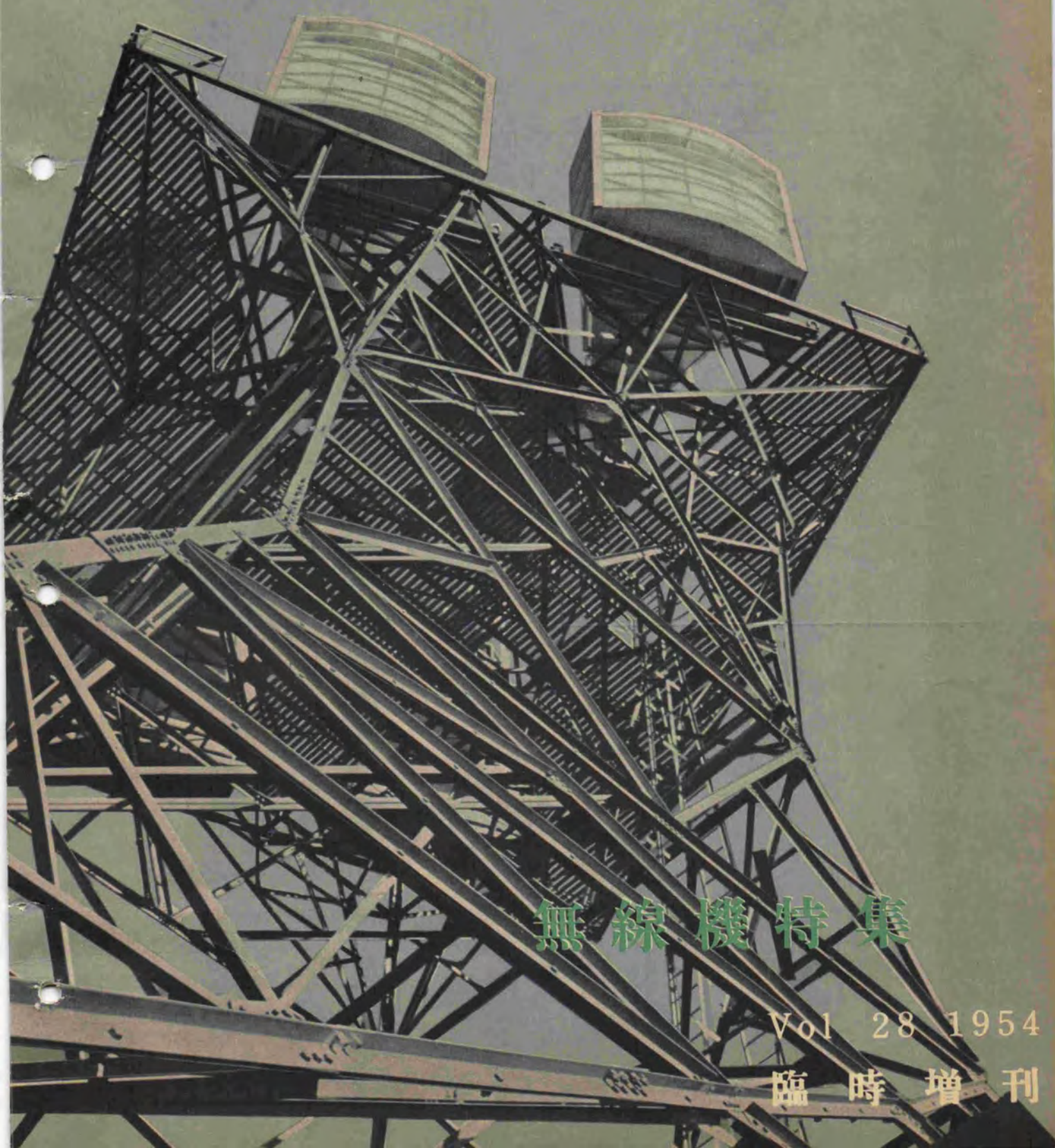


MITSUBISHI DENKI

三菱電機



無線機特集

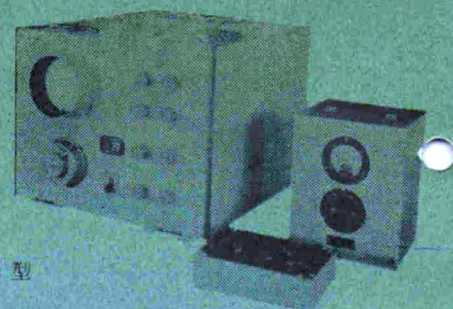
Vol 28 1954

臨時増刊

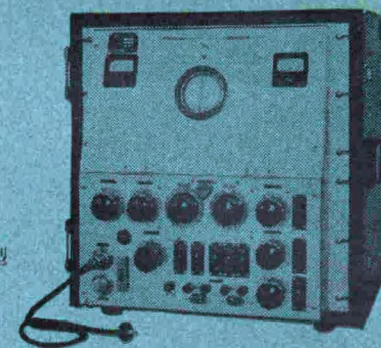
FL 型 パ ル ス 式 線 路 障 害 探 知 機

この装置は衝撃パルス電圧を利用し、レーダ原理によって架空通信線路およびケーブルの障害点までの距離を短時間に、簡単正確に測定できると共に障害の種類、程度を一見して知ることができる。

	FL-1A 型 (可搬型)	
電 源	A-C 100~200 V 両用	
測距最大距離	30 km	1,500 km 切換
測 定 誤 差	±100 m 以内	±500 m 以内
	FL-2A 型 (可搬型)	
電 源	A-C 100~200 V 両用	
測距最大距離	100 km	
測 定 誤 差	±300 m 以内	
	FL-3 型 (据置型)	
電 源	A-C 100~200 V 両用	
測距最大距離	25 km	100 km
測 定 誤 差	±50 m 以内	±200 m 以内



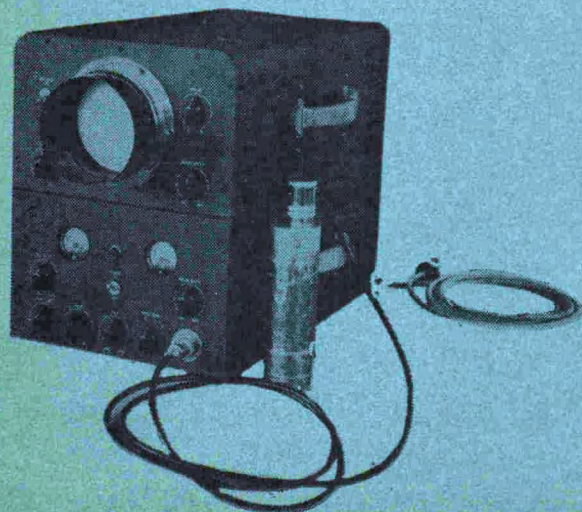
FL-1A 型



FL-2A 型



FL-3 型



FD-4 型

FD-4 型 超 音 波 探 傷 機

この装置は衝撃性超音波を利用し、金属体内部の傷（たとえば鉄板のラミネーション、鉄鋼中のゴースト割れ、白点、あるいは疲労疵など）該被検査体を損傷もしくは分解することなく、外部より位置、傷の大略の状況を検出するものである。



MITSUBISHI DENKI

三菱電機

表紙説明

日本電信電話公社では国内縦断幹線の一部としてのマイクロ波超多重回線を東京名古屋大阪間に完成し目下、テレビ中継を主体とした通信連絡に活用しております。東京大阪間電話の速時通話は申すに及ばず国技館の角力に関西側でまた、甲子園の野球に関東側で、直接楽しめるのも最近の電波技術の進歩の賜であります。表紙は同社箱根双子山中継局の、空中線装置を示しておりますがこの空中線はパッシングスアンテナと申しまして、当社の誇り得る製品の一つであります。レンズ作用で電波を狭いビームとして中継所を経て東京大阪間を結んでおります。(本誌 22 頁参照)

三菱電機株式會社

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 兵庫県尼ヶ崎市南清水
神戸製作所 神戸市兵庫区和田町
名古屋製作所 名古屋市東区矢田町
伊勢製作所 兵庫県尼ヶ崎市南清水
長崎製作所 長崎市平戸小屋町
無線機製作所 兵庫県尼ヶ崎市南清水
大船工場 神奈川県鎌倉市大船
世田谷工場 東京都世田谷区池尼町
郡山工場 福島県郡山市宇境橋町
福岡工場 福岡市仲野上町
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 札幌市北二条東 12
大阪営業所 大阪市北区堂島北町 8 番地 1
(電) 福島 (45) 5251-9
名古屋営業所 名古屋市中区広小路通
(電) 本局 (23) 6231-5
福岡営業所 福岡市天神町(三菱ビル)
(電) 西 (2) 5821-5825
札幌営業所 札幌市大通り西 3 の 5
(電) (2) 7236・7237
仙台事務所 仙台市東一番丁 63
(電) 仙台 2573・8057
富山事務所 富山市安住町 23 の 2
(電) 富山 4692・5273
広島事務所 広島市袋町 1 (明治生命ビル)
(電) 広島中 (2) 2211-3 2214
高松出張所 高松市南紺屋町 34 の 3
(電) 高松 3178・3250
小倉出張所 小倉市博労町 63 (富士ビル)
(電) 小倉 3614

昭和 29 年 臨時号

無線機特集

目次

巻頭言	関 義長…(2)
無線機部門の新製品紹介	薄井廉介…(3)
2,000 Mc AM-FM 方式多重通信装置	北垣成一…(11)
マイクロ波アンテナとその諸問題	喜連川隆…(15)
超短波送信機の不正電波阻止出力同調回路	薄井廉介・津村 隆・武居 明…(28)
電力線保線用 VHF 無線電話装置	九井憲治・三宅順夫・小畑嘉造・岡谷重雄・奥村 徹…(32)
SL-1 型送電線閃絡故障点指示装置	杉多重雄・洲崎晃司・大島羽幸太郎…(37)
電力線搬送保護継電器用搬送装置	杉多重雄…(41)
高周波誘導加熱の負荷回路の解析ならびに調整法	馬場文夫・渡辺文明…(47)
三菱テレビジョン受像機(101 K-17 型)の性能と特長	洲崎晃司・糟谷一郎・武居 明・植竹勝人…(53)
スピーカの特性とその測定法	藤木 一…(61)
受信用真空管の試験	吉本正二…(71)
フェライト系磁性材料	河合 登・中村 弘…(76)
RM-1A 型船舶用レーダ	樫本俊弥・吉田武彦…(84)
ニュースフラッシュ	
150 Mc 対空用 VHF/AM 送受信機	…(90)
JGN-58-B 型手回発電機・無線機用ダイナモータ	…(91)
最近登録された当社の特許および実用新案	…(92)

品質奉仕の三菱電機

巻 頭 言

取締役副社長 関 義 長

重電機製作会社としての当社は、幸にして長年のご愛顧により、ゆるぎなき地位を占めて参りまして、品質奉仕の標語にもふさわしく、電力、交通、各種産業、家庭生活等の各方面にお役にたたせて戴いております。

電気関係の工業も最近では電子工学 (Electronics) なる部門の発展にともない容相が次第に変遷してまいりました。当社と致しましてこの時代の進展と社会奉仕の精神に基きまして電子工学関係の機器の研究ならびに生産に力を致すのは当然の方針と考えます。

電気も単なる労働力奉仕のエネルギーのみでなく、さらに進んで神経、五感系統の作用を、高性能で、しかも遠隔地に自由に伝達せしめ得る働のあることはもちろんであります。最近の電子工学は頭脳系統代用にまで発展してまいりました。すなわちこれからの電気機械は神経のみでなく頭脳をもそなえたものに進歩する趨勢にあり、自ら判断して自ら動く自動制御方式、または記憶装置ないしは電子管計算機等に到っては、超人としての速度と正確さを具備したものにまで進歩し、まさに来らんとする原子力時代のさきがけをなすの感があります。

電力系統、一般産業関係に対する電子機器の応用は、もちろん当社として日頃研究開発を怠らないものの一つであります。高周波電気工学と一体をなす電子工学は、いわゆる無線関係の通信機、ラジオ、テレビ、レーダ等に及ぶ各種真空管応用機器の研究生産の基礎をなすものでありまして、その前途は実に洋々たるものがあり、電機製造会社として今後一大重要生産部門となるものでありましょう。そして弱電強電両部門が、混然融合するところに初めて優秀な



る総合技術の完成が期待できると信じております。

この総合技術の威力は今後の軽重両電機関係その他においても必ずや問題とされるとの確信のもとに、従来は伊丹製作所の一部としてのみ存在しておりました無線機部門を、独立せしめて今回無線機製作所を創設し、弱電部門を強化して強電部との平衡に努めることに致しました。よって、すでに現存しております神戸・長崎・名古屋・伊丹の4製作所1研究所9工場のほかにさらに無線機専門の製作所が発足したわけがあります。伊丹製作所とならび目下数棟の建築が進行中で一部使用を始めた建物もあります。これによって無線機関係の生産も本格的な途を歩むこととなりましょう。

無線機、電子管応用諸機器は新興技術の所産でありまして、研究開発に重点がおかれるのは当然であります。これら研究開発の成果を広く発表して当社技術陣の苦心の跡を知って載くのは当社製品に対するご理解を高め、よりよき利用法につきご検討して戴く機会となりますので、無線機製作所発足の記念もかねて、本、無線機特集号を発刊する運びと致しました。何卒ご高覧の上ご批判、ご指導願いたく、重電機同様ご愛顧ご鞭撻の程お願い致す次第であります。

無線機部門の新製品紹介

本社

薄井 廉介*

Introduction of New Products in The Radio Department

Rensuke USUI

Head Office

There are new products which are on the high road to development, yet it is a little premature to be fully reported on. Among them the following 6 are picked up and are introduced herein as a sort of advance notice. It will not be long before full particulars on them are made public.

