無限大バッフルに取付けた場合と比べると過渡時間が約 2.5 倍にのびているが、スピーカの Q_0 が 0.5 の場合には、過度項が初期の値の 1/10 になる時間は約 30 ms 程度にすぎない。
- などの利点がある。

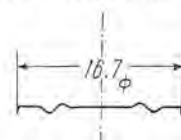
指動系の実効半径	$a=13\text{ cm}$
振動系の等価質量	$m_0=33\text{ g}$
振動系の付加質量	$m_a=14.5\text{ g}$
振動系の等価スチフネス	$s_0=6\times 10^8\text{ dyne/cm}$

基本共振周波数 $f_0 = 67 \text{ c/s}$
振動系の等価的な Q の実
測値 $Q_0 = 0.48$

このスピーカに適する位相反



32 図 TW-21 型
トワイター・コーン
Fig. 32. Type TW
-21 tweeter cone.




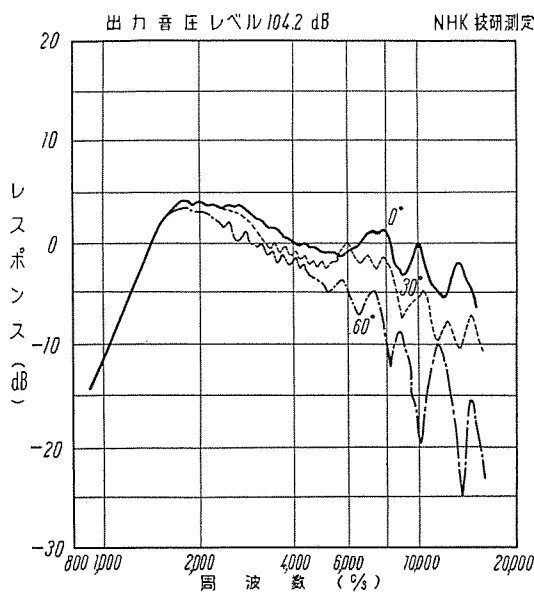
33 図 TW-21 型
トゥイータ・ダンパ
Fig. 33. Tweeter
damper.



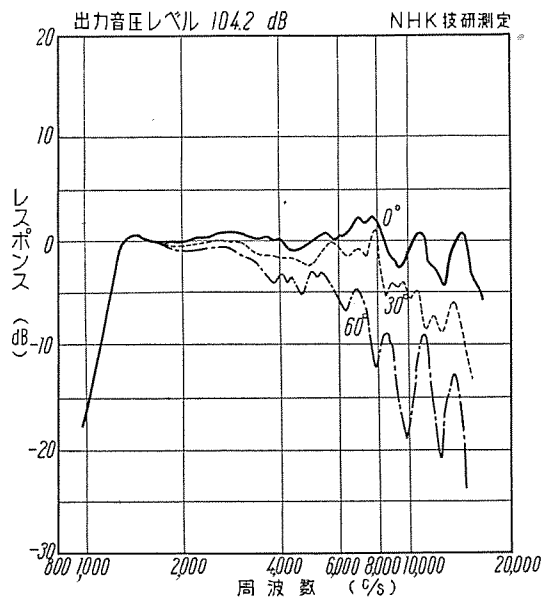
34 図 TW-21 型
2in トゥイーター
Fig. 34. Type
TW-21 2 in. tweeter



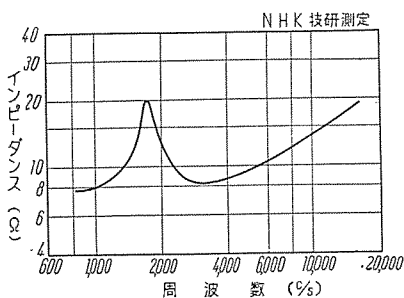
35  TW-21 型
2 in トゥイーター
Fig. 35. Type
TW-21 2 in. tweeter.



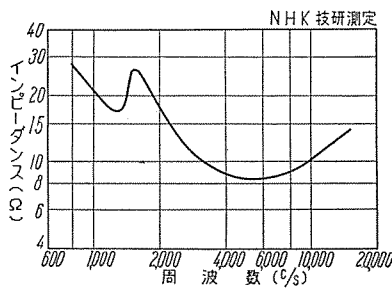
36 図 TW-21 型トウィータ周波数特性
Fig. 36. Tweeter frequency characteristics.



38 図 TW-21 型トウィータに 6μF コンデンサを直列に接続したときの周波数特性
Fig. 38. Frequency characteristics of tweeter when 6μF condenser was connected in series with it.



37 図 TW-21 型トウィータ・インピーダンス特性
Fig. 37. Tweeter impedance characteristics.



39 図 TW-21 型トウィータに 6μF コンデンサを直列に接続したときのインピーダンス特性
Fig. 39. Characteristics of woofer when connected 6μF condenser in series with it.

転型キャビネットの設計条件は 42 図の等価回路において

$$\left. \begin{aligned} m_p &= 0.7 m_0 \\ s_c &= 0.5 s_0 \\ Q_c &= \frac{\sqrt{m_p s_c}}{r_c} = 7.5 \\ f_c &= 0.88 f_0 \end{aligned} \right\} \dots (63)$$

であり、ここで

- m_p : ポートの等価質量
- s_c : キャビネットの等価スチフネス
- r_c : キャビネットの吸音材による等価抵抗
- Q_c : キャビネットの Q
- f_c : 低音域再生限界周波数

である。

まずポートの面積をスピーカの実効面積に等しく、 $17 \times 29 \text{ cm}^2$ にえらぶ。つぎにポートの長さ l_p は ρ を空気の密度とすれば

$$\rho \pi a^2 l + \frac{m_a}{2} + 0.6 \rho \pi a^3 = 0.7 \times 33 \dots (64)$$

の関係より

$$l_p = 20 \text{ cm}$$

と求められる。

キャビネットの容積 V_c は c を音波の空気中における速度 (cm/sec), t をポートの材料の厚さ (2 cm), および V_{sp} をスピーカの体積 (cm^3) とすれば

$$V_c = \frac{\rho c^2 (\pi a^2)^2}{0.5 s_0} + (17 + 2t)(29 + 2t)(l - t) + V_{sp}$$

の関係より

$$V_c = 1.4 \times 10^5 \text{ cm}^3$$

となるからキャビネットの内部寸法は

$$72 \times 57 \times 34 \text{ cm}^3$$

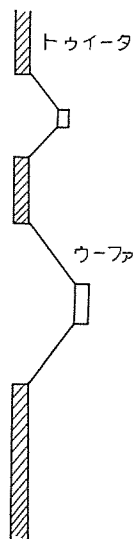
と求められる。

以上の数値をもとにして設計した位相反転型キャビネット BR-120 型の設計図および写真を 43 図、および 44 図に示す。45 図は同キャビネットの内部を示す。

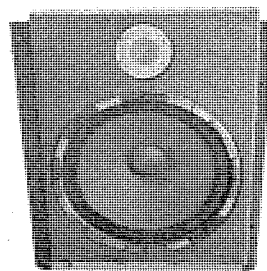
(3) 測定結果

46 図および 47 図は PW-120 型 12

in ウーファを、上記の設計方法で製作した位相反転型キャビネット BR-120 型に入れた場合の低音特性である。それぞれ音圧周波数特性と電気インピーダンス特性を示す。



40 図 2ウェイスピーカの配置
Fig. 40. Arrangement of two way speaker.



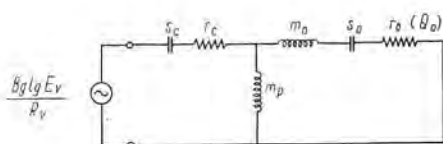
41 図 2ウェイスピーカの配置 (バッフル板をキャビネットからはずした所)
Fig. 41. Arrangement of two way speaker.

5. 総合特性

以上のように

PW-120 型 12 in 低音専用スピーカ

TW-21 型 2 in 高音専用スピーカ



42 図 位相反転型キャビネットの等価回路
Fig. 42. Equivalent circuit of phase inverter type cabinet.

とを BR-120 型位相反転型キャビネットに取付けたスピーカ装置を

2S-660 型スピーカ装置とよんでいるがこの装置の総合特性について以下のべる。

ア. 音圧周波数特性、指向特性

総合的な音圧周波数特性は 48 図に示すように非常に平坦となり、再生帯域も 55~15,000 c/s の間 $\pm 5\text{db}$ という驚異的なものとなった。最初トウィータはバッフル板の後からつけたためにスピーカの前にシリンダの部分ができ、このために輻射インピーダンスが上昇し、この部分の共振によって f_0 附近の正面軸上の音圧がいちじるしく高くなった。これを改善するためにウーファもトウィータも共にコーンができるだけバッフル板の前の面に近くまで出るような構造を採用した。(41 図参照) このシリンダ部分の深さを変化させた時に正面軸上の音圧周波数特性は 49 図のようになる。

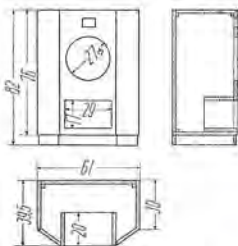
指向特性は 48 図中に正面軸上から 30° および 60° の場合を示している。これによると 60° の角度の範囲では 10,000 c/s で -5db で非常に良い指向特性を示している。

イ. インピーダンス特性

上記の状態で測定した電気インピーダンス特性を 50 図に示す。低音域 60 c/s のところの谷がキャビネットの基本共振周波数であって、位相反転型キャビネットではこの周波数まで均一な音圧特性を得られることが実測で確認された。

ウ. 振幅歪特性

51 図に振幅歪特性を示している。全再生帯域にわたって所期の 10% よりもはるかに良好で、5% 以内の歪率となり、この装置の特長を充分に発揮している。



43 図 位相反転キャビネット基本設計図
Fig. 43. Fundamental design drawing of phase inverter type cabinet.



44 図 BR-120 型位相反転型キャビネット
Fig. 44. Type BR-120 reversed phase type cabinet.

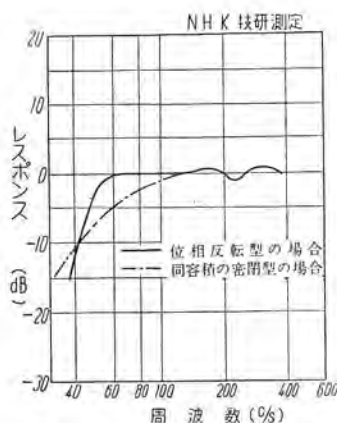


45 図 BR-120 型キャビネットの内部構造
Fig. 45. Type BR-120 cabinet, interior construction.

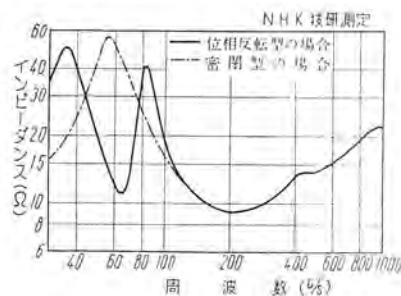
エ. 変調歪特性

3.4 でのべた方法

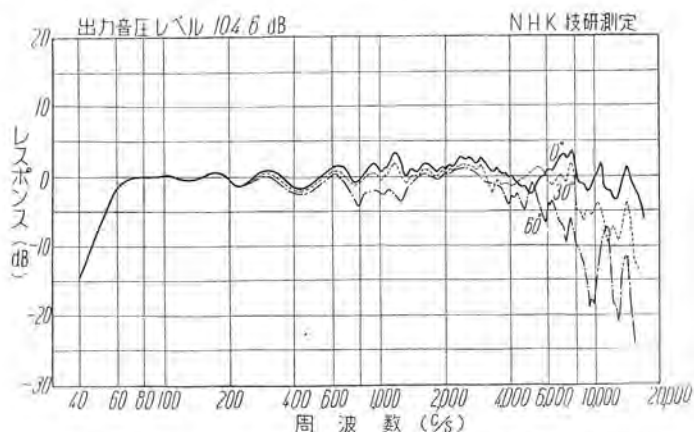
法によりこの装置の変調歪特性を測定した結果が、52、53 図および 54 図である。これらを見ると、変調率が非常に小さくなっているがこれはバッフル板のトウィータの前面とウーファの前面との間に吸音材としてフェルトをはりつけたためにこのような良い特性となったものである。18 図にはウーファと同軸上にトウィータをつけた市場の製品の特で、これと比較してみると同一平面上にな



46 図 キャビネットの低音特性
Fig. 46. Low sound characteristic of cabinet.



47 図 キャビネットのインピーダンス特性
Fig. 47. Impedance characteristic of cabinet.

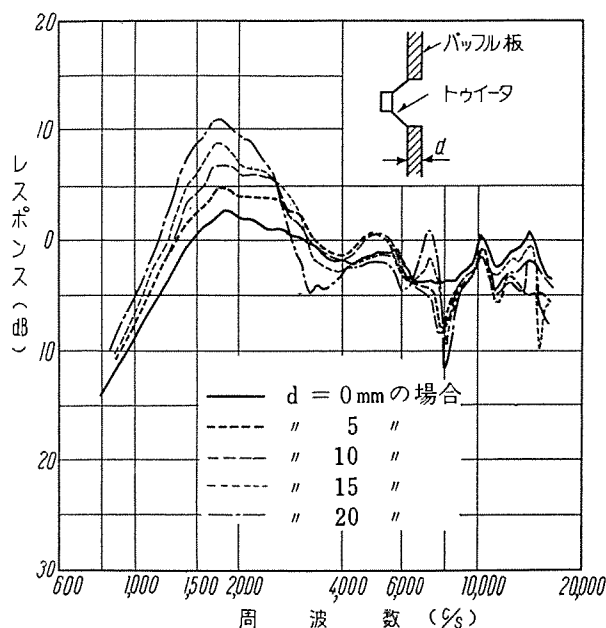


48 図 総合音圧周波数特性・指向特性
Fig. 48. Characteristics of resultant sound pressure frequency.

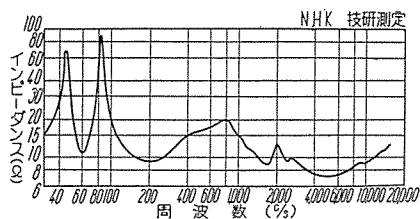
らべたこの方法がいかにすぐれているかわかる。

6. む す び

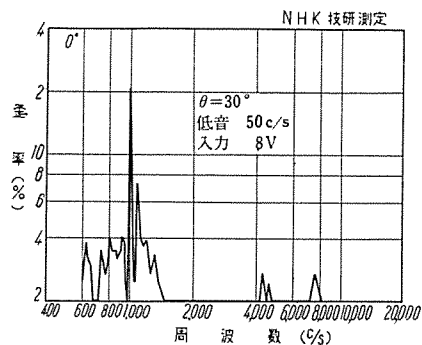
以上のように本スピーカ装置は所期の性能を充分に発揮するもので、昭和 30 年 5 月 20 日から 3 日間の NHK 技術研究所 25 周年記念公開の際、約 3,000 人のアンケートによって、内外著名スピーカのうちで第 1 位を獲得したものである。さらに



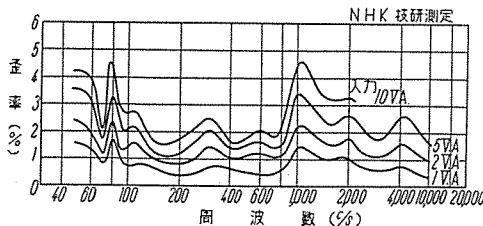
49 図 バッフル板の後にトゥイータをつけた場合の正面軸上の周波数特性
Fig. 49. Frequency characteristic on the front axis when the tweeter is set in the back of baffle plate.



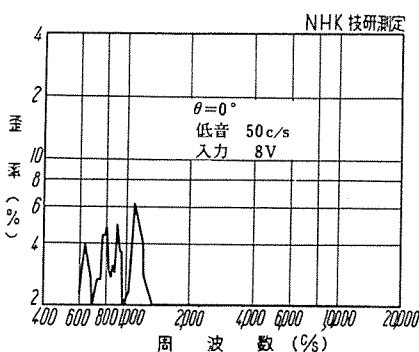
50 図 総合インピーダンス特性
Fig. 50. Resultant impedance characteristics.



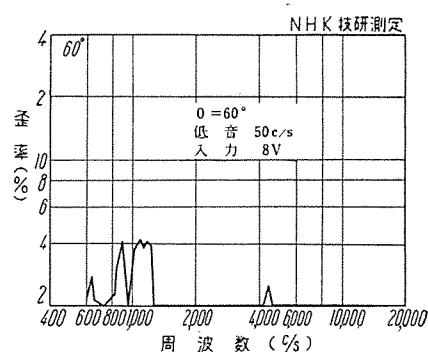
52 図 総合変調歪特性
Fig. 52. Resultant modulation distortion characteristics.



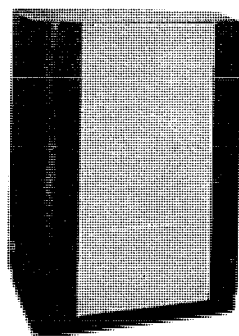
51 図 総合振幅歪特性
Fig. 51. Resultant amplitude distortion characteristics.



53 図 総合変調歪特性
Fig. 53. Resultant modulation distortion characteristics.



54 図 総合変調歪特性
Fig. 54. Resultant modulation distortion characteristics.



55 図 新型 2 ウエイ
スピーカ装置 (2S-
205 型)
Fig. 55. Cabinet for
newest type 2 way
speaker.

低音域を約 10 c/s のばし、40 c/s から 16,000 c/s までの再生帯域をもつ新型スピーカ装置 (55 図参照) も近く市場にその姿をあらわすはずである。

長期間にわたってご懇切なご指導と貴重な資料を賜った NHK 技術研究所 島音響部長 (前), 富田副部長, 中島平太郎氏はじめ同研究室の各位, ならびに終始試作実験に協力された当所商品製造部技術課 高田進, 佐伯多門両氏に深甚なる謝意を表する次第である。

文 献

(1) 中島, 西村, 山本, 高柳 2 ウエイ複合型スピーカの設計

NHK 技術研究 No. 26 Aug. 1956

(2) 中島, 山本 位相反転型
キャビネットの設計

NHK 技術研究 No.
26 Aug. 1956

Fig. 55. New two way
speaker.