1. New Trend of Mitsubishi Radio Sets.
2. Television for Industrial Purpose.
3. Paraboloid Antenna of 3.3 m Diameter for Micro-wave.
4. Type EH-3A (28KW) Radio Heater.
5. Type RN-1 High Frequency Noise Meter.
6. Radio Activity Measuring Instruments.

1. まえがき

電子工学 (Electronics) 関係は新興技術の故をもって日に月に新しく、研究開発品が登場してくるのは当然である。

当社の無線部門も創業日なお浅いにもかかわらず、きわめて順調な発展を続け新製品が陸続として実用時代に入りつつあるというまでもない。本誌には完結論文として多数が掲載されてあるが、限られた紙面の関係で全部の発表は不可能のため、つぎの6項目を用意し概要報告とした。詳細な完結論文としても近く発表の予定である。

2. 三菱ラジオ受信機の新傾向

三菱ラジオセットは最近までは、ダイヤモンドラジオなる商品名で販売されていたが、ダイヤモンド名はスピーカーの専有とし、セットの方は三菱ラジオと改名されお目見えすることになった。この改名は無線機製作所の発足を機会として、新感覚の織込みにとくに努力するためで数機種の新生産により各種各様のご需要に即応すべく最大の努力を払っている。意匠については従来はやや重厚すぎるとの批判があったが、技術レベルの向上をはかると同時にスマートで高尙なデザインをもってご批判

に答えることにした。音質はダイヤモンドスピーカーですでに定評あることはいうまでもない。以下新型三菱ラジオのご紹介を致したい。

ア. SB-12 型 (5 球スーパー)

1 図は SB-12 型の外観写真である。本機は同調がとれると指針が赤色または青色に輝くマジックポイント (実用新案第 391377 号) がついていること、音質と感度と分離の優れていることが特長である。キャビネットはチーク材を使い近代感覚を盛り込んだ優雅なものである。

仕様概略

受信周波数帯	535~1605 kc
中間周波数	455 kc
出力	2 W
電源	50~60 c/s 110~100~85 V 60 VA
スピーカー	ダイヤモンド D-62 型 6 $\frac{1}{2}$ in エレクトロダイナミック型
使用真空管	6 W-C5 UZ-6D6 6Z-DH3A UZ-42 KX-80HK

イ. SC-13 型 (マジックアイ付 6 球スーパー)

2 図は SC-13 型の外観を示す。プラスチック技術を多量にとり入れた豪華なデザインで素晴らしい音質と鋭



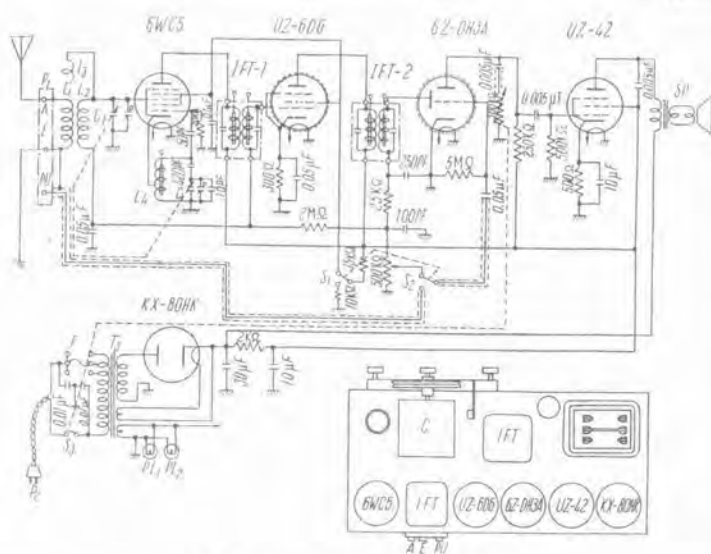
1 図 SB-12 型ラジオ受信機
Fig. 1. Radio set model "SB-12"



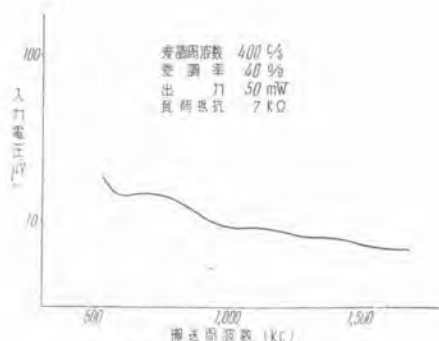
2 図 SC-13 型ラジオ受信機
Fig. 2. Radio set model "SC-13"



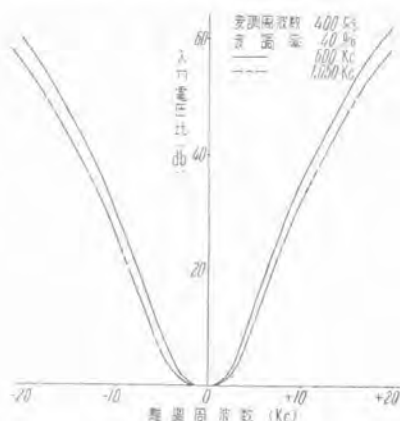
3 図 PR-45 型ラジオ受信機
Fig. 3. Radio set model "PR-45"



4 図 PR-45 型配線図および配置図
Fig. 4. Connection and arrangement diagrams of radio set "PR-45"



5 図 感度特性
Fig. 5. Sensibility characteristic of radio set "PR-45"



6 図 選択度特性
Fig. 6. Selectivity characteristic of radio set "PR-45"

敏な感度、明確な分離が特長、マジックアイは 6E5 を使用している、性能、使用真空管（マジックアイ以外）は SB-12 型に同じ。

ウ、PR-45 型（5 球スーパー）

3 図は PR-45 型の外観を示す、和洋室いずれにもマッチする高尚なデザインで配線図ならびに配置図を 4 図に示す、本機は素晴らしい音質と鋭敏な感度、明確な分離が特長で、スピーカは新製品のダイナトーン P-67 型 $6\frac{1}{2}$ in パーマネントダイナミックスピーカを使用している、本機の中波線コイルはとくに高感度の設計で中間周波トランスは段間検波用とともにリツ線をまいた選択度と忠実度の高い新製品を使用している、5 図は本機の感度特性、6 図は選択度特性を示す。

使用真空管は SB-12 型と同じで、受信周波数帯は 535~165 kc、中間周波数は 455 kc、出力 2 W、電源は 50~60 c/s、110~100~85 V、消費電 47 VA である。

エ、AR-90 型（マジックアイ付 6 球スーパー）

7 図に本機の外観を示す、回転型ダイヤルにマジックアイを配した優雅なデザインで性能、使用球は PR-45 型と同じである、使用マジックアイは 6E5。

オ、UF 67 型（MT 管 5 球スーパー）

8 図に示すように小型でスマートなプラスチ



7 図 AR 90 型ラジオ受信機
Fig. 7. Radio set model "AR 90"



8 図 UF 67 型ラジオ受信機
Fig. 8. Radio set model "UF 67"



9 図 AT-88 型ラジオ受信機
Fig. 9. Radio set model "AT-88"

ックケース入りで最新型の MT 管を使用した都会向 5 球スーパーである。

本機はスナックアンテナを使用しているのでアンテナやアース線を張る必要がなく、蛍光灯等による雑音も少い。リッツ線をまいた高 Q の中間周波トランスを使用しているので音質、分離ともに優れている。使用真空管は 6BE6, 6BD6, 6AV6, 6AR5, 5MK9 でスピーカはダイアトーン P-52 型 5 in パーマネントダイナミックスピーカである。受信周波数帯は 535~1605 kc, 中間周波数は 455 kc, 出力 2 W, 電源は 50~60 c/s, 110~100~85 V, 消費電力は 39 VA である。大きさは 183×340×175 mm 重量は 4.1 kg SB-12, 13 の丁度 1/2 である。

カ. AT-88 型 (高-7 球スーパー)

9 図に示すように桜材をラジオヒータで成型したスマートで豪華なキャビネットを使用している。本機は下記のように多くの特長を有する最高 7 級スーパーである。

a. 優れた感度

同調式高周波 1 段マジックアイ付 7 球スーパーで高周波中間周波とともに高感度の設計になっている。本機は遠距離放送と近距離放送をそれぞれ適宜選択して受信できるように DX と LOCAL の切換スイッチがついている。

1 表 ラジオ寸法重量表

型 名	高さ (mm)	幅 (mm)	奥行 (mm)	重量 (kg)
SB-12	297	480	197	8
SC-13	304	488	210	8
PR-45	250	480	175	6.5
AR 90	252	494	175	6.7
UF 67	183	340	175	4.1
AT 88	296	580	220	9.2

b. 素晴らしい音質と音量

本機はダイアトーン P-80F 型 8 in フリーエッジスピーカを使用しているので音質音量ともに申し分ない。本機はまた LOCAL に切換えたとき、とくに音質が良くなるような設計になっており、音質調整器は高音、中音、低音の 3 段切換式である。

c. 明確な分離

高周波 1 段付であり中間周波トランスの選択度も充分検討されているので各放送局を明確に選択することができる。

d. フライホイール

本機は横行スライド式ダイヤルで遠距離受信に便なるよう指針の可動範囲をとくに大きくし、目盛を細かく刻んでいるがつまみ軸にフライホイールがついているので任意の放送局を迅速かつ円滑に選択することができる。

e. スピーカ増設端子

シャーシの背面にスピーカの増設端子がついているのでダイアトーン P-67 型 6 1/2 in なら 1 箇、ダイアトーン P-52 型 5 in なら 1~2 箇を簡単に増設して放送を楽しむことができる。

使用真空管は UZ-6D6, 6W-C5, UZ-6D6, 6Z-DH3A, UZ-42, KX-80HK, 6E5, 受信周波数帯は 535~1605 kc, 出力 2 W, 電源は 50~60 c/s, 110~100~85 V, 消費電力は 60 VA である。

1 表に以上各種ラジオの寸法重量表を示している。

3. 工業用テレビジョン装置 (ITV)

教育用、娯楽用、宣伝広告用としてのテレビジョン放送の存在価値は誰も否定できないが、これにもまして重要なのはいわゆる ITV (工業用テレビ) である。これは生産工業に、危険区域内の点検に、無人監視装置にその用途はきわめて広汎なものがある。この装置は普通のテレビジョン放送の送受信装置を簡略化した型式にすぎないが、ITV としてまた特別に遠隔操縦を必要とするものが多い。

ア. 用途

ITV の用途としては

a. 工業用

発電所関係 無人発電所の操作状況監視

水力発電所ダムゲート、取水口、量水標、流木の監視

火力発電所ボイラ燃焼状況、同水位、煙量の監視

その他 高温区域内の諸作業監視、鉱山の危険区域、



10 図 撮像機
Fig. 10.
ITV. pick-up set.



11 図 制御監視機
Fig. 11. ITV. monitoring set.