パ ラ メ ト ロ ン

無線機製作所

馬場文夫*・福島幾蔵**

The Parametron

Electronics Works

Fumio BABA・Ikuzo FUKUSHIMA

The parametron invented by Mr. Eiichi Goto has now come out to the front with its marked features taking the place of electron tubes and transistors as switching elements of electronic digital computers. Varied studies on it has proved its application having reached the stage of practical use. Receiving an order placed by the International Telegraph and Telephone Corporation for a code converter employing hundreds of parametron, the company is now busy developing and manufacturing this novel products with success.

1. ま え が き

パラメトロンは電子計算機等の、スイッチ回路素子 (Switching element) として真空管やトランジスタに代り、その応用が種々研究され、すでに実用化の段階にきている。当社においてもかねて国際電信電話株式会社より、パラメトロン素子を数百個使用したモールス符号変換機 (Code converter) を受注し、同社研究部のご教示を得てその開発製造を行い、機器として所期の性能を得ることができた。本稿はこれを機会に、パラメトロンの概説の紹介をかねて、実際のユニットについて、製造面より概要を述べるものである。

2. パラメトロンの原理

パラメトロンの原理的素因と思われるものは相当古く、Mitnehem の現象、饋還分周器等の研究に関連があると思われるが、東大理学部高橋研究室の後藤英一氏はパラメトロン (Parametron) なる名称で強磁性体または強誘電体を非線形アクタンス素子として用い、パラメータ励振を実用化し、電子計算機等のスイッチング回路素子としてのきわめて優れた性能と特長を持つことを発表された。パラメトロンは現在フェライトの環状磁心を用いたものを主に研究実用化されているために、角形ヒステレシス磁心を用いた記憶演算素子と似ており、往々混同される場合があるが、原理的には全く異なるものである。

ア. パラメータ励振の概念

原理の理解を助けるため、類似の現象を自然界に求めればブランコ、ヨーヨー等が力学的一例としてあげられる。いまブランコにつき考える

と、それをこぐときには、立姿であれば腰を曲げたり、伸したりあるいは両側に綱を押して突張ったりしている。また座姿のときには脚を曲げたり伸したりしてその動作をくり返している。いずれの場合においてもそれぞれブランコの動きと共に、種々の姿勢をくり返していることを記憶と思う。これらをよく考えて見ると、座姿の場合はその姿勢の変化は1図のようくり返している。すなわち支点Cに対する人間の重心Wとの、距離lを周期的に強制変化させているわけである。これはとりもなおさずブランコの往復の時間を周期的に強制変化させていることになる。ブランコの固有振動数 f_n とこのブランコの往復の時間、すなわち周期を無理に変化させるその周波数 f_i との関係を考えて見ると、ブランコの上手な人はブランコ1往復の間に1図のように姿勢の変化を2度くりかえしていることに気付かれると思う。すなわち

$$f_i = 2f_n \dots\dots\dots (1)$$

でかつ位相的に特定の条件におり、これらの条件に近いほど楽に大きくこげるわけである。これらの条件よりはずれるにしたがい、こぎ方は困難となりだんだん止ってゆくことすらある。さらにその姿勢変化とブランコの位置について考えれば、1図に示すように同一姿勢変化の起点は、前からでも後からでも2様に取れることは理解できると思う。これを電氣的に巧妙に行ったのがパラメトロンである。

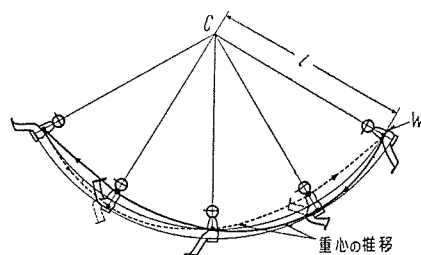
イ. パラメータ励振

電気回路について述べれば2図において同調回路のLは固定の L_0 と周波数 $2f$ で変化する L_v からなっているとすれば

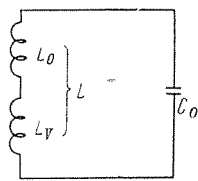
$$L_v = \Delta L \sin 2\pi(2f)t \dots (2)$$

$$L = L_0 + L_v = L_0$$

$$+ \Delta L \sin 2\pi(2f)t \dots (3)$$

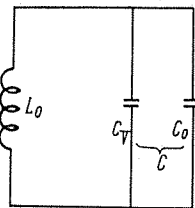


1 図 重心の変位とブランコの振動
Fig. 1. Displacement of the centroid and swing of trapeze.



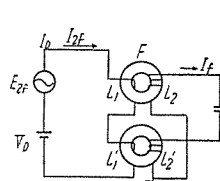
2 図 磁性体パラメータ励振

Fig. 2. Magnetic parametric excitation.



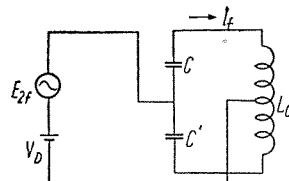
3 図 誘電体パラメータ励振

Fig. 3. Dielectric parametric excitation.



4 図 磁性体パラメトロン回路

Fig. 4. Principle diagram of magnetic parametron circuit.



5 図 誘電体パラメトロン回路

Fig. 5. Principle diagram of dielectric parametron circuit.

この同調回路の同調周波数 f_0 は L_0 と C_0 で定まる。

$$f_0 = 1/\sqrt{L_0 C_0} \quad (4)$$

この同調周波数 f_0 を中心として $2f$ で変化する。このように同調周波数が $2f$ で変化すれば、ブランコのように、この回路に同調周波数 f の振動電流 I_f が発生する。この場合 L_r の代りに 3 図のように C_r を置き換えても同様に I_f を発生する。この現象をパラメータ励振と称し、それを行うためにパラメトロンにおいては、強磁性体または強誘電体の特性の非線部分を利用して、 L_r または C_r の働きをさせる。

ウ. パラメトロンの発振機構と作用

パラメトロンの実際の電気回路についてさらに説明を進めれば、4 図は強磁性体利用の回路、また 5 図は強誘電体利用の回路で原理的な基礎は全く同一で、ただ励振ならびに励磁を電流で行うか電圧で行うかの違いである。以下、強磁性型パラメトロンにつき具体的に述べる。4 図において F, F' は 2 つの環状のフェライト磁心を利用し、その 1 次線輪 L_1, L_1' に直流電流 I_D と高周波電流 $2f$ とが重畳するように流し、2 次巻線 L_2, L_2' には $2f$ の誘起電圧が現われないように極性を逆に接続し、蓄電器 C_0 と共に同調回路を作る。いまこれらの磁心の BH 曲線を 6 図に示すと、直流電流 I_D により直流磁場 H_D が与えられれば I_{2f} により生ずる H_{2f} の動作基点は $B-H$ 曲線の非線部に移動し、 B の変化状態もいちじるしく非線的となり、したがって 7 図に示すとおりインダクタンス L_2, L_2' を変化させ、第 2 式の L_r に相当する効果を与え、 L_2, L_2', C_0 の回路に発振電流 I_{f0} を生ずる。 I_{f0} を生ずると一般の周波数変換器あるいは変調器等と

指数函数的に

$$I_f = I_{f0} e^{kt} \quad (5)$$

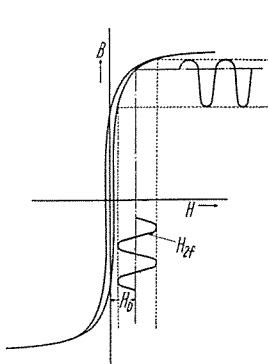
で急激に増大してゆき、回路損失と実行インダクタンスの変化による離調作用とで一定値に落ちつく。8 図に示すようにこれらの 3 つの時期をそれぞれ受動期（初期微動期）、増幅期（増大期）、整形期（安定期）等と呼び、励振電流 I_{2f} との関係は 8 図のとおりである。この安定した I_f の振動は、当然励振波 I_{2f} と一定の位相関係にあって、8 図および 9 図に示した如く I_{2f} に対して約 $+1/4\pi$ または $-3/4\pi$ はなれた 2 つの中の 1 つを取る。このいずれを取るかは最初に生ずる f の微少振動によって定まり、これは外部より加えられてもその初期に生ずる微少振動に打勝つだけの入力があれば外部入力により定めることもできる。またこの微振動 I_{f0} は I_{2f} の位相に対していかなる位相で発生しても、 $+1/4\pi$ および $-1/4\pi$ で 2 分される、0 か π かのどちらかの位相領域内において、増幅期の間に位相推移を起し、安定期には選択された側の定相に落ちつく。また一旦発振したパラメトロンはその励振に変化を与えない限り、位相および振幅は変化しない。パラメトロンの発振は回路の共振周波数が正確に f に等しくなくとも可能であり、その範囲はつぎのように表わされる。ただし回路が離調している場合でも発振周波数はあくまでも $2f$ によって決定される。

$$\frac{2\Delta f}{f} = \sqrt{\Gamma^2 - \frac{1}{Q_f^2}} \quad (6)$$

$$\Gamma = \frac{\Delta L}{2L} \quad \text{励振率, または } L \text{ の変化率}$$

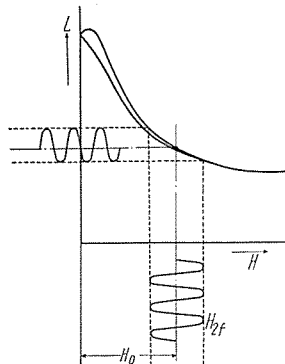
$$Q_f \quad \text{発振回路の固有の } Q$$

(6) 式より Γ および Q_f がそれぞれ大なるほど発振範囲が広く容易であることがわかる。またこれらは回路の性



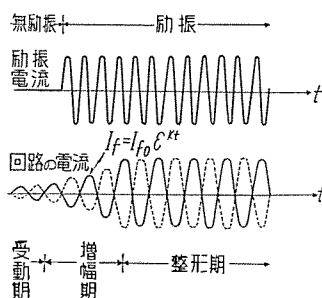
6 図 パラメトロン磁心の B-H 曲線

Fig. 6. B-H curve of parametron core.



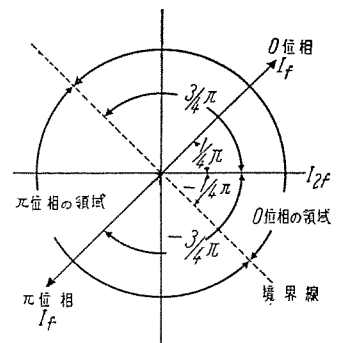
7 図 パラメトロン磁心の L-H 曲線

Fig. 7. L-H curve of parametron core.



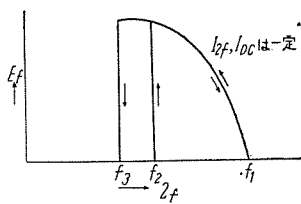
8 図 パラメトロンの発振過程

Fig. 8. Process of parametric excitation.



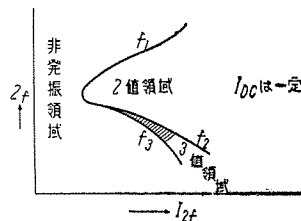
9 図 パラメトロンの発振位相

Fig. 9. Phase diagram of oscillation current of parametron.



10 図 パラメトロンの励振
電圧特性

Fig. 10. Characteristic curve for oscillation voltage of parametron.



11 図 パラメトロンの励振周
波数特性

Fig. 11. Characteristic curve for excitation frequency of parametron.

質上磁心の特性ならびにその励振条件により決定されることも理解できるであろう。10 図は $2f$ の変化に対する励振電圧 E_f の変化を表わす。11 図は I_{2f} の変化に対する $2f$ の励振範囲すなわち励振領域を示す。いずれにおいても $f_1 - f_2$ が (6) 式の $2\Delta f$ に相当する。ここで注意を要するのは 3 値領域と記した範囲で、これはいわゆるヒステレシス現象で、ここでは励振の増大成長期はないが、一旦励振したものの持続作用のみある。そうしてここでは 2 種の位相条件による励振と非励振との 3 様の状態を取り得るので、3 値パラメトロンとも称す。これに対応し普通の $f_1 \sim f_2$ の間を 2 値パラメトロンと称す。

3. パラメトロンの特長

前述の諸現象を要約すればつぎのようになる。

(1) 分周作用(周波数変換作用) 8 図参照

$2f$ の励振に対して f で励振する

(2) 2 値励振作用(2 値領域) 8 図参照

励振位相は励振位相に対して $+1/4\pi$ または $-3/4\pi$ のどちらか一定の位相に限りそれはたがい π だけ異なる。

(3) 位相量子化作用(位相規格化作用) 9 図参照

位相決定の基になる微小振動の位相は励振位相に一致していても、励振位相より決まるところの 2 つの励振位相まで移行し安定励振する。その 2 つの位相のどちらに落ちつくかは励振位相から決まる 2 つの位相範囲によって決定される。

(4) 増幅作用(成形作用) 8 図参照

励振の成長は指数函数的に増大し一定値に安定する。

(5) 記憶作用 8 図参照

どちらかの位相で励振すれば励振を止めるまで、その位相を保持する。

(6) 3 値領域 11 図参照

励振の周波数あるいは電流を変化すると増大成長期のない記憶作用のみの領域が現われる。すなわち

励振にヒステレシス特性がある。

これらの中の(イ)(ウ)(エ)(オ)の各作用はこれらの中で(イ)(ウ)(エ)(オ)の各作用は、スイッチングとして好適かつ必須の特性であり、パラメトロンが論理演算回路用の素子として、注目されるゆえである。

4. パラメトロンの工業的価値

ア. 真空管やその他のものとの、スイッチング回路素子としてパラメトロンを比較すれば

(1) 寿命が永久的である。

(2) 丈夫である。電氣的、機械的に簡単で振動にも不安がない。

(3) 信頼性が高い。簡単で丈夫であるため、不安定な要素がなく動作がきわめて確実で故障がない。

(4) 製造上加工度低く、安価に製造できる可能性もある。フェライト以外は比較的単純である。またフェライトも量産が不可能なわけでもない。

(5) きわめて小型である。ただしトランジスタよりは若干大きい。

(6) 所要電力は $50 \sim 100 \text{ mW}$ で比較的小さい。これもトランジスタよりは大きい、磁心の技術によりまだ減少の可能性はある。

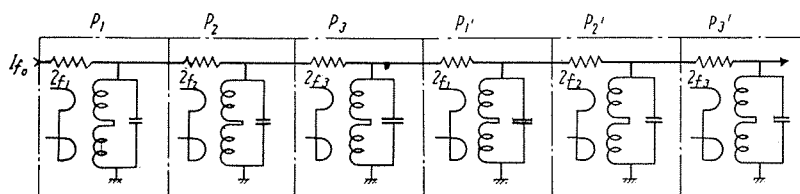
イ. 不利な点

(1) 磁心の特性からあまり高速は困難、現在変調周波数約 30 kc/s が最高。

(2) 特殊な高周波電源が必要

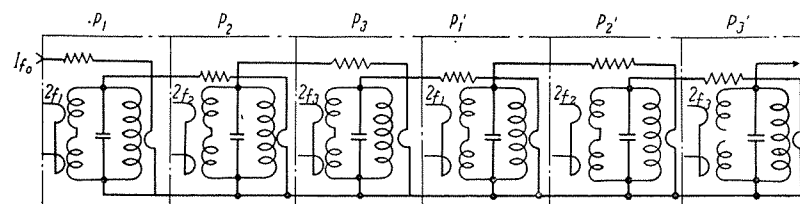
(3) 信号が高周波のため入出力で適当な周波数変換が必要。

以上の諸点よりスイッチング回路素子としては真空管



12 図 パラメトロン結合回路 1

Fig. 12. Coupling circuit diagram of parametron circuit 1.

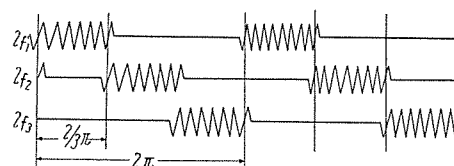


13 図 パラメトロンの結合回路 2

Fig. 13. Coupling circuit diagram of parametron circuit 2.

14 図 パラメトロンの 3 相
変調励振波

Fig. 14. Phase diagram of excitation current of parametron.



トランジスタ等に置換えられる可能性は技術的にも経済的にも充分明白であり、また発展性がある。

5. パラメトロンの用途

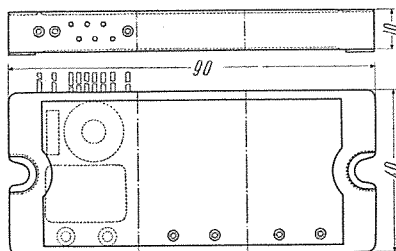
ア. 3 相励振方式

一般にパラメトロンを使用する場合は、3 相励振方式により伝達、遅延、記憶等論理演算回路をきわめて簡単に構成することができる。12 図、13 図はその2種類の結合例を示す。すなわち 12、13 図においては各素子間の結合は抵抗あるいは変成器で順次行い、14 図のように $2f$ 信号を 3 相の高周波で変調し、順次 $\frac{2}{3}\pi$ あてずらして約 $\frac{2}{3}\pi$ の時間だけ送り出される、各相の出力 $2f_1, 2f_2, 2f_3$ で $P_1P_2P_3$ を励振すれば、それぞれ順次 $\frac{2}{3}\pi$ ずつ遅れて発振し、 P_1 の受けた I_{f0} の位相を約 $\frac{2}{3}\pi$ の間発振して記憶しながら、 $\frac{2}{3}\pi$ 遅れてつぎに P_2 に伝達する。 P_2 から P_3 も同様である。かくして論理演算回路の基本単位回路は 1~数個の僅少数のパラメトロン素子によって充分構成することができて、きわめて簡潔にかつ巧妙に大規模の論理回路を構成することが可能となる。

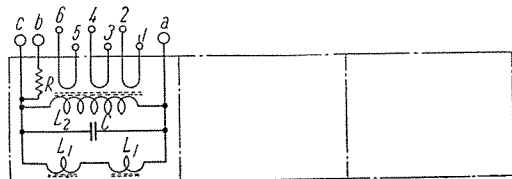
イ. パラメトロンの応用

論理回路を必要とする機器に対しては、すでにパラメトロンの技術的ならびに経済的価値が認識されると同時に急速にその実用化は拡大し、すでにそれぞれの方面において、電子計算機、符号再生中継器、電信符号変換機、あるいは電話交換器等、続々と具体化され実用試験の段階に入っている。かくの如く、選別、判定、補正、計算等一定の規準と法則にしたがう、人間の頭の作業には、人間に代り電子頭脳として、論理回路の応用が可能であり、それを具体化するのにパラメトロンを使用すればきわめて経済的にできる可能性がある。すなわちオートメーションに対してそれをますます容易かつ精密にするきわめて有力な素子であり、それだけにその発展性ある用途に対し、すべてを予測することは困難である。

6. 三菱 PU-1B 型パラメトロンユニットの構造

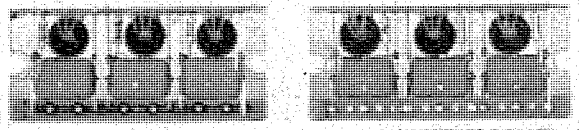


15 図 PU-1B 型パラメトロンユニット
外形図
Fig. 15. Appearance of parametron unit model PU-1B.