原子工業その他特種危険作業の遠隔監視等。

b. 商業用

各種宣伝用、演劇、ファッションショー等のデモンストレーション、銀行等の印鑑署名の照会、伝票の伝送等

c. 教育、医学用

外科手術の公開、顕微鏡の多人数観測。

d. 雑応用

各種保安用監視、警察用として照会物の伝送、爆発物の取扱い監視、水中海底の観測、調査等。

イ. 構成

当社で最近試作された ITV 装置は写真 10 図に示しつぎの部分からなっている。

a. 撮像機（カメラ）

撮像管にはビデオコン 6198 を用い映像の前増幅器および保護回路が含まれている。

b. 制御監視機および電源

11 図がその外観で、制御監視機には受像回路の他に撮像機制御用の回路が含まれている。電源部は撮像機および撮像制御機の両方の電源を收容し安定化回路を使用している。

ウ. 性能

本装置はつぎのような性能をもっている。

AB の二つの型があり、それぞれ

垂直走査 A 30 frame/s, 60 field/s

インターレース方式使用

B 60 frame/s, 60 field/s

ランダムインターレース方式使用

水平走査 A 15.75 kc/s

B 21 kc/s

同期方式としては共に電源同期式である。なお ITV 特有な装置により遠隔操作可能で撮像機の制御はすべて制御監視機の正面でパネルで行うことができる。

レンズ f 1.5~50 mm 標準レンズ（取換可能）

必要照度 400 Lx 以上

解像度 A. 400 本位 B. 300 本位

A は観賞用テレビジョンの標準方式と同一のもので、市販の受像機を補助監視機として使用できる。とくに解像度を必要とする場合に適している。

B は走査周波数の特殊なもので回路が非常に簡略化され、炉内監視など解像度要求の低い処に適している。

4. 3.3 m 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

マイクロ波指向性空中線として各種のレンズ空中線ありその大要は本誌上にも詳述してあるが、その特性が好ましいものであっても工作の容易さからいうとパラボラ空中線におよばないものがある。とくに重量、容積で比較すると格段の差異がある。すなわちパラボラ空中線は同一利得のもとでは最も安価に仕上がる可能性がある。しかし工作簡単であるとはいえ、この精度を保ちいかなる苛酷な条件下においても電氣的性能を低下せしめないためには、矢張り相当の苦心が必要である。以下当社で試作に成功した 3.3 m 直径 4,000 Mc 用広帯域パラボラ空中線の材料、工作法、機械ならびに電氣的性能につきのべる。

ア. 製作方法

直径 3,300 mm の大きなパラボラの製作方法としてつぎの見地よりプレス法を採用した。すなわち

1. 寸法、精度の大なること
2. 量産的であること
3. 重量が小さいこと
4. 価格が低いこと

イ. 材料

材料はつぎの見地より純アルミを使用した

1. 耐蝕性が大なること
2. 電氣的損失が小なること
3. 加工性のよいこと
4. 軽いこと
5. 溶接の容易なこと

厚さ 6 mm の 1 m × 4 m の純アルミ板 4 枚をアルゴン電弧溶接した。

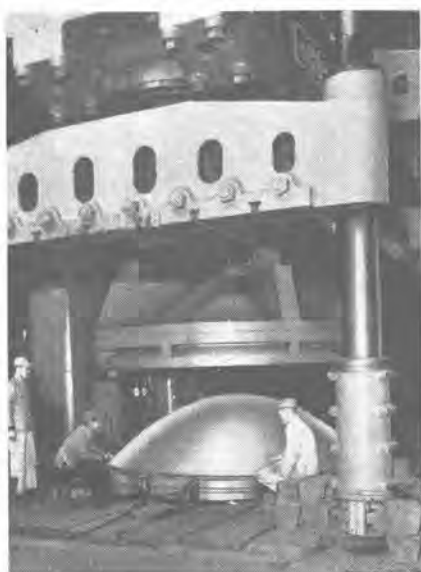
ウ. 機械性能

1. 直径 3,300 mm 焦点はパラボラの開口面にある。



12 図 パラボラのプレス押型の面削り

Fig. 12. Surface cutting of press for Paraboloid antenna.



13 図 パラボラのプレス状況

Fig. 13. Press arrangement for Paraboloid antenna.

2. 寸法精度
理想画面からの偏差は中央部で $\pm 3 \text{ mm}$ 以下、
周辺部で $\pm 6 \text{ mm}$ 以下
3. 強度
風速 60 m/sec に充分耐える
4. 方向調整
フィードホーンの位置を動かすことによって、
ビームの方向を上下、左右にそれぞれ 2° 、また
パラボラ全体を上下、左右にそれぞれ 5° だけ
動かし得る。

エ. 電気性能

1. 周波数帯 $3,700 \sim 4,200 \text{ Mc}$
2. インピーダンス S. W. R 1.07 以下
3. 利得 40 db 以上

5. EH-3A 型 (28 kW) ラジオヒータ

高周波電気も無線としての通信関係のみでなく、電力として直接に生産工業に利用される面が相当に多く、今後ますます発展の途上にある乾燥加熱用としてのラジオ

無線機部門の新製品紹介・薄井



14 図 4,000 Mc パラボラ空中線

Fig. 14. 4,000 Mc Paraboloid antenna.

ヒータがこれである。内誘電体加熱方式は相手が千差万別のため標準化が困難であるが、金属の誘導加熱方式は比較的作業が標準化され、高能率と操作調整が容易のため流れ作業工程が利用されることが多い。

当社の米国における提携会社 Westinghouse 電機会社は世界的有数の誘導加熱装置の大メーカーであって、その資料は陸続として入手しつゝあるのでさらに新規な応用面のご紹介ができると思うがさしあたり最近当社で完成した誘導加熱装置の EH-3A 型につきご説明いたしたい。

ア. 誘導加熱法の用途と特長

高周波電力を発生して、金属等電導体に大きい高周波電流を流すと、その金属自体の渦電流損に伴う発熱を生ずる。これの用途および特長についてのべると

- | | |
|----|---|
| 用途 | <ol style="list-style-type: none"> 1. 表面焼入、ズブ焼 (ピストンピン、機械器具、歯車等) 2. 鋳付 3. 焼鈍 4. 溶解 5. その他の加熱加工 |
| 特長 | <ol style="list-style-type: none"> 1. 加熱時間がきわめて短い 2. 部分的に焼入、焼鈍等ができる 3. 加熱温度が均一にできる 4. 加熱した製品のむらが無い 5. 機械歪が少い 6. 設備床面積が少い 7. 加熱が経済的に低廉である |

EH 型ラジオヒータは渦電流 (Eddy Current) による加熱 (Heating) で誘導加熱型を示す型名であって、この型の出力としては、 10 kW 28 kW 50 kW 等種々仕様に応じられる。

イ. 機器

写真 15, 16, 17, 18 図は 28 kW ラジオヒータで、

周波数約 450 kc, 最大陽極出力 28 kW で写真のような各装置からなっている。

a. EH-3A 型電源装置 (15 図)

三相交流 220 V を受電し、発振管陽極直流電流を得るために油入単相変圧器 16 kVA 3 台および油入切換器 1 台を内蔵して整流管 6 本にて、直流 10 kV 44 kW の高圧電源を得ようになっている。

b. EH-3A 型発振装置 (16 図)

強制水冷式発振管 2 本で周波数 450 kc の誘導加熱用高周波電力を発生する装置である。

c. EH-3A 型変流装置 (17 図)

強制水冷式高周波変流装置を内蔵して、加熱コイルに大電流を流すことができる。

d. カムシャフト焼入送り装置 (EH-3A 用) (18 図)

自動車用カムシャフトの自動送り装置であって、各カム類を焼入コイルの中に下方向へ順次間歇的に送り込み高周波表面焼入を行うことができる。

6. RN-1 型高周波雑音計

ラジオ、テレビはもちろんのこと一般無線通信の妨害となる電氣的雑音は電気機器に原因するものが大部分である。これの電氣的雑音の発生の取締りは電波法に規定されている。しかしその雑音の量的測定法がなければ取締りの基準が明確を欠くことになる。RN-1 型高周波雑音計はこの雑音測定を目的として当社で試作されたもの

で 19 図に示す以下本器の性能および仕様の大略を述べる。

電気機器、送配電線、高周波応用機器等より輻射漏洩する高周波雑音電波の電界強度および送配電線、通信線等に誘導される高周波雑音電圧の測定に適する可搬型測定器で、すでに関西電力株式会社、住友電気工業株式会社等に納入実用されている。これの性能、諸元は下記のとおりである。

1. 周波数範囲 550 kc~15 Mc (直読式)
2. 測定範囲

電界強度	1~100,000 $\mu\text{V}/\text{m}$
電圧	1~100,000 μV
3. 高周波減衰器 20 db 3 段 計 60 db
4. 中間周波数 455 kc
5. 3 db 帯域幅 約 7 kc
6. 検波時定数

準尖頭値	充電 1 mS 放電 600 mS
平均値	充電 $1/30 \mu\text{S}$ 放電 20 μS
7. 指示計目盛 0~40 db (略, 等分目盛)
8. 電源入力 6 V 11A D-C または 6 V 3.3A, D-C/A-C 250 V 90 mA D-C
9. 空中線 垂直棒状高さ 2 m, 実効高 1 m
10. 外形寸法 本体: 幅 486×奥行 260×高さ 250 mm



15 図 28 kW ラジオヒータ電源
Fig. 15. Power source of 28 kW radio heater.



16 図 28 kW ラジオヒータ発振器
Fig. 16. Oscillator part of 28 kW radio heater.



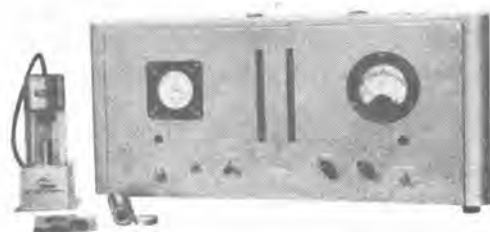
17 図 ラジオヒータ EH-3A 変流装置
Fig. 17. Current transformer of EH-3A radio heater.



18 図 ラジオヒータ EH-3A 用トヨタカムシャフト焼入装置
Fig. 18. Cam shaft case hardening equipment of EH-3A type radio heater.



19 図 RN-1 型高周波雑音計
Fig. 19 RN-1 Type high frequency noisemeter.



20 図 DS-H3 型放射能計数装置
Fig. 20. Type DS-H3 radio activity counter.



21 図 SU-L1 型サーベメータ
Fig. 21. Type SU-L1 survey meter.

250 mm
電源部：幅 255×奥行 183×高
さ 203 mm

11. 重量 本体 12 kg 電源部 8.5 kg

7. 放射能測定装置

放射マクロに放射性雨等、この処原爆水爆に関連した放射性能がきわめて身近の問題となってクローズアップしてきたが、それ以上に放射能測定装置は科学的応用も広く重要なものである。

放射線検出器として代表的なものは、いわゆる GM 計数管で、 β 線、 γ 線、X 線等の別により幾分構造が異なるが精密測定用と探索用に大別される。以下当社で製作している放射能測定装置の概要、性能および使用法ならびに各種 GM 計数管について説明する。

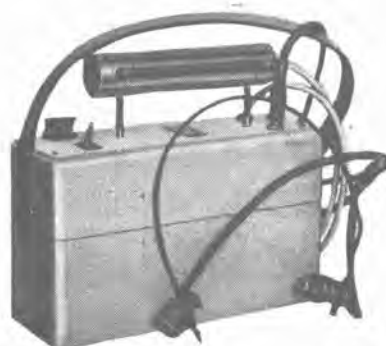
ア. DS H3 型放射能計数装置 (20 図)

放射能の精密測定に使用するもので、十進法二段と録数器による計数回路、GM 管用プリアンプ、および高圧電源より成っており、幾何学的な測定条件を一定に保つためにアクリル樹脂製のサンプルホルダが付属している。

当装置は動作確実で交流電源の変動に対してもきわめて安定、しかも操作が簡便化されており、放射性同位元素による研究にはもちろんのこと広く放射能の検定や測定にかくべからざるものである。

a. 性能

入力感度	0.25 V
電圧電源	200~180 V
電圧電源変動率	一次電圧の 1% 変化に対し 0.05% 以内
入力分解時間	10 μ S



22 図 SU-P1 型サーベメータ
Fig. 22. Type SU-P1 survey meter.



23 図 各種 G-M 計数管
Fig. 23. Various types of G-M tubes.