16 図 PU-1B 型パラメトロンユニットの結線図
Fig. 16. Connection diagram of parametron unit model PU-1B.

今回の製品の構造はその基本を国際電々株式会社の原案の、印刷配線用の形式におき、それを当社の技術により具体化したものである。し



17 図 PU-1B 型パラメトロンユニット
Fig. 17. Model PU-1B parametron.

たがって現在の機器のように電線による配線方式には必ずしも適当でない一面もあり、それに対しては別の形式のものを種々検討中である。15 図にその外形ならびに構造、16 図はその内部結線、17 図はその実物写真を示す。

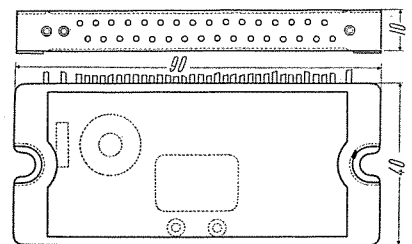
ア. 構造上の特長

- (1) 3 相励振方式用ユニットとして、各相 1 素子 3 相分を 1 単位としてまとめたこと。
- (2) 合成樹脂に鑄込む形式の外装にしたこと、このために種々製造上の考慮を必要としたことについては後述する。
- (3) 印刷配線用の構造のため、棒端子方式を使用した。このため電線による配線には、不馴れもあり若干手間どった。
- (4) 結合用変成器とともに抵抗も鑄込んだ。
- (5) 結合回路用の変成器の 1 回巻の 1 次線輪を 3 個を封じ込み、その端子 6 個を設けた。
- (6) 論理回路の都合上 PU-2A 型として、1 相 1 素子 15 入力の特種品も作成し、PU-1B 型とならべて使用した。18、19 図はその構造および配線を示す。

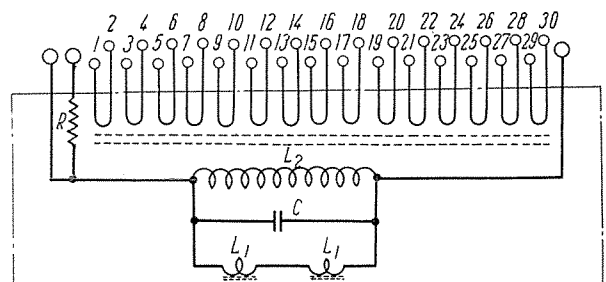
イ. 製作上の問題

- (1) 合成樹脂による鑄込み

当社世田谷工場において、つぎの諸条件に合致するものをポリエステル樹脂の中より検討し、かつその加工の実施も依頼した。最近ポリエステル樹脂等による部品の鑄込み方法は、種々利用さ



18 図 PU-2A 型パラメトロンユニットの外形図
Fig. 18. Appearance of parametron unit model PU-2A.



19 図 PU-2A 型パラメトロンユニットの結線図
Fig. 19. Connection diagram of parametron unit model PU-2A.

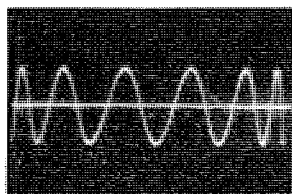
れており、用途によっては相当魅力ある構造である。しかしこの場合は内部構造上、とくに低収縮、常温硬化、低残留歪、低損失、低膨脹系数、短時間硬化等の相反する条件を要求し、困らせたものであるが、関係者の努力により、見事これらの要求を実用限界で満足させることができた。なかでも硬化時間から決まる作業性と、収縮による残留歪の点は最も問題になった点であるが、時間の点も量産性を失わぬ程度となり、残留歪は関係者が眼を見張る程少なくなった。その少い残留歪は、鋳込前後および温度変化に対する特性変化を小さくする上に大きな貢献をした。

(2) 構成部品

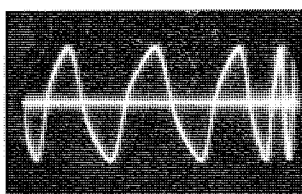
鋳込のために生ずる収縮歪、加温熱、硬化熱、溶剤溶解力に対応するため、それぞれ機械的、熱的、化学的に安定な部品を選んだ。すなわち雲母蓄電器、合成樹脂塗料処理の固定抵抗あるいはナイロンスリーブ等すべてそうである。もっともここで問題は発振用フェライト磁心ならびに結合変成器用フェライト磁心である。すなわちフェライト磁心はこの程度の化学的、熱的要求には問題ないが、機械的収縮歪は磁気特性に影響を与える。結合用の方は損失が増す程度ですむが、発振用は B-H 曲線の変化より受ける影響が大きいので、磁心の材質とともに、ユニットの構造および加工方法の考慮が必要であり、これら考慮の総合的結果として、鋳込みによる特性変化は 10% 前後に押えることができた。

(3) 発振用磁心の特性と均一性

外径 4mm 内径 2mm 厚さ 1mm というごく小さなものであるため、方法重量等の絶対値のわずかな不同も率としては相当大きくなり、したがって特性へも大きくひびき、その上都合の悪いことは環状磁心であるため、材質の不同が 100% 現われ、何千個という使用個数ではその調整等思いもよらない。さらに磁心の製造ロット、あるいはロット内において、B-H 曲線の形状が同一の形状、あるいは傾向をとらず異った形を取るものもありその中より要求する特性をもったものを選び出すということは、特殊な設備を必要とし困難な問題である。今回の磁心については当社の大船工場製品についても検討はすすめたが期間的に無理なので、国際電々株式会社よりの支給品を選別使用した。何百個の素子を同一条件で励振して、極力所要電力を小さくするためには、当時の磁心の特性の分布状態では、相当厳密に実効インダクタンスを選別し、蓄電器との選択組合せによる生産方式以外工場生産らしい歩留と生産を得ることは困難であった。こ



20 図 励振電流の波形
Fig. 20. Wave form of excitatory current.



21 図 PU-1B 型パラメトロンユニットの発振電圧の波形
Fig. 21. Wave form of oscillation voltage of model PU-1B parametron.

の方法も磁心の B-H 曲線が所要の傾向に揃っていてこそ意味があるが、その異なる場合はそれらの所要の特性を先に試験の上確認する必要がある。逆にこの方法だけで余り支障のなかったことは、B-H 曲線等動的特性においても相当なところまで揃っていたものと考えられる。

7. パラメトロンの規格と性能

ア. 具備すべき性能

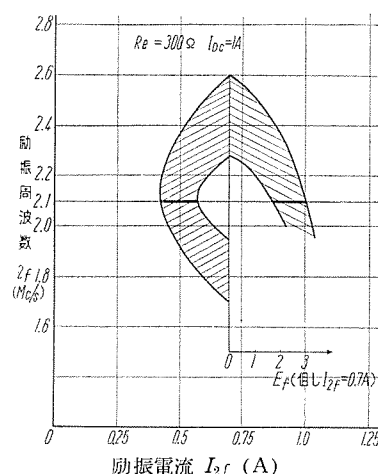
前述の 3 相励振方式においては、数百個の素子を各相ごとに励振側を全部直列に接続し、同一条件で励振を行うことになるため、ほぼ同一の発振特性と安定性を必要とすることは明らかである。具体的に列挙すればつぎのとおりである。

- (1) 規定励振条件で発振電圧の揃っていること。
- (2) 発振電圧の波形歪の小さいこと、とくに偶数高調波は禁物。
- (3) 規定励振条件で、2 値発振領域が広く安定性のあること
- (4) 所要励振入力 of の小さいこと、すなわち規定励振条件を低レベルに選べること。
- (5) 湿度、振動および衝撃に対しては異状なく温度に対しても特性変化僅少なこと。

イ. 三菱 PU-1B 型パラメトロンの性能規格

発振用磁心の平均特性と要求条件より、つぎのとおり決定した。

- (1) 基準励振条件
直流励磁電流 $I_{DC} = 1A$
励振周波数 $2f = 2.1 \text{ Mc/s}$
発振回路負荷抵抗 $R_L = 300 \Omega$
励振電流 $I_{2f} = 0.7A$
- (2) 発振電圧 $E_f = 1.8 \sim 3V$
- (3) 発振点励振電流値 $I_{2f0} = 0.4 \sim 0.56A$
- (4) 第 2 高調波含有率 10% 以下
- (5) 発振領域率 $\gamma = 20\%$ 以上
- (6) 所要励振入力 $P_{2f} = 70 \sim 140 \text{ mW}$



22 図 PU-1B 型パラメトロンユニットの発振特性の規格限界
Fig. 22. Limit of standard of oscillation characteristic for parametron unit model PU-1B.

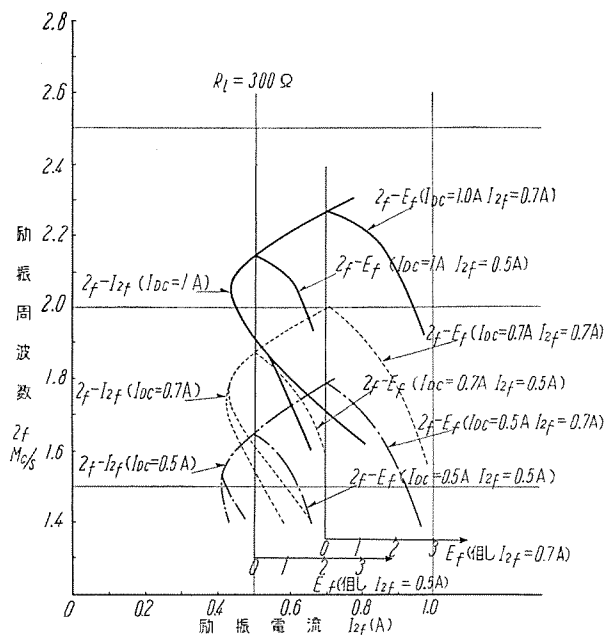
(7) 温度、湿度の変化および振動、衝撃に対して、実用上支障のないこと。

その他一般的の特性を図によって示せば、

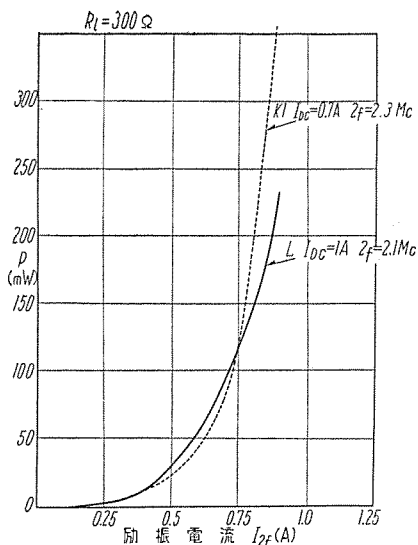
20図は励振電流の波形を、

21図は発振電圧の波形を、

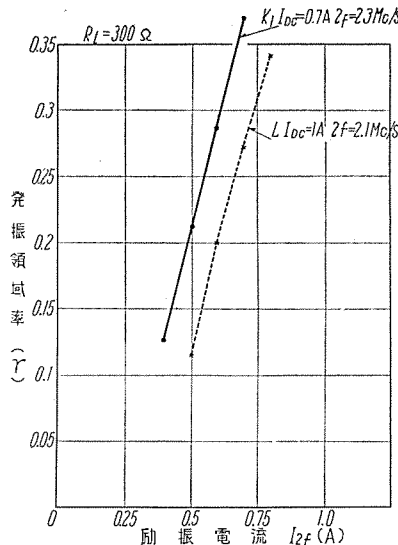
22図は発振領域に対する規格の限界を示す。



23 図 PU-1B 型パラメトロンユニットの発振特性
Fig. 23. Oscillation characteristic curve of parametron unit Model PU-1B.



24 図 パラメトロンの入力特性
Fig. 24. Input power characteristic curve of parametron.



25 図 パラメトロンの発振領域率特性
Fig. 25. Characteristic curve of oscillation area factor of parametron.

23 図は発振特性の一例を、直流励磁 I_{Dc} を変化させた場合の領域変化と、発振電圧 E_f の変化状態を示す。

24 図の L 曲線は、入力(一)励振電流特性を、
25 図の L 曲線は、発振領域率 γ -励振電流 I_{2f} の関係を示す。ただし励振電流 I_{2f} を一定にした場合
$$\gamma = 2(f_1 - f_2) / |f_1 + f_2| \quad (7)$$

γ ……発振領域率、すなわち発振領域の幅を表わし、
ある意味では発振の安定性を意味する。

f_1 ……2 値領域の上限の周波数

f_2 ……2 値領域の下限の周波数

8. ユニットとしての問題点

実際上の所要性能は与えられた仕様により左右される

パラメトロン・馬場・福島

わけであるが、用途によっても多少の相違があり、それらの中の共通的なものについて考えてみる。

ア. 性能

(1) 励振入力の高減

パラメトロンを論理回路に使用する場合、その素子を数百個以上使用する場合が少くない。その場合に個々の素子の必要とする励振所要入力の大さは、その励振用高周波電源の設計製作上きわめて重要な問題である。すなわち 1 個当り 50 mW ですむか、100 mW 必要とするかでは、1 個についてはたいした問題ではないが、かりに所要素子数が 500 個とすれば、全入力 25 W か 50 W かということになり、発振増幅部以外に変調部電源部等を考慮すれば、その大きさの増加は幾何級数的となり、数千個の素子ともなればその励振電源は大きさ、価格から考えてもばかにならない。

したがって動作上その性能、安定度に支障のない限り発振電圧を下げてでも励振入力を小さくする必要が生じてくる。この励振入力は素子の構成上また、原理上、発振用の環状磁心にそのすべてがかか

っているといても過言ではない。

その励振条件における磁心の Q_e 、励振率 Γ が大きいことが必要である。

(2) 均一性

数百個という多数の素子を同時に使うのであるからその均一性はいうまでもないが、その程度を述べれば、連継のある論理回路では位相による制御、弁別をその作用とする原理上、同一の励振周波数でなければ不都合である。そのためには発振特性が或る規準内に揃っていなければ、部分的発振不能や誤動作を生じる。或る程度は励振入力の増加、あるいは励磁電流の調整により補うこともできるが甚しくなればその不同の大なる素子は取換えねば全回路が動作不能となる。

ちょうど中間周波変成器のような帯域濾波器を数百個縦続した場合を考えればよい。これらの特性において、もっとも重要な発振周波数、励振入力、発振電圧等はいずれも発振回路の L_e , C および Γ によって決定され、 C はごく普通の単純なもので、その不同の主因は容量偏差位である。

L_e および Γ は発振用磁心の非線部分の特性に依存しており、その不同は B-H 曲線の不同あるいは寸法不同等に起因する総合的なものであり、その取扱いと調整はなかなか困難な問題である。結局素子の不同の大部分は磁心によるものであり、磁心の不同の原因を除去することが、均一な素子への近道である。ところが磁心に要求される諸元は 1, 2 に留まらず多数あり、これらのすべての測定判別はその性格ならびに数量の点から、容易で

ない。全数測定をすることができないとしても、なんらかの方法で概括的にでも確認しなければならない。なかでも実効インダクタンス L_e と表裏一体の関係にある、磁心の μ_r は、回路の同調周波数を決定する直接の要素であるため、とくに均一性を要求されるので、これだけは全数検査の必要があるかも知れない。

(3) 温度特性

この種磁心はいずれも 100°C 前後に T_c (キュリ点) を有しており、普通の使い方では余り T_c は問題にならず、温度系数 $\Delta\mu_0/\mu_0^2$ のみであるが、パラメトロンの場合は、 T_c のフライバックトランスと同様大励振を行うため、磁心の発熱温度上昇は $30\sim 50^\circ\text{C}$ にも及び、周囲温度の高い場合には、磁心はキュリ温度を前後するほどの温度となる。これは回路としての Q にも関連し、発振の困難な Q 不良の磁心ほど、大励振を与えなければならぬので、発熱の傾向いちじるしく、その極端な場合は、一定条件で励振しても、発振初期から安定に到るまでにかなりの時間と、発振電圧の変化を生じ、 T_c 、 $\Delta\mu_0/\mu_0^2$ は Q_e と共に無視するわけにはゆかぬ。

使用周囲温度が広範囲にわたる場合は恒温装置または補償回路を考える必要を生じるかも知れない。

また、合成樹脂等で鋳込む場合はその収縮率、膨脹系数による2次的特性変化も考慮する必要がある。

(4) 発振周波数

これは現在のパラメトロンの発振周波数 1 Mc に対して、その変調周波数は 600 c/s 位から最高 30 kc/s が使用されており、演算速度としては真空管式に比較して遅く、計算機の素子数が多く複雑になれば当然問題となる。結局発振周波数を上げる必要があり、磁心の実用周波数領域を、もっと高い方へ延長する必要がある。

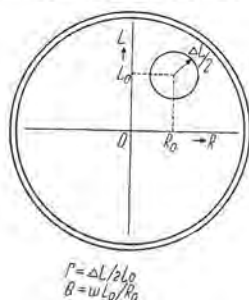
(5) 結合回路

ユニットの結合用抵抗、発振用磁心の特性、結合トランス、パラメトロンの増幅作用および、その結合回路の SN 比等総合的に考える時は、所要入力をもっと減少できるかも知れない。

イ. 製造面

(1) 発振用磁心の不同と選別

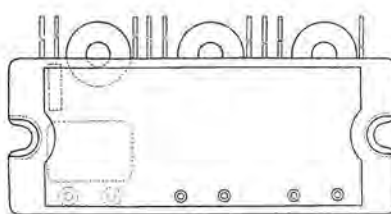
現在の程度の再現性あるいは均一性では、磁心または線輪の選択に要する費用の率は非常に大きい。また当然、磁心の歩留も問題であるが、最終組立後の不合格品による損失にくらべれば問題にならぬ。しかし便法として磁心と蓄電器の選択組合は検討の価値がある。その選別の



26 図 磁気特性の直視図形
Fig. 26. Lissajous of magnetic characteristic.