1 次電源 80~110 V, 50~60 c/s, 150 W

b. 寸法 63×36×27 cm

c. 使用法

電源スイッチを入れてから高圧用スイッチを入れ調整つまみで GM 計数管の使用電圧まで上げる。ついで操作スイッチで試料の計数を行えばよいが、適時自然カウント測定をこれにはさむのが普通である。

イ. SU-L1 型サーベメータ (探索計) (21 図)

GM 計数管を使用したサーベメータで、計数率計による指示方式を採用しており、感度は 3 段の切換えができる。GM 計数管用電圧は発振コイルにより昇圧されており、使用真空管は全て MT 管で小型軽量化されている。交流電源が利用できる場合に放射性物質による汚染度の検査等にきわめて便利である。

a. 性能

感度	1,000 c/min, 5,000 c/min, 25,000 c/min (フルスケール)
誤差	フルスケールの 5%
1 次電源	85~110 V, 50~60 c/s 25 W

b. 使用法

電源スイッチを入れメータのスイッチを電圧側に倒してより、高圧調整つまみを廻して GM 計数管の使用電圧まであげる。つぎにメータのスイッチを計数率計側に倒し、感度切換により適当な段を使用して測定を行う。

ウ. SU-P1 型サーベメータ (22 図)

携帯用サーベメータで携帯ラジオ用 B 乾電池および単 1 号乾電池を使用し、受話器による検知方式である。GM 計数管用電圧は発振コイルにより得ており、全て MT 管を使用し小型軽量であるが種々の外的条件に耐え得るように堅牢にできている。当装置は放射性物質による汚染度の検出や、ウラニウム鉱探索用にきわめて便利である。

- 寸法 230×135×80 mm
- 全重量 約 2.5 kg
- 電池寿命 通常の使用状態で 2 ヶ月以上
- 使用法

スイッチを入れ受話器を聞きながら高圧調整つまみを矢印の位置まで廻してから放射能の検出に使用すればよいが β 線に対してはプローブのキャップをはずして行う。

エ. GM 計数管 (23 図)

GM 計数管は検出すべき放射線の種類によって構造が幾分異っている。最も万能なのは β 線用でこれは γ 線や X 線にも感じるが、 γ 線や X 線に対しては効率が悪くなる。 γ 線用はマイカ窓の必要がないので製作が比較的簡単である。

GM 計数管はなんといっても測定装置の心臓部なので、その信頼性がきわめて高いことが要求されるのはもちろんであるが、さらに 1. 特性が優秀なこと、2. 自然カウントが少いこと、3. 光に不感であることが必要

であり、これらに関し当社の製品は周到な注意が払われている。

標準品をあげると次の 2 表のようであるが、この他要求に応じ特殊な計数管も製作している。

8. む す び

以上は新製品に対してそれぞれの担当者よりの提供の資料に基き編集したものである。細部に関しての技術的データその他の参考資料はおって発表して載くことになっている。各担当者を紹介すると、

三菱ラジオ受信機の新傾向

無線機製作所第一技術課

杉多重雄係長 武居 明技師

工業用テレビジョン装置

無線機製作所第一技術課

杉多重雄係長 嶋村和也技師

3.3 m 直径マイクロ波用パラボラ空中線

無線機製作所第二技術課 吉田武彦係長

EH-3A 型(28 kW) ラジオヒータ

無線機製作所第一技術課

馬場文夫副課長 渡辺文明技師

RN-1 型高周波雑音計

無線機製作所第一技術課 大木谷又三郎技師

放射能測定装置

研究所、物理研究室 弘田実弥技師

各位のご協力に対して謝意を申し上げます。

2 表

		GM- β I	GM- β II	GM-X	GM- γ
放射線の種類		β 線および γ 線	β 線および γ 線	軟 X 線	γ 線
マイカ窓厚さ	mg/cm ²	3.0~2.5	2.0 以下	32~20	
マイカ窓直径	mm	22	18	14	
使用電圧	V	1,200	1,200	1,200	1,200
一定計数域	V	250 以上	250 以上	300 以上	300 以上
一定計数型傾斜	%/V	3% 以下	3% 以下	3% 以下	5% 以下
自然計数	c/min	20	15	50	40
外 径	mm	38	38	25	25
全 長	mm	95	95	165	120
陰極直径	mm	20	20	14	20
陰 極 長	mm	30	30	110	60
備 考		比較的高エネルギーの β 線測定に使用する。 γ 線用にも利用できる。	比較的低エネルギーたとえば C^{14} S^{35} 等からの β 線測定には β I 型よりエネルギーよく使用できる。	GM 管使用のスペクトロメータ等にも使用し軟 X 線用。	γ 線や宇宙線の測定用。

2,000 Mc AM-FM 方式多重通信装置

(Westinghouse 電気会社製品の紹介)

無線機製作所

北 垣 成 一

2,000 Mc Band AM-FM System Multiplex Communication Equipment

Sei-ichi KITAGAKI

Electronics Works

Microwave multiplex communication has been taking a long stride in its progress.

It is featured by relatively low construction costs and maintenance charges in spite of high dependability, which sometimes outweigh the old wired telephony and the carrier telephony.

Mitsubishi has been in technical concert with Westinghouse and now is building 2,000 Mc band AM-FM system microwave multiplex communication equipment, which will soon be in the limelight of the circles.

1. ま え が き

戦後わが国の電気通信技術は誠に目覚ましい進歩を遂げ各方面で大きな成果を挙げつつあるが、その一つにマイクロ波多重通信がある。マイクロ波多重通信回線は、低廉な建設費ならびに保守費と、高い信頼度により、今や遠距離固定通信回線として、従来の有線通信、搬送通信回線等に代らんとする勢を示している。

さてマイクロ波多重通信装置は、その使用周波数帯・変調方式・中継方式・機器の構造等の別により各種の型式があり、回線建設に当っては、その目的・地理的条件・建設ならびに保守費・信頼度・運用等の見地より見て機器の選定はきわめて重要な問題である。

当社と技術提携を結んでいる米国 Westinghouse 電気会社 (以下 W 社と略す) の 2,000 Mc 帯 AM-FM 方式マイクロ波多重通信装置は、注目すべき多くの特長を有し、鉄道、電力会社等の私設回線用多重通信装置として最適なものと考えられる。当社においても、目下本装置の製作計画を進めつつあるので、ここに本装置の概要を紹介する。

2. AM-FM 方式と他の方式との比較

通信ケーブルあるいは電力線による搬送多重電話では周波数帯域を節約するため専ら単側帯波方式 (SSB) が

用いられる。この搬送電話信号でマイクロ波を周波数変調する多重通信方式を SSB-FM 方式と称し、数百チャンネルの通話回線を必要とする公共用通信回線として適する。この方式は周波数帯域の利用度が高く、S/N 比が大きい点が特長であるが、反面回路構成が複雑で、またきわめて特性の鋭い濾波器を必要とする等のため、装置が複雑高価となることはやむを得ない。

戦後初めて登場したパルス変調時分割方式のマイクロ波多重通信方式は、単側帯波方式で必要な高級濾波器を要しないので、装置が相当に簡易化されるが、一方同期パルス発生回路等の全通話路に共通な回路がどうしても必要となるため、全通話路同時停止の危険率が増し、また、実装通話路数の少いときでも一通りの道具立てが必要のため不経済となること、真空管に要求される規格が厳格であること、電源電圧の変動によって動作が不安定となりやすいこと、中継局において分岐回線をとることが面倒であること等の欠点があるほかに、回路技術が新しいために一般技術者になじみが少く、保守員に特別の教育が必要になる等の不利がある。

W 社の AM-FM 方式は、10 kc 置きに配置された副搬送波を各通話路の音声信号で振幅変調の後合成し、この多重合成信号でマイクロ波主搬送波を周波数変調する方式である。この方式は副搬送波の変調が両側帯波方式であるから、単側帯波方式のような鋭い特性の濾波器

が不要であり、また上述のパルス変調方式に見るような種々の欠点が無く、通話路数の増減、通信区間の延長、中継局における分岐等がきわめて容易かつ経済的に行われ、信頼度高く、機器の構造が簡単で取扱いが容易である等幾多の長所を有する。反面 SSB-FM 方式あるいはパルス変調方式に比べて、S/N 比の改善度が多少劣るがこれとても特別に苛酷な回線条件の場合を除いて、実用上充分な S/N 比が得られるから、実際には何等問題とならない。このようにこの方式は 30 チャンネル程度の私設回線用マイクロ波多重通信方式としてもっとも優れたものといえることができる。

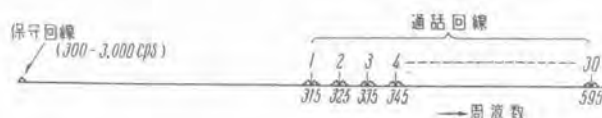
3. 性能諸元

本装置の主要性能諸元を列挙すると下記のとおりである。

1. 通信種別	電話・テレタイプ・テレメータ・模写電送・監視制御等
2. 通話路数	最高電話 30 回線+保守回線 電話 1 回線は最高 15 の電信回線に使用できる
3. 変調方式	AM-FM
4. 主搬送波周波数	1,700-2,000 Mc
5. 周波数安定度	$\pm 0.05\%$ 以内
6. 尖頭周波数偏位	± 2 Mc
7. 副搬送波周波数	305-595 kc
8. 保守回線周波数	300-3,000 c/s
9. 伝送周波数帯域	250-3,000 c/s
10. 帯域内偏差	3 db
11. 送信出力	2.5 W
12. 受信機帯域幅	6 Mc
13. 受信機雑音指数	12 db 以下
14. 中継方式	ヘテロダイン中継
15. 送受周波数間隔	50 Mc
16. 中継スパン	30 mile
17. 中継可能数	60
18. 所要電力	
端末局無線機	現用機のみ 1,010 W
" "	予備機付 1,780 W
中継局無線機	現用機のみ 1,200 W
" "	予備機付 1,960 W
多重端局装置	1 回線に付 50 W

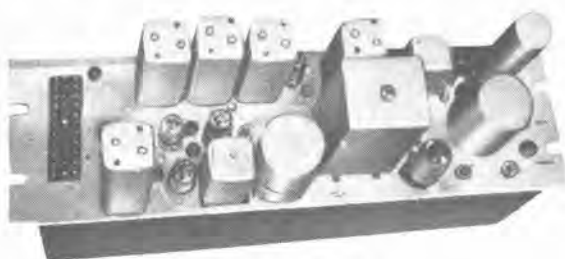
4. 多重端局装置

本機は所要回線数の音声回線パネルまたは電信受信機で構成され、試験用メータパネルと共に幅 585 mm、奥行 508 mm、高さ 2,380 mm の標準ラックまたはキャビネットに収容される。副搬送波は 1 図に示すように、305-ないし 595 kc の間に 10 kc 間隔に配置され、各通話路信号で振幅変調される。副搬送波の最低周波数は最高周波数の約 1/2 に選んであって、二次高調波歪によ



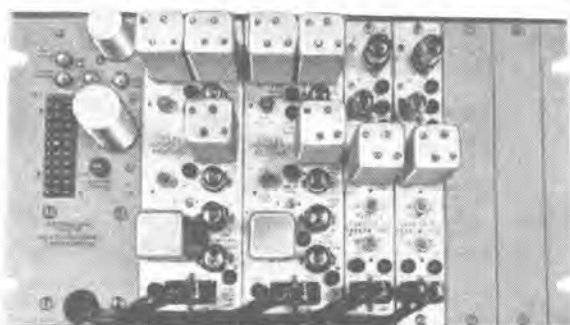
1 図 副搬送波の配置

Fig. 1. Sub-carrier frequency arrangement.



2 図 音声回線パネル

Fig. 2. Voice band panel.



3 図 電信送、受信機

Fig. 3. Carrier telegraph transmitters and receives.

る漏話を防止している。

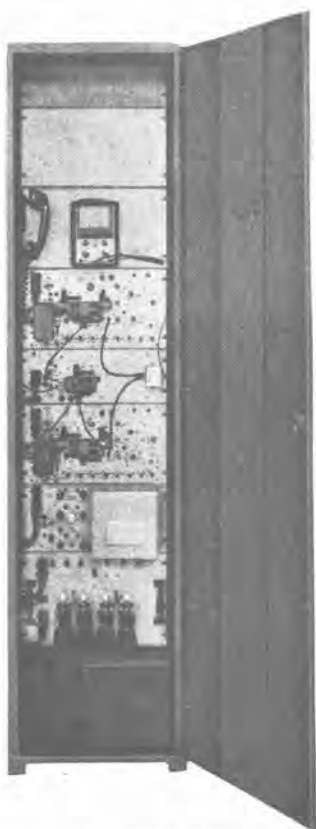
音声回線パネルは電話通信に使用されるもので、その外観は 2 図の写真に示すとおりである。本パネルは副搬送波送受信機(変調器、復調器)、信号器および独立電源等必要なすべての装置を 1 枚のパネルに収容し、各副搬送波に共通な構造である。各通話路が互に独立で、全通話路共通回路が無いから、停電および無線機の故障の場合を除き、全通話路同時停止の危険が無く、きわめて高い信頼度を有する。また最高 30 チャンネルまでは通話路数の増減がきわめて容易かつ経済的に行い得る。さらに中継局においても任意の通話回線の分岐または挿入を容易に行うことができる。音声の入出力端は 2 線式あるいは 4 線式いずれにも接続可能である。

信号(リング)は副搬送波の周波数偏位による方式を採用してあり、他回線との接続は直流中継によって行われる。

音声回線パネルの使用真空管は下記のとおりである。

6CB6	2 本	6BA6	1 本
6AL5	1 本	12AU7	1 本
12AT7	2 本	6AX5	1 本

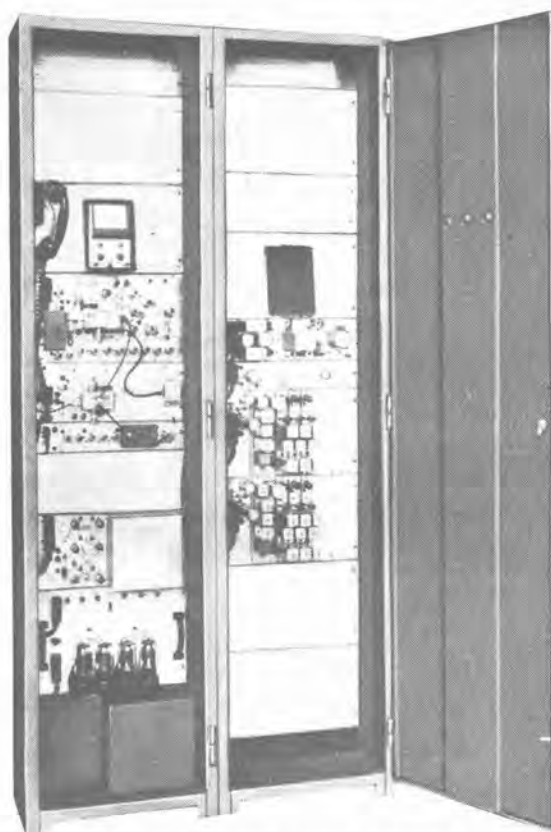
音声回線パネルには前記ラックまたはキャビネット 1 架に 15 回線分収容できる。



4 図 中継局無線機前面
Fig. 4. Front view of
repeater assembly.