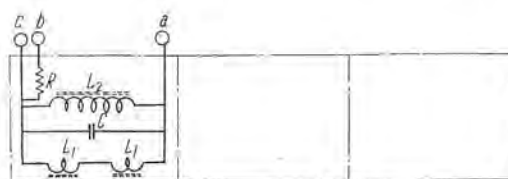
方法、担当、基準等はユニット量産上解決すべき、当面の緊要な問題である。磁心の均一性が解決するまでは、その歩留とともにパラメトロンの工業化の成否の岐路ともいえる。

現在その選別方法において磁心の必要諸元を複数個同時に測定することが、実用化され始めている。その1例を示せば、磁心の中央穴に試験棒(これが1回の線輪を形成す



27 図 配線・線輪共用型パラメトロユニット外形図

Fig. 27. Appearance of "connection wire and coil in one" type parametron unit.



28 図 配線線輪共用型パラメトロユニット結線図
Fig. 28. Connection diagram of "connection wire and coil in one" type.

的に Q_e 、 r の諸元も判読は容易である。この種測定器を使用すれば、単一量の測定と同じ程度の時間で、必要な大部分の複数個の諸元の測定が可能である。ただここで注意を要するのは、選択組合せにも、磁心の諸元相互の相関性より限界があり、無制限に拡張することはできないということである。

(2) 配線方式ならびに端子構造

これは機器の方よりの要求にもよるわけであるが、結合変成器の1次線輪の取扱にも問題がある。すなわちユニット構造では巻線1回の1次線輪3個を常備した3線輪6端子常備型(15, 16図)と結合変成器の磁心の中心穴まで露出した配線と線輪共用型(27, 28図)と両方あるがそれぞれ特長がある。配線指示方法や現場の工員の訓練の程度にもよるが、構造は配線方式を電線によるか、配線板あるいは印刷回路によるか等も、あわせて総合的に結論を出すべきと考える。

(3) ユニット構成と素子数

製造歩留り、機器組立までの部分事故率と論理回路形成の最大公約的素子数等から、或る程度グループ化してユニットとした方が経済的と考えられるので、現在1素子1ユニット、3素子1ユニット、20素子1ユニット等種々検討中である。

ウ. 磁心の特性とパラメトロンの性能の近況

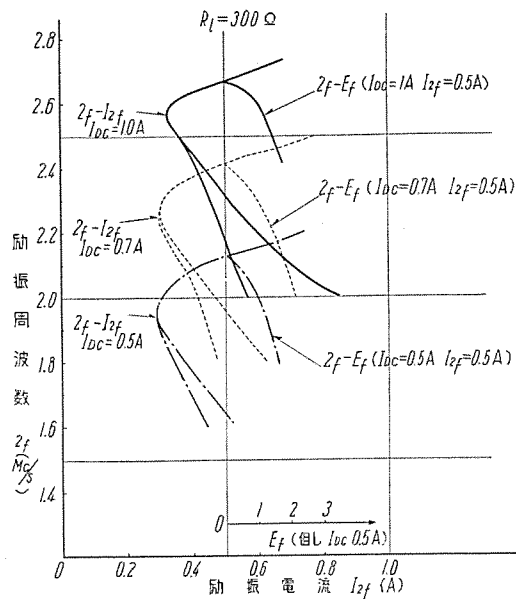
パラメトロンの工業化は前述するように、一にも二にも発振用磁心にすべてがかかっている。

具体的に列挙すれば

- (1) 磁心の品質管理上の困難な原因
 - a. BH 曲線の全領域が問題となること。
 - b. 直流磁場を重畳すること。
 - c. 非線部分を中心として使うこと。
 - d. 完全な環状磁心で空隙のないこと。
 - e. 調整部分のないこと。
 - f. 寸法の絶対値の小さいこと。
- (2) 磁心の必要とする特性
 - a. r が大なること。

る)を挿入するだけで、ブラウン管上に26図のように図形が現われ、原点Oに対する円の位置とその大きさから、実効抵抗 R_e 、実効インダクタンス L_e 、およびインダクタ

ンスの
変化分
 $\Delta L/2$
を直読
できる。
したが
ってそ
れらの
相関よ
り2次



29 図 最近の磁心によるパラメトロンの発振特性
Fig. 29. Oscillation characteristic curve of parametron using new core.

μ_{\max} が大で $H_{\mu \max}$, $H_{B \max}$ が小さいことが必要である。

- Q_e が大なること。
 H_c , B_r 等が大いに影響がある。
- キュリ温度 T_c が高いこと。
- 温度係数 $\Delta\mu_0/\mu_0^2$ が小さいこと。
- 周波数領域が 2 Mc/s より、極力高い方へ伸びること。
- 再現性豊かで製造条件に鈍感なものであること
1 例をとればスーパーマロイの使用周波数帯域を 10 Mc/s まで延長したようなものができればきわめてありがたい。

(3) 最近の磁心による性能規格と特性

- 基準励振条件
直流励磁電流 $I_{Dc} = 0.7 \text{ A}$
励振周波数 $2f = 2.1 \text{ Mc/s}$
励振電流 $I_{zf} = 0.5 \text{ A}$
発振回路負荷抵抗 $R_f = 300 \Omega$
- 発振電圧 $E_f = 1.7 \sim 2.2 \text{ V}$
- 発振点励振電流値 $I_{zf0} = 0.3 \sim 0.4 \text{ A}$
- 第 2 高調波含有率 10% 以下
- 発振領域率 $\gamma = 20\%$ 以上
- 所要励振入力 $P_{zf} = 30 \sim 60 \text{ mW}$

つぎに諸特性を図面により PU-1B 型と比較する。

29 図は発振特性において、直流励磁 I_{Dc} を変化した場合の発振領域と、発振電圧の変化を示す。

24 図の K1 曲線に、励振入力特性を対象比較している。

25 図の K1 曲線に、発振領域率特性を対象比較している。

これらを要約すれば、同一負荷で所要電流において約 70% に、所要電力において約 50% となり、発振電圧の均等性はその幅を約 20% 小さくすることが可能となった。このように性能的にはかなりの成果も得られたが、

問題はその再現性、均一性および耐候性である。

9. むすび

本稿に述べたパラメロンユニットは対象機器の都合上、期限に合わせるべく数百個のユニットを有合せの磁心で作ったため、その条件あるいは規格について、検討試験等が意にまかせず、今後に残された問題も多いが、少くとも工業製品としての生産方式の下にその製造にあたり、良好な歩留りで規格に合格するものを生産できたことは非常に意義のあることであった。

またモルス符号変換器としての使用結果も、誤配線等による使用上の事故を除けば、パラメロンの本質的事故は皆無で、その動作はきわめて確実かつ安定であり、その信頼性はまさに驚異である。

今後パラメロンの用途はその信頼性、小型軽量、経済性、耐久性等により、スイッチング素子として真空管、トランジスタ、角形特性フエライト、セレン等の素子に代り、あるいはそれらと相携えて電子計算機、交換機、符号変換器、誤字訂正装置等に限らずあらゆる面に電子頭脳回路の構成に、独特の威力を発揮し、かつそれを展開してゆくと考えられる。

しかし、パラメロンについてもまだ発振用磁心等なすべきことは多い。またその 1 種であるところの、強誘電体形パラメロンも、今後独自の発達をとげると思われる。これらはすべて、関係各方面の研究、協力により逐次その成果があがるわけで、本稿がパラメロンへの新しい関係者を増加するための捨石となり、その工業化を促進することを願って、筆をおくものである。

最後に今回のパラメロンの開發生産には、国際電信電話株式会社研究部の各位のご教示と、当社世田谷工場、大船工場ならびに当所の関係者のご協力によることの大きかったことを記し、謝意を表する次第である。

参考文献

- 後藤英一： 非線型リアクターを利用した新回路素子パラメロン「電通学会電子計算機研究専門委員会資料」(1954—7)
- 高橋秀俊・後藤英一： パラメロンの計数回路「電通学会電子計算機研究専門委員会資料」(1955—9)
- 喜安善市： パラメロン発振と饋還分周との類似性について「電通学会電子計算機研究専門委員会資料」(1955—9)
- 大島信太郎・榎本肇・渡辺昭治： パラメロンの発振理論「電通学会電子計算機研究専門委員会資料」(1955—9)
- 後藤英一： パラメロン「電子工業」(1955—3)
- 喜安善市： パラメロンの話「電子工業」(1955—11)
- 大島信太郎： パラメロン概論「電子工業」(1955—11)
- 山田博： 論理数学からみたパラメロン回路「電子工業」(1955—11)
- 高橋秀俊： パラメロンについて「昭和 31 年電気 3 学会連合大会部門講演」
- 国際電々調査課二見格男： パラメロン発振特性試験「国際電々資料」(1955—8)
- 国際電々研究部： パラメロン発振理論と非直線素子の特性測定法「国際電々資料」(1955—12)
- 喜安善一・山田博・大島信太郎・榎本肇・渡辺昭治： 非直線素子の特性測定法について「31 年度電気三学会連合大会論文集」No. 124
- 倉田是： パラメロン温度特性「31 年度電気 3 学会連合大会論文集」No. 697
- 高島堅助： パラメロンの発振特性の検査法について「31 年度電気三学会連合大会論文集」No. 698

ニユース フラッシュ

日本最初の電鉄用水冷式、密封型 イグナイトロン整流器の完成

新大塚変電所は遠方制御方式の子変電所として東京都地下鉄の交通輸送の重責をになう一変電所であり、去る昭和 28 年に水冷式ポンプ付イグナイトロンを納入し、今回はその姉妹器である。本器は既納器と同一定格容量であるが水冷式でかつ水冷式再冷器をイグナイトロンと同一キュービクル内に格納した新方式の軽量化した密封型イグナイトロン整流器変電所である。

本変換装置は水冷式で密封型イグナイトロンを使用した日本最初の水銀整流器変電所であり、小型化された水冷式、密封型整流タンク、12 タンクを使って 1,500 kW、600 V の定格出力を保たしめた最も軽量化した記録品でもある。

水冷式、密封型イグナイトロン整流器設備の諸特長を列記すればつぎのとおりである。

- (1) イグナイトロン電気機関車に使った整流タンクと同一型式の水冷式、密封型イグナイトロンである。
- (2) 整流タンクは 1 重格子構造で特殊設計なるためアーケ降下が少なく、高温域で使用可能なるため冷却装置が小型化しえた。
- (3) 整流タンクは不銹鋼製でガラス—コパーロイ密封方式を採用しイグナイトアの浸漬度を調整しない方式である。この整流タンクを在来の風冷式密封型で同一電流定格のものと比較すれば直径では 60% 重量では 13% × 2 本に相当している。
- (4) 整流タンク 2 本を並列とし、上、下 2 段に 3 タンクを 1 列に配合し合計 12 本を 1,310 mm × 1,500 × 2,300 (高さ) のキュービクルに格納している。(写真参照)
- (5) 水冷式であるため配水管はビニールパイプとしコック類はすべて黄銅製として電食対策に万全の方策をたてた。

- (6) 水冷式再冷器、水槽、循環水ポンプ、水槽用加熱器、断水継電器および絶縁変圧器などそれぞれの装置を 1,190mm × 1,500 × 2,350 (高さ) のキュービクル内に納めて上記整流器納入のキュービクルと一体化している。
- (7) 上記のように整流器と冷却装置一切が 1 つのキュービクル内に格納されているため据付、配水管の工事は著るしく簡易化された。
- (8) 整流タンク、再冷器、水槽の取出し点検は特殊工具とキュービクルの扉の自由な開閉によって容易に実施できる。

本変換装置が(冷却装置を含む)在来の風冷式密封型イグナイトロン整流器と比較したときにいかに小型、軽量化しえたかを表によって知ることができる。

比較項目	1500 kW 600 V 12 タンク、重負 荷公称定格 水冷式 密封型 (A)	2000 kW 600 V 12 タンク超重 負荷公称定格 風冷式 密封型 (B)	1500 kW 600 V 6 タンク、重 負荷公称定格 風冷式 密封型 (C)
外形寸法	2500×1500 mm ×2350 (高さ)	4600×1600 mm ×2350 (高さ)	2800×2000 mm ×2350 (高さ)
床面積	3.75 m ² 100%	7.37 m ² (B/A)=196%	5.6 m ² (C/A)=149%
1 相の整流タンク重量	45 kg × 2 タンク	335 kg × 2 タンク	500 kg/1 タンク
1 相の整流タンクの重量比	100%	(B/A)=745%	(C/A)=556%
全重量	3250 kg (再冷器、水槽、 ポンプ、キュー ビクルを含む)	6000 kg (床板、キュー ビクルを含む)	5600 kg (床板を含む)
全重量比	100%	184%	172%
1 整流タンクの電流容量	300 A/1 タンク	277 A/1 タンク	417 A/1 タンク
1 整流タンクの電流容量比	100%	(B/A)=92%	(C/A)=139%
備考	東京都高速 交通公社、新 大塚変電所へ 納入	南海電鉄今宮 変電所へ納入	製作済



1,500 kW 600 V 2,500 A 12
タンク重負荷公称定格水冷式
密封型イグナイトロン整流器
キュービクル(1,500×2,500×
2,350) 全重量 3,250 kg



1,500 kW 600 V 2,500 A 12 タン
ク重負荷公称定格水冷式密封型イ
グナイトロン整流器の整流タンク
の配列、水槽および循環水ポンプ
の配置を示す。



左写真のイグナイトロン水冷式再冷
器の格納状況を示す。

三菱 AE-1 型 運転指令装置

この装置は増幅器本体と多数のハンドセットステーションおよびラウドスピーカから構成されている 24 チャンネル音声通信方式であり、スピーカチャンネルとテレフォンチャンネルとからなっている。スピーカチャンネルは呼出しならびに指令専用であり、テレフォンチャンネルは一般通話、集団通話用であり、電話器型の送受器を使用している。

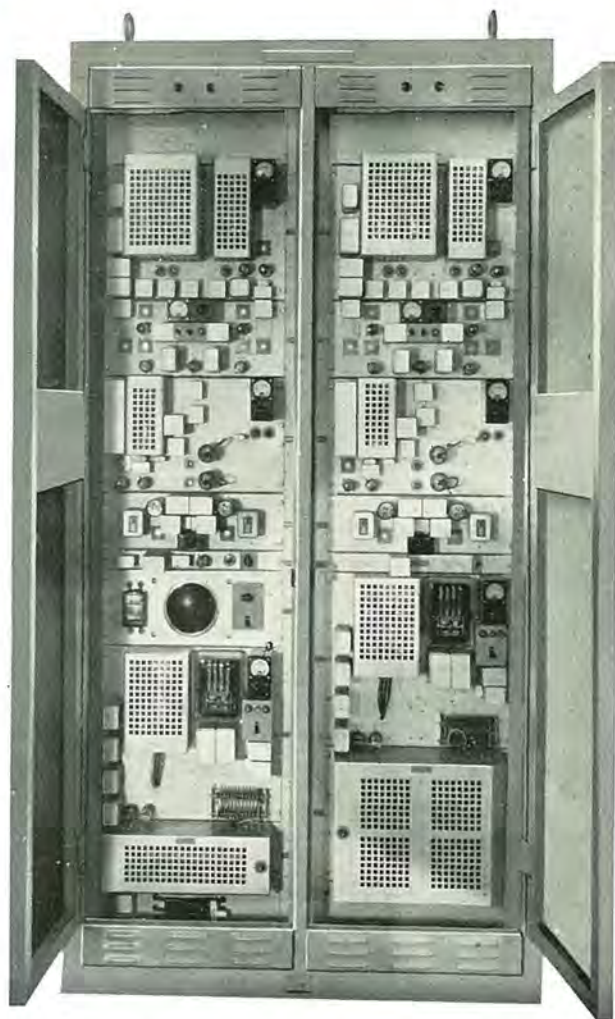
本体には現用、予備機があり装置故障には自動的に予備機に切り変えることができ、つぎの 4 種類の信号通話ができる特長を有しているので、火力発電所、製鉄所等のとくに騒音の大きい場所で使用して便利である。

(1) 警報通達：任意のハンドセットステーションにある押釦スイッチを押すことにより各スピーカに警報を発することができる。

(2) 指令通話：指令者が各部門に種々の指令を発し、また緊急事態発生時には各ハンドセットステーションの位置よりいっせいに指令を発することができる。

(3) 一般通話：任意のハンドセットステーションから求むる相手と呼出し通話し、必要時には同一方法を繰返して他の相手と呼出し、直ちに集団通話に移ることができる。

(4) 集団通話：各人が任意のハンドセットステーションから他の場所にいる 2 人以上の相手と



同時に通話することができる。すなわち会議通話が行える。

本体増幅器の仕様は個々の場合により異なるがスピーカチャンネル増幅器としては出力 200 W を、テレフォンチャンネルとしては出力 6 W の増幅器を標準とし、これに電源盤、モニタ盤、故障警報回路盤、制御盤、自動切換盤などを備えている。

昭和 31 年 9 月 8 日 印刷

昭和 31 年 9 月 10 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			
副委員長	石川辰雄			
委員	浅井徳次郎	荒井 潔	石橋英樹	市吉惟浩
	伊東祐義	大久保夙郎	岡屋結二	菅野正雄
	木村武雄	小林治一郎	小堀富次雄	進藤貞和
	田宮利彦	津村 隆	中野光雄	毎熊秀雄
	松田新市	松尾又一	松尾米太郎	宗村 平
	横須賀正寿			
幹事	市村宗明	前田幸夫		(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 20018	