5 図 中継局無線機背面
Fig. 5. Rear view of
repeater assembly.



6 図 端末局無線機および多重端局装置
Fig. 6. Terminal assembly.

電信送信機および受信機は、テレタイプ、テレメータ模写電送、監視制御等各種の目的に応じ得るもので、3 図の写真に示すように、電源装置を有する共通のフレームに数回線を装備できる構造である。電信回線は1 音声回線の帯域内で最高 15 回線まで使用できる。

5. 無線機

無線機は送受信機パネル・局部発振—変調器パネル・AFC パネル・保守回線パネル・電源装置・試験用メータパネル・冷却用送風機等より構成され、端末局、中継局ともに多重端局装置と同一の前記ラックまたはキャビネット 1 架に収容される。4 図および 5 図は中継局無線機の前面および背面の写真で、6 図は端末局無線機と多重端局装置の実装外観を示す。

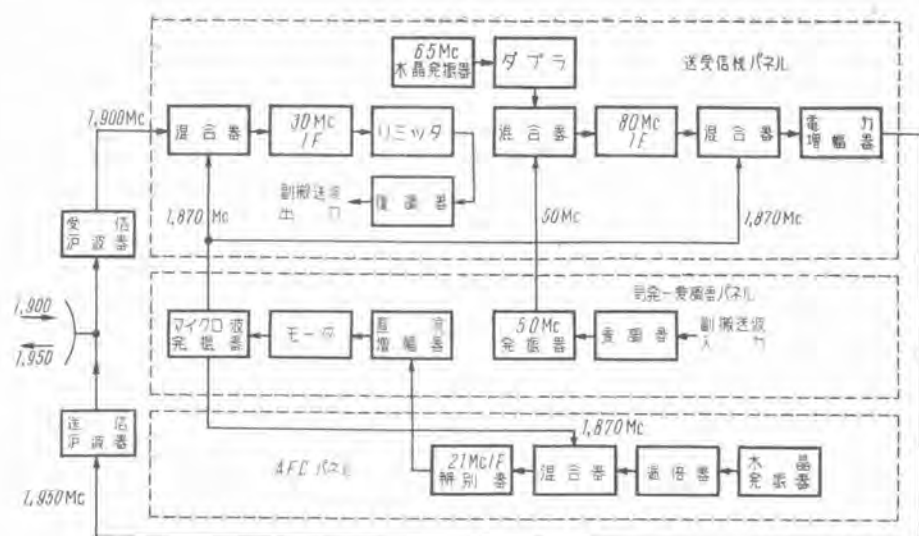
端末局無線機および中継局無線機の系統図は 7 図および 8 図に示すとおりである。

端末局では多重端局装置より導かれた副搬送波は、まず各回線の S/N 比を等化するためのプレ・エンファシスの後、恒温槽により周波数を安定化した 50 Mc の発振器を周波数変調し、これを水晶制御発振器より通倍した 130 Mc と混合して 80 Mc の中間周波とし、これをさらに水晶制御発振器により周波数を規正されたマイクロ波発振器と混合して増幅し、送信濾波器を経てアンテナより送出する。受信電波は受信濾波器を経て混合器に導かれ、上記マイクロ波発振器の出力と混合して 30 Mc の中間周波に直し、周波数弁別器で復調して副搬送波を多重端局装置に導くものである。

中継局では一つのアンテナの受信電波はまずマイクロ波発振器と混合して一旦 30 Mc の中間周波に直して増幅され、これを恒温槽により周波数を安定化した 50 Mc の局部発振器と混合して 80 Mc の中間周波に直した後、再び上記のマイクロ波発振器と混合して増幅し、送信濾波器を経て他のアンテナより送出される。マイクロ波および 50 Mc の発振器は東向および西向両方向に共通に使用される。

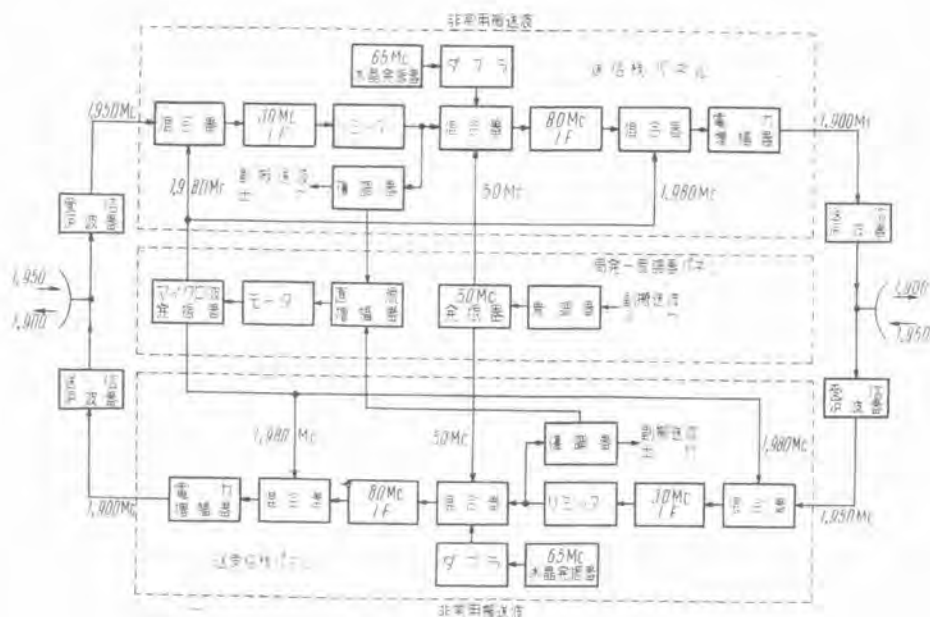
中継局ではマイクロ波発振器の出力は一方向の系路において 2 度加えられるから、このマイクロ波発振器の周波数変動は送信周波数に影響しない。送信周波数は受信周波数に 50 Mc だけ加減されたものとなり、この 50 Mc は上述のように恒温槽によって周波数を安定化してあるから、全ルートの周波数は両端末局の送信周波数のみによって規正されるわけである。したがって中継局ではマイクロ波発振器の周波数は、端末局におけるように水晶制御の必要なく、単に中間周波信号を帯域の中心に保持するための追従式 AFC を用いるだけで充分である。中継局における通話回線の分岐は、この AFC に使用される周波数弁別器より副搬送波として導き出され、また通話回線の挿入は 50 Mc 発振器を副搬送波信号で周波数変調することによって行われる。

8 図中の非常用搬送波は隣接局の故障により受信電波



7 図 端末局無線機系統図

Fig. 7. Block diagram of radio equipment at terminal station.



8 図 中継局無線機系統図

Fig. 8. Block diagram of radio equipment at repeater station.

が停止した際、受信モニタにより自動的に動作して、その方向に対しては中継局無線機は端末無線機として動作する。故障が直れば再び中継局無線機の動作に復帰する。

端末局および中継局無線機には保守回線パネルを備え局間打合電話、警報送受等の目的に使用される。保守回線は副搬送波を使用せず、その出力は前記音声回線パネルの副搬送波出力と重畳されて直接変調器に導かれる。したがって保守回線は、端末局、中継局共通通話回線として動作する。保守回線の信号および警報送受には3,500 c/s を使用している。本装置では保守回線のために業務回線を犠牲にすることなく、これを無線機と共に装備してあることは、保守回線のみを必要とする中継局におい

ではとくに有利となる。

無線機は予備機を備えることができ、この場合には予備機は保守回線パネルの代りに自動切換パネルを装備して、故障時の自動切換を行う。

本装置は端末局、中継局に共通パネルが多く、互換性に富み、ルート延長が必要な際、相互の転換が容易である。また中継局装置は他の方式の機器に比較してとくに簡単である。なお3方向のマイクロ波ルートを分岐する必要のある場合には、パルス変調方式では同期の問題が非常に面倒になるが、本方式ではこのような場合にも何等の困難がない。

6. むすび

上述のように W 社 2,000 Mc AM-FM 方式多重通信装置は、方式・構造・運用等の面で注目すべき幾多の特長を有するものであるが、さらに本装置の強みは、本機が技術的には従来の一般無線機とほとんど異なる所がなく、取扱いのために特別な

訓練を要しない点である。

本装置の欠点としては、2,000 Mc 帯を使用しているため、7,000 Mc 帯に比較すると、アンテナ利得が小さく、無饋電中継、ビーム給電等を行う場合には、大きな反射板を使用せねばならないこと、パルス変調方式と比較して S/N 比の改善度が多少劣ること等である。しかし反面フェーディングが小さく、またアンテナのビーム角が大きいから鉄塔の建設が有利であり、S/N 比の点でも特別に苛酷な条件の場合を除いて、実用上通信に必要な充分な S/N 比を確保できる。

マイクロ波アンテナとその諸問題

無線機製作所

喜 連 川 隆*

Micro Wave Antennas

Takashi KITSUREGAWA

Electronics Works

Various kinds of antenna used for micro wave communication are described. Of them paraboloid antennas are featured of their light weight and low cost in spite of several disadvantages such as having a primary radiator in front of the mirror, while lens antennas have better electrical performances than the former but their heavy weight and high cost are a drawback.

I. まえがき

最近わが国においてもマイクロ波通信が盛んになってきた。マイクロ波の定義は割合漠然としたものであって、波長数十 cm から数 mm までの電磁波の総称である。かかる波長帯においては装置の大きさが波長と同程度またはそれより大きくなるので交流回路の考えよりもむしろ空間波動の概念の方が大切になってくる。すなわちマイクロ波はいわゆる無線周波数の電波と光波との中間の性質を持っていると考えれば良い、したがってマイクロ波とは実用上導波管を使用する波長領域の電波であると思えばよい。

マイクロ波は波長が短いために回折現象が少く光のように直進する性質が著しいので光に用いられるのと同様な反射鏡やレンズで指向性の鋭いアンテナを作ることができる。

歴史的に眺めると、J. C. Maxwell (1831~1879) が光の真空中における速さが理論的に導いた電磁波の速さと全く同一であることを明にしこれによって光波と電磁波とを同一の波動と結論したのが 1873 年で、H. R. Hertz (1857~1894) が 1888 年に“Hertz の実験”によってこれを実証した。このとき Hertz の用いた電波がマイクロ波で Hertz の共振器と拋物面鏡とで現在の Paraboloid Antenna のようなものを作って反射の法則を実験し、パラフィン製のプリズムで屈折の法則をまた金属格子で電波偏向器の実験を行った。また誘電体の電波レンズの実験もすでにこの頃行われた。一方導波管の

考えも文献によれば新しいものではなく Lord Rayleigh はすでに 1897 年^①に発表している。ところが当時はマイクロ波用真空管がなかったためマイクロ波の実用的な研究は 1930 年代の中頃までほとんど中絶の状態であって 1936 年頃から米国の Bell Laboratories の G. C. Southworth^{②③}, S. A. Shelkunoff^④, M. I. T. Radiation Laboratory の W. L. Barrow^{⑤⑥⑦} 等によって導波管や電磁ラップ等のほとんど実用に近い結果が発表され始め、現在用いられている種々のレンズアンテナが発表されたのは第 2 次世界大戦終了後である^{⑧⑨⑩}。

さて説明の便宜上アンテナの Gain および実効面積なる概念を導入する。アンテナの Gain はアンテナがある方向へ輻射する電力が無指向性アンテナの輻射する電力よりもいかに大きいかを表わすものであるが Gain なる言葉は通常は輻射最大の方向に対してのみ用いられる。マイクロ波アンテナは同位相の進行電磁界の分布している任意開口平面を作ってこの面を二次的な輻射源として用いる。そしてアンテナへの実効面積 A_{eff} は最も簡単にいえばアンテナの実効電力がアンテナ開口面上で電波の伝播方向に直角の A_{eff} なる面積を通るエネルギー流に等しいということになる。これはアンテナの幾何学的な開口面積 A に能率 η を掛けたものに等しい。

アンテナの“Gain” G は電波の波長を λ とすれば

$$G = \frac{4\pi A_{eff}}{\lambda^2} = \frac{4\pi A}{\lambda^2} \eta \quad (1)$$

となる。アンテナの能率 η は 50~60% のものが最も普通である。

主に以下として通信に用いられるマイクロ波アンテナの必要条件を述べ、各種アンテナを概説しその実用例を挙げると共にその諸問題について述べる。

II. アンテナの必要条件

マイクロ波アンテナを通信に用いる時に必要な電気的条件的²⁸⁾主なものは三つある。すなわち使用周波数帯にわたってアンテナの Gain が高いこと、入力定在波率が低いこと、Back-to-Front Ratio およびアンテナ相互の Cross-Coupling 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、目方が比較的軽量でアンテナ塔の建設費が安いこと、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ないことが多いから運搬、組立、試験調整の容易なこと、わが国の現状では必要な材料が経済的に入手し易いこと、また計算が容易で特性が理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曝されているので、高温・低温・蒸気・雨雪・氷結および強風等のような不利な気候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。

1. アンテナの Gain および指向性

マイクロ波アンテナを通信に用いるとき電気的に必要な条件はまず第一に Gain が高いこと、能率が良く実効面積の大なることである。Gain が高いと Path-Loss が減少し送信出力が少なくてすむ、実効面積が大きければ小さなアンテナですむがアンテナの能率 η は 100% を越えることはない。アンテナの能率 η を下げる原因の一つは開口面における位相の不揃い、開口面上の電界振幅分布の不適當、アンテナの焦点にある Primary Feed (一次饋電輻射器) からのエネルギーが拋物面鏡あるいはレンズに当たるときのエネルギーの Spillover (溢出)、レンズ面におけるエネルギーの反射、支持索、支柱、風防膜その他電波の通路にある障害物の影響が主なものである。

ア. 開口面上の電解の位相分布

アンテナ開口面に許容し得る位相誤差の標準は $\delta\phi < \frac{\pi}{4}$ すなわち $\pm \frac{\pi}{8}$ 以内であって長さに換算すれば $\pm \frac{\lambda}{16}$ である。アンテナは一般に大きくなる程工作の寸法誤差が増大するが必要な公差は波長によって定まるからアンテナが大きく Gain の高いもの程能率 η の値の小さいのが通常である。

位相誤差があると Gain は下りビーム幅が増大する。Side-lobes (副輻射) 中のエネルギー分布は変るがその変化の向きは一定の向きではなく Side-lobes が高くなることも低くなることもあるが極小すなわち Zero Point は Zero にならなくなる傾向がある。Gain の増大は不可能であるが位相分布を適当にしてビームの形を特殊な

形にすることはレーダのアンテナ等に応用されるが学術的な興味もある。

イ. 開口面上の電界の振幅分布

アンテナ開口面上の電界位相分布が一定で電界振幅分布も一定であれば Gain は最大すなわち能率が 100% になる。しかし 1st side-lobe はやや高い、ところが傾斜照射すなわち開口の中心で最も電界が強く周辺に至る程弱ければ Gain は減少し、Main beam の幅も太くなるが Side-lobes は低くなる。

たとえば矩形開口の長いホーンのように E 面 (電気面) は定振幅分布で H 面 (磁気面) の電界振幅分布が $\cos \frac{\pi x}{a}$ なる方形開口アンテナは Main beam の E 面内の電力半値幅が $51 \frac{\lambda}{a}$ で E 面内の 1st side-lobe は Main beam と比べて -13.2 db であるが H 面においてはそれぞれ $68 \frac{\lambda}{a}$ および -23 db で、このアンテナの能率は 81% となる。ただし a は開口寸法、 λ は波長。

1st side-lobe が -13 db というのはやや高く、とくにレーダのアンテナ等においては -30 db 位が要求されるので Gain は下るが適当な傾斜照射を行う。

2. アンテナの整合

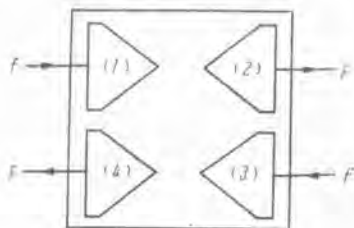
アンテナの入力インピーダンスが導波管のインピーダンスと整合しないで入力定在波率が高くなったときの主な影響は、送信信号電波の位相歪を惹き起すということである。アンテナで反射されて送信機の方へ戻りそこで再び反射されて、結局アンテナと送信機との間を一往復半してアンテナから輻射される電波の遅延に起因する²⁹⁾。また反射が余り大きいと Magnetron (磁電管) を発振管に用いているような場合にはその発振が不安定になりアンテナ迄の饋電線導波管の長いときにはとくにこのようになる。

これは Long line effect と呼ばれている。最近 Ferrite³⁰⁾ の Faraday 効果を利用した相反定理の成立しない回路が研究されている。これは挿入損失さえ少なければ非常に便利である。

アンテナの周波数特性は通常インピーダンス特性に最も顕著に現われる。

3. アンテナ間の相互結合

代表的な中継局の4台のアンテナの配置を1図に示す。



1 図 中継局のアンテナ配置図

Fig. 1. Antenna at microwave relaying station.

アンテナ(1)と(3)とは f なる周波数で受信するアンテナでアンテナ(2)と(4)とは F なる周波数で送信するアンテナである。代表的な4,000 Mc帯の超多重電話あるいはテレビ中継線すなわちわが国電々公社の東阪線、米国のTD-2 Microwave relay systemも英国のS.T.C.のものも $|f-F|=40$ Mcである。

相互結合の主な影響は受信機に現われる。アンテナ(1)がアンテナ(4)および(2)からの周波数 F の干渉を受けるのをそれぞれSide-to-Side coupling(側面結合)、およびBack-to-Back coupling(背面結合)といい、アンテナ(4)または(2)への送信のための入力に対するアンテナ(1)への同じ周波数の受信入力の比で表わす。またアンテナ(1)はアンテナ(3)に送信する隣局の送信アンテナの周波数 f の干渉をも受ける。これはBack-to-Front ratioで表わされる。

Back-to-Back couplingとSide-to-Side couplingの許容減衰量は通信方式、濾波器および中間周波増幅器の特性等に関係する。搬送波が単一のときには-60 db程度で充分であるが、電々公社の東阪線およびBell systemのTD-2 Microwave relay systemは共に3,700~4,200 Mc帯にて搬送波が上下線共に6本でBack-to-Back couplingは-125 db以下、Side-to-Side couplingは-85 db以下を要求している。

Back-to-Front ratioは要するにアンテナの背面の指向特性であって、これはアンテナに固有のものと、隣接アンテナ・樹木・建築物等周囲の物体の反射によるものとがあって^②、波長が短かければ雨が降ってもBack-to-Front ratioが悪くなる可能性がある。これはほぼ-70 db以下が望ましい。



2 図 国鉄向 7,000 Mc 帯電波伝播試験用
拋物面鏡アンテナ

Fig. 2. Paraboloid microwave antenna for
propagation test at 7,000 Mc.

III. 反射鏡アンテナ

1. 拋物面鏡アンテナ

(Paraboloid Mirror Antenna)

拋物面鏡アンテナは周知のように自動車の前燈や探照燈と全く同じ原理を用いている。拋物面鏡は金網でも電氣的には差支へないが耐久力の点で永久施設には金属板を用いている。

また鋳物は重くて値段が高い、直径3 m位まではいわれるへら押しでも作れるが、当社のものは精度を上げしかも値段を安くするためにプレス加工で作っている。

3 図(本誌7頁新製品紹介の14図)参照。

2 図の写真に示すものは昨年国鉄へ納入した7,000 Mc帯電波伝播試験用^{②③}のもので金網製で直径は2 m, Gainは6,450 Mcにて41.0 db, 能率は67%, 主ビーム幅はE面 $\pm 0.6^\circ$, H面 $\pm 0.65^\circ$, 電圧定在波率は6,450 ± 20 Mcの範囲にて1.1よりも小さい。

テレビおよび超多重電話中継用の拋物面鏡アンテナの代表的なものは英国のS.T.C.のもの^④であって、開口直径10 ft 焦点距離2.5 ftでGainは4,000 Mcにて39.5 db Gainの能率は54 ± 5 %, 入力電圧定在波率は3,600~4,200 Mcにて1.065以下、Side-lobesは-25 db以下、Side-to-Side couplingは2台のアンテナ間に遮蔽板を設けて-87 db, Back-to-Front ratioは-50~-60 dbとなっている。3 図(本誌7頁新製品紹介の14図)。写真に示すものはこれに倣いかつさらに改良を加え現在引き続き研究中の厚さ6 mmの純アルミニウム板をプレス加工して作った直径3,300 mmの4,000 Mc帯用のものでその大要は前述新製品の項にて紹介している。

ア. 拋物面鏡アンテナの長短およびその改良

設計製作がレンズアンテナと比べると容易で、重量も軽く値段も安くしかもGainの能率が高いのが拋物面鏡アンテナの特長である。

製作容易といっても許容寸法公差はレンズの外形よりも拋物面鏡の方が厳しい。反射を利用しているために寸法公差が頂点付近では2倍に、周辺で1倍に位相差に利いてくるからである。

拋物面鏡アンテナはアンテナ間の相互干渉の大きいのが欠点であるが、これはFeed Horn(一次饋電輻射器)そのものの相互干渉がその大きな部分を占めているようである。

焦点距離 F 対開口径 D の比 $\frac{F}{D}$ を小さく採るとFeed Hornの遮蔽が良くなって相互干渉は軽減されるが鏡面の周辺の照射が不十分となってGainの能率の低下を免れ得ない。Feed Hornの背面に電波吸収材料を貼りつけると相互干渉はかなり軽減できる。拋物面鏡の前縁に円筒を取り付けても良いが開口面の電磁界が乱れGainと指向性に影響を与える恐れがある。

2. Horn Reflector

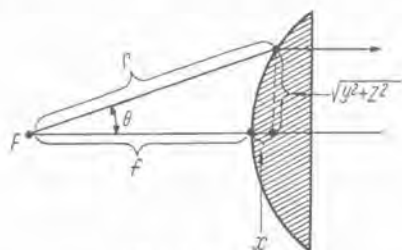
Horn Reflector (遮蔽型反射鏡アンテナ)^⑧は7図に示すように前節に述べた Offset feeding (6図)の拋物面鏡アンテナをさらに電磁ラップで遮蔽したものであって、鏡面の反射も少くまた開口の大きな Horn は反射が少いので結局アンテナ全体としての入力定在波率が非常に小さくなり、かつ前節に説明したように指向性の乱れもなく、また遮蔽しているのでアンテナ相互の干渉も少い。

Horn Reflector Antenna の欠点は同じ開口の他のアンテナよりも体積が非常に大きくなるということであって重量も当然重くなる。

フランスにて、F. M. 60~120 通話 3,500~4,000 Mc の装置に開口面積 4 m² Gain 36 db の Horn Reflector Antenna が用いられている。

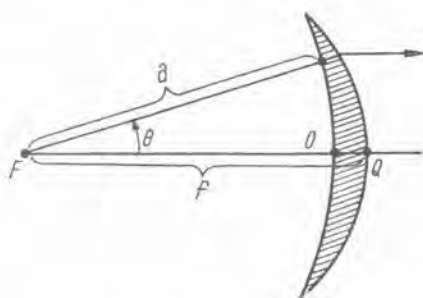
3. 多指向性の反射鏡アンテナ

8図に示すこのアンテナ^⑨は拋物線の軸に垂直な軸の回りにこの拋物線を回転させてできた曲面を有っている



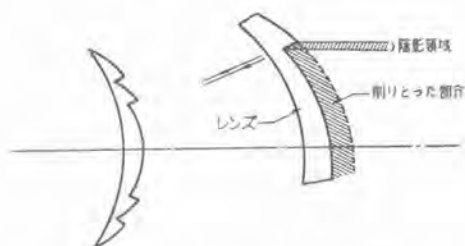
9 図 平凸レンズ

Fig. 9. Plano-convex lens.



10 図 凸凹レンズ

Fig. 10. Concave-convex lens.



11 図 レンズの段付による陰影損失

Fig. 11. Zoned lens and shadow-losses.

ので Feed Horn をある点に置いたときにうまく働けば同様な点が他にも無数にあるわけで、1 箇の反射板を用いて多方向に向ふビームをもったアンテナである。一つの局から異なる方向にある2局へ通信するには非常に便利なものであるがまた全く別の用途としてアンテナビームを走査するときにも便利なものである。

IV. レンズアンテナ

1. 均質固体誘電体レンズアンテナ

均質固体誘電体レンズは既述のように 60 年以上前にすでに実験が行われている。それは光波と電波とが全く同一の性質を有つものであることを実験的に証明するためであった。当時はパラフィン等にて作られたが現在はポリスチロールのように損失の少いもので作られる。9図のような平凸レンズの外形は

$$r - f = n(r \cos \theta - f) \quad (2)$$

より

$$r = \frac{(n-1)f}{n \cos \theta - 1} \quad (3)$$

または

$$(n^2 - 1)x^2 + 2f(n-1)x - (y^2 + z^2) = 0 \quad (4)$$

となる。ただし $n > 1$ は材料の屈折率で、離心率 n なる回転双曲面となる。また 10 図のように内面をレンズの焦点を中心とする半径 a の球面とすれば

$$n(f-a) = n(r-a) + (f-r \cos \theta) \quad (5)$$

より

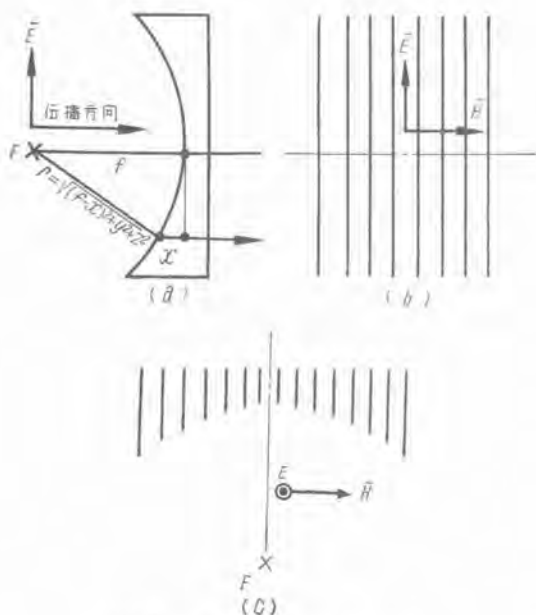
$$r = \frac{(n-1)f}{n - \cos \theta} \quad (6)$$

となる。この外形は楕円である。

レンズ表面における電波の反射は光がガラスのレンズ面で反射するのと全く同じであるから反射損失を少なくするためには写真器の増透レンズに用いられているのと同様にレンズ面を屈折率が \sqrt{n} 厚さが 1/4 波長の層で覆えばよい^⑩。

ア. レンズの段付け

均質固体誘電体レンズの欠点は嵩が高く目力重いということである。またこれにて大きなレンズは自重で歪んでしまう。高屈折材料を用うれば薄くなるが寸法公差が厳しくなりかつ表面の反射損失が増大する。これをさけるために通常 11 図に示すような段付が行われている。レンズを厚さ t_m だけ削るとレンズの中の行程は空气中に換算して nt_m だけ減少し空气中の行程が t_m だけ増大するから $nt_m - t_m = m\lambda$ 、——ただし m は整数、 λ は波長、——とすれば、位相の変化は丁度 $2m\pi$ でレンズの作用は損われないでしかもレンズを薄く軽くできる。この段付けの欠点はいわゆる陰影効果の生じることであって、11 図のように隣接する射線の間にエネルギーの全くない領域が生じる。したがって図の右方から電



12 図 導波管型レンズアンテナ
Fig. 12. Metal-plate lens antenna.

波が到来したときはこの斜線の領域中のエネルギーは損失となる。これはまた指向性を乱すものにもなる。またこの段付けは周波数特性を有つものも欠点である。

このレンズアンテナはとくに波長の短い領域で用いるときには他のレンズアンテナよりも優れているものと考えられる。

なお、上記段付けの説明から明かなように、レンズの外形寸法の公差は位相差に $(n-1)$ 倍で利いてくるが、この値は実際の場合には 0.5 前後であるから寸法公差の許容範囲が非常に緩く、III-1-A 節にて説明した反射鏡アンテナよりも工作が非常に楽である。

2. 導波管型レンズアンテナ

このアンテナは Metal-plate lens antenna と称され米国の W. E. Kock が発明したもの^{⑩⑪}であるが、英国および独乙においても同じ頃に考えられたものである。周知のように電磁波が導波管中を進行するときには自由空間を進行するときとは異なる位相速度で進行する。この性質を利用したものであって、12 図に示すように平行な金属板間を電界が金属板に平行になるように電波が進行するようにして、かつ板間を通り得る状態が H_{01} 状態のみであるように板間間隔 d を半波長よりも長く 1 波長よりも短かくしておけば、電波が板間を通るときの波長 λ_g は

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2d}\right)^2}} \quad (7)$$

となる。ただし λ_0 は自由空間波長、したがって等価屈折率 n は

$$n = \frac{\lambda_0}{\lambda_g} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2d}\right)^2} = \frac{v_0}{v_g} < 1 \quad (8)$$

1 表 1.75m×1.75m の導波管型レンズアンテナと直径 2m の拋物面鏡アンテナとの比較 (ただし中心周波数において)

	開口面積 (m ²)	重量 (kg)	Gain (db)	主ビーム電力半値幅 (°)	Back-to-Front Ratio (db)	入力電圧定在波率	使用周波数 (Mc)
導波管型レンズアンテナ	3.06	475	31	±2.3	-52	1.07	2450 より
拋物面鏡アンテナ	3.14	80	32	±1.9	-43	1.12	2700 まで

となる。ただし v は位相速度である。 n は実際の場合には 0.5~0.6 位である。これは屈折率 n が 1 より小さいから 12 図のような平凹レンズの外形は、

$$\frac{\sqrt{(f-x)^2 + y^2 + z^2}}{v_0} + \frac{x}{v_g} = \frac{f}{v_0} \quad (9)$$

より

$$(1-n^2)x^2 - 2f(1-n)x + (y^2 + z^2) = 0 \quad (10)$$

となる。これは離心率 $n < 1$ の楕円である。これを焦点を原点として極座標で書くと

$$r = \frac{(1-n)f}{1-n\cos\theta} \quad (11)$$

となる。

前節に説明したように 1 波長毎の段付けをすると m 番目の曲面は

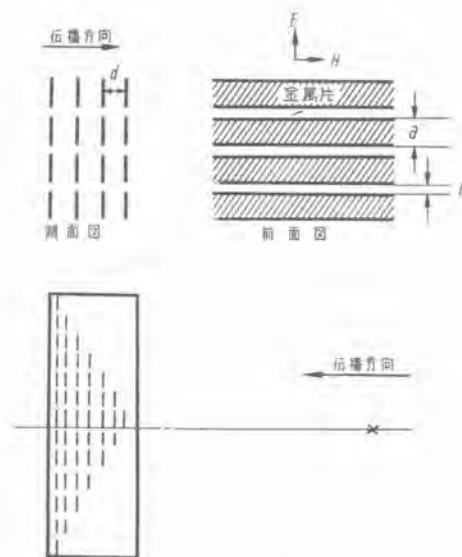
$$r_m = \frac{(1-n)f_m}{1-n\cos\theta} \quad (12)$$

ただし

$$f_m = f_1 + \frac{m-1}{(1-n)} \quad (13)$$

にて与えられる。

このレンズアンテナも均質固体誘電体レンズアンテナの場合と同様に焦点に一次輻射器を置くが、大きな電磁ラップで遮蔽してその喉をレンズの焦点に置くのが常で



13 図 金属細長片装荷擬誘電体レンズ
Fig. 13. Metal-strip delay loaded structure for microwave lenses.

ある。

ア. 導波管型レンズアンテナの長短

他のレンズアンテナと比べると機械的にかなり丈夫なことが長所であるが、(8)式で知れるように板間間隔の許容寸法公差が厳しく、かつ周波数特性の悪いのが非常に欠点である。また目方も重く値段も高い。1表は独乙の Siemens の型録に出ている抛物面鏡アンテナとの比較であるが電磁ラッパで遮蔽しているから一般の抛物面鏡アンテナよりもアンテナ間の相互干渉が少いのは当然である。このアンテナの Gain の能率は大体 40~50% が普通のものである。

3. 金属遅延レンズアンテナ

この Metallic delay lens antenna と呼ばれるものも W. E. Kock^{20,21} の発明したもので、真の誘電体中を光が通るときに起る現象を模型的に電波で起るようにした擬似誘電体を用いたものである。擬似誘電体は導体素片を三次元的に真の誘電体の結晶格子に似た構造に配列したもので、この金属素片配列体が電波に及ぼす作用は物質分子の格子が光波におよぼす作用と全く同じであって、金属素片の大きさと素片間の間隔とが波長に比べて小さければ屈折率は実質上一定になる。

導体球を用いた等方性の擬似誘電体²²も研究されているが普通のアンテナは電波の偏波面の方向がただ一つの方向に限られているので、金属素片の磁界方向の長さは任意でよいから薄い金属細長片²³を用いその長辺を磁界に平行に、短辺を電界に平行にしている。これを 13 図に示す。米大陸横断の TD-2 Relay System の 4,000 Mc のアンテナもかかるものである²⁴。このような金属細長片装荷型擬似誘電体の等価誘電率²⁵は

$$\epsilon_r = k\epsilon_s \left(1 + \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_s}} \frac{1}{\pi t} \tan \frac{\sqrt{\epsilon_s}}{\lambda} \pi a \right) \dots (14)$$

$$k = \frac{\pi t}{2d \cosh^{-1} e^{\frac{\pi t}{d}}} \quad \text{ただし } d \ll t \dots (15)$$

a = 金属細長片の短辺の長さ

t = 電気ベクトル方向に測った細長片の長辺間隔

d = 電波進行方向に測った細長片間隔

ϵ_s = polyfoam 等, spacer の誘電率

にて与えられる²⁶。この式は実験結果と非常に良く合うが、このレンズアンテナの長所を示している。すなわち金属素片の寸法が波長に比べて充分小さければ周波数特性が極めて少い。

これにて屈折面を Feed の方へ向けた平凸レンズを作るにはその外形は

$$\frac{f}{v_0} + \frac{x}{v} = \frac{\sqrt{(f+x)^2 + y^2 + z^2}}{v_0} \dots (16)$$

より

$$(n^2 - 1)x^2 + 2f(n - 1)x - (y^2 + z^2) = 0 \dots (17) (4)$$

ただし $n = \sqrt{\epsilon_r} > 1$

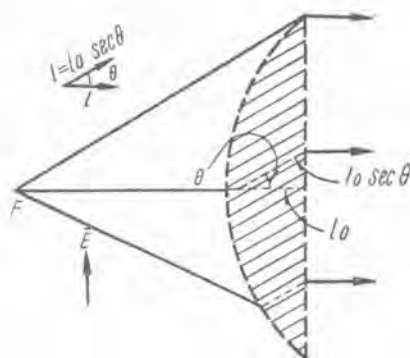
となる。これは均質固体誘電体レンズと全く同様に回転双曲面である。

このレンズアンテナの代表的なものが上記米国の TD-2 System に用いられている 4,000 Mc (7.1~8.1 cm) 帯の Metallic delay lens antenna で開口は $10' \times 10'$ (3m×3m) で厚さ $1\frac{1}{4}"$ の foamed polystyrene (多泡性ポリスチレン板、比重 $2\text{lb/ft}^3 = 1.6 \times 10^{-3} \text{ gr/cm}^3$ 、 $\epsilon_s = 1.03 \pm 0.01 \tan \delta < 3 \times 10^{-6}$) に溝を切ってアルミ箔を嵌め込んでいて、13 図にて $a = \frac{3"}{4} = 19.05 \text{ mm}$, $(a+t) = \frac{1"}{4} = 31.75$, $d = \frac{3"}{8} = 9.525$ で $n = 1.5$ である。(物質分子の大きさは 10^{-8} cm の程度で可視光線の波長は 10^{-5} cm の程度である。またレンズに用いる硝子の屈折率は 1.5~1.8 位である)。この板を 24 枚アクリル樹脂を水に分散させた接着剤で接着して積み重ね、これをテフロンにて包んで一つのブロックとし、左右各 4 計 8 箇のブロックでレンズを形成している。アルミニウム箔はレンズの理想曲面から一つおきに入出力させて、レンズ面を粗にして Feeder (饋電線) へ戻る反射が少くなるようにしてある。またこのアンテナはレンズ焦点を通して Feeder へ戻ってくる反射を少くするためにはこの外、遮蔽電磁ラッパの喉に誘導性窓を挿入し、レンズは上下半分をアンテナ軸方向に $1/4$ 波長をずらせ、レンズ軸はアンテナ軸よりも少し上向け、アンテナ前面のガラス繊維に合成樹脂を含浸させた風防膜をもアンテナ軸と傾斜させている。

開口面を有効に働かせかつレンズの厚さを薄くするために IV-1 ア. 節にて説明した段付けをしてある。この段の数は対角線上では 2 段あるが対角線から少し離れた所は 1 段である。このアンテナの Gain は 3,700~4,200 Mc にて 1 db 以内に一定で 40 db 近くあり、Main beam の電力半値幅は 2° 以下、その他詳しいことは不明であるがアンテナ間の相互干渉は電磁ラッパで遮蔽してあるから少く、II-3 節の値を満たしているものと考えられる。

ア. 金属遅延レンズアンテナの長短

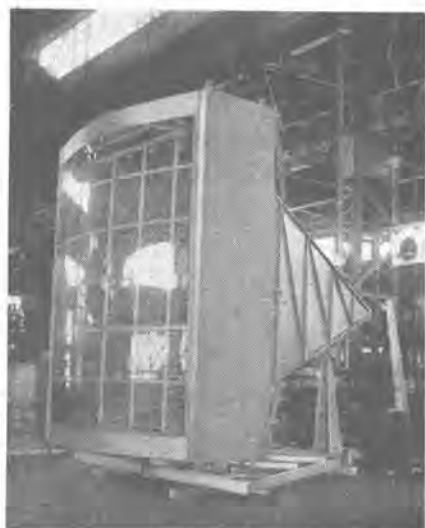
Metallic delay lens antenna は他のレンズアンテナ



14 図 パスレングスレンズアンテナ
Fig. 14. Path-length lens antenna.

ナと比べると重量が軽く、このレンズは他の型のレンズよりも真の均質固体誘電体に最も近く、しかも必要ならば軸対称のレンズも作り得るし、光学的取り扱いが最も容易で、レンズ固有の周波数特性が少いのが特長である。これはまた屈折率が一定の法則で連続的に変化する誘電体を作り得て光学では実験し得ない研究ができて面白い。

このレンズアンテナの欠点はレンズを構成する金属素片を正しく配列するための誘電体材料が経済的に得難いことで、米国の TD-2 Relay System のアンテナに用いられている polyfoam はまだ国産品がない。またこの誘電体材料は重量も極めて軽く電気的性能も優れているが、機械的に非常に弱いのが欠点で、ときと共にレンズが変形してしまう恐れがある。また極めて多数の金属素片を用いるので製作組立てに非常に厄介な人手を要することも大きな欠点である。



15 図 電々公社東阪線の 4,000 Mc パスレングスレンズアンテナ (当社製作)

Fig. 15. Path-length antenna 4,000 Mc.



16 図 通研向 10,000 Mc 帯狭ビームアンテナ
Fig. 16. Narrow beam antenna for 10,000 Mc band.

4. パス レングス レンズ アンテナ

この Path-length lens antenna も W. E. Kock により発明されたものである^⑨。IV-2 節に述べた Metal-plate lens (導波管型レンズ) では入射波の電界 E が金属板に平行で屈折現象が起るが、このパス レングス レンズは電界 E が平行金属板に垂直で電波の板間速度は自由空間速度と同一であるけれども、金属板を傾斜させて束縛通路の長さ l を直接通路の長さ l_0 よりも長くしておけば、 $\frac{l}{l_0}$ なる屈折率をもっているのと同じ結果になる。したがって 14 図のように入射波の各部に束縛通路の長さを変えて平凸レンズを作るときにはその外形は IV-1 節あるいは IV-3 節と全く同様に

$$(n^2-1)x^2+2f(n-1)x-(y^2+z^2)=0 \quad (18) \quad (17) \quad (4)$$

$$n = \frac{1}{\cos \theta}, \quad \theta = \text{金属板の傾斜角度} \quad (19)$$

にて与えられる。このレンズは板間を電界が金属板に平行な状態で電波が通らないように板間間隔を $1/2$ 波長以下に選んでおく必要がある。

このアンテナの実用化されたものは電々公社の東京—大阪 4,000 Mc マイクロ波幹線に用いられているものが恐らく世界最初であろうと思われる。これは電々公社電気通信研究所で指導の許に当社にて製作したものであって詳細はすでに発表されているが^{⑩⑪⑫}、概略は次のようである。すなわち開口径 3,700 mm, 焦点距離 3,700 mm 屈折率 $n=1.5$ (板の傾き $\theta = \cos^{-1} \frac{1}{1.5} = 48.2^\circ$) のパス レングス レンズを 3,300×2,700 に切り落したものを電磁ラップにて遮蔽しており、4 部に輪切に分割して運搬に便ならしめている。金属板は厚さ 1 mm のアルミ板である。Feeder に戻る反射を少くするためにレンズは左右半分を羽根板に沿ってレンズ軸方向に $1/4$ 波長ずらして開口の亚克力酸樹脂風防板も上下をアンテナ軸方向に $1/4$ 波長ずらしてあって;

入力電圧定在波率は 3,700~4,200 Mc にて 1.15 以下
(風防なし 1.07 以下)

Gain は東阪線 36 台の平均が 38.7 db (3,700 Mc)
39.7 db (3,950 Mc)
39.4 db (4,200 Mc)

Main beam の電力半値幅は E 面 1.1~1.2°
H 面 1.9~2.1°

Side lobes は -15~-19 db 以下

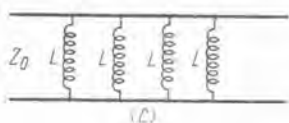
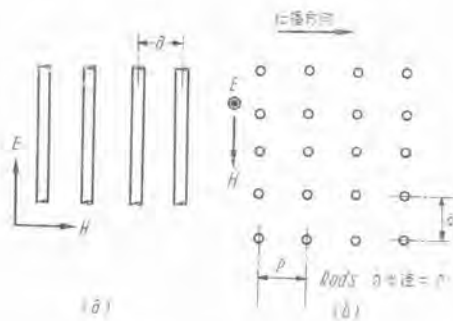
Back-to-Front ratio は -75 db 以下

Side-to-Side coupling は -85~-95 db (中心間隔 6 m)

Back-to-Back coupling は -100 db 以下

であって、テレビおよび超多重電話中継用マイクロ波アンテナとしては最も優れた性能を有しているものと考えられる。これを 15 図に示す。

また 16 図の写真は 2 本またはそれ以上の通路に分れて伝播してくる電波の到来方向を測定する Fading 研



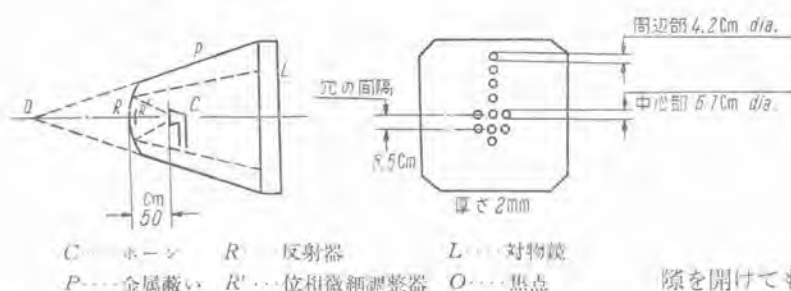
17 図 棒 レンズ

Fig. 17. Rod lens.

究用 10,000 Mc 帯特殊狭ビーム アンテナでこれもやはり電々公社電気通信研究所のご指導の許に当社で製作したものである。E 面内の主ビームの電力半値幅を $\pm 0.1^\circ$ に設計してあって、かつこのビームの方向が周期 30 秒で $+1^\circ \sim -1^\circ$ の間を振動するようになってる。レンズ開口は E 面 10 m, H 面 60 cm, 焦点距離 25 m, 屈折率 1.5 である。厚さ 0.1 mm のアルミニウム箔を Polyfoam 板の間に挿んでいるので目方も非常に軽い。

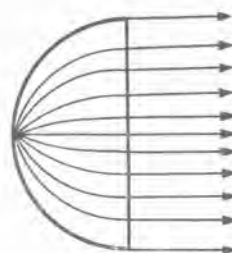
パス レングス レンズは屈折面における電波入射角によって位相角の回転量が変化するのでレンズ軸をアンテナ軸に対し少し傾ける必要があるが、その計算はまだ充分には行われていない。

周波数	3,640 Mc
レンズ面積	7 m ²
反射鏡径	1,500 mm
利得	-38.8 db $\eta = 60\%$
2θ	1.7°
Side Lobes	1st -4° -20 db
	2nd -45° -40 db
	3rd 以下 90° 以上 -50 db 以上
帯域	±160 Mc にて 1.1 以下
電磁フラップ	3,000×3,000mm (レンズ面積は 7 m ²)
レンズ枚数	7 枚 (1 枚の厚さ 2 mm)
棒 間 隔	1 波長



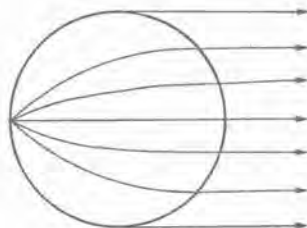
18 図 穴型レンズ アンテナ

Fig. 18. Hole type lens antenna.



19 図 半魚眼レンズの射線

Fig. 19. Ray paths in Maxwell's half fish eye lens.



20 図 ルネベルグレンズの射線

Fig. 20. Ray path in Luneberg lens.

ア. パス レングス レンズ アンテナの長所と短所

Metal-plate lens antenna と比べると板間間隔およびその平行度の公差が非常に緩く製作容易なことが長所で、Metallic delay lens antenna と比べると数千本の金属細長片の代りに僅か数十枚の羽根板で済む点が非常に長所である。また板間間隔の 2 倍よりも長い波長の電波に対しては全く周波数特性をもたないということも非常に長所であって、種々の金属製レンズ アンテナの内では最も簡単でしかも最も優れたものであると考えられるが、ただ E 面内の振幅分布が上下非対称なために Gain の能率が多少低下すると共に E 面の指向性がやや悪いのが欠点であるが実用上は差し支えない。また通信用でなくレーダのアンテナに用いる時には板の傾斜で屈折率が定るために E 面内で走査のできないのが欠点である。

5. 棒レンズ、線条レンズ

IV-3 節に述べた金属細長片装荷型の Metallic delay lens は規則的に間隔を置いて容量性窓を装荷した導波管と等価的に見ることができる。したがって誘導性棒を規則正しく装荷して屈折の性質を有するものを求めることも考えられる。すなわち 17 図のように入射波の電界 E に平行な導体棒または針金を並べたものが

Rod lens あるいは Filament lens であって、Delay lens とは全く逆にレンズ内の電波の位相速度が自由空間中の速度よりも速く屈折率は導波管型レンズ同様 0.6 位であって、レンズ外形は 12 図の導波管型レンズと全く同じく平凹レンズである。導波管の電界 E に平行な管壁に電界に平行に細

隙を開けても電波はそこから外部へ輻射しないからこのレンズは導波管レンズの金属板の代りに金属棒あるいは針金を用いたものとも考えられるが、棒間間隔が $\frac{1}{2}$ 波長

よりも狭くても良い。これは上手に作れば導波管型レンズよりも優れたものができる可能性はあるが、このレンズの欠点は導波管型レンズと同様に周波数特性が悪く帯域幅の狭いことである。また金属棒の一端が空中になければならないので金属棒を支えるのに非伝導性支持棒が必要でその電気的影響により電気的設計が厄介になる。

なお、棒レンズには遅延型のものもある。すなわち導波管に挿入した棒はその長さが自由空間波長のほぼ 1/4 よりも長いと誘導性であるがほぼ 1/2 波長よりも短いときには容量性になる。したがって IV-3 節の金属遅延レンズの金属素子に長さが半波長よりも短い金属棒を用いれば遅延型の金属棒装荷擬似誘電体レンズができる。これについては東京工大森田教授の報告²⁰⁾があるが細長片装荷型のもの (IV-3 節) よりも製作が厄介であろう。

6. 穴型レンズ アンテナ

この Hole type lens antenna²¹⁾ はフランスで発明されたもので、18 図のように金属円板を規則正しく配列した Metallic delay lens²²⁾ の丁度逆であって、電波進行方向に垂直に数枚の金属板を並べてこれに多数の円穴を開けたもので、この穴は半波長程度の大きさであるがレンズ軸を遠ざかるにしたがって穴の直径が小さくしてある。これは電波がこの穴を通過するときの位相角の回転が穴の径によって変るのを利用したもので、屈折率は導波管型レンズと同様に 0.6 位である。

このレンズ アンテナはフランスのパリーヘール間の超多重電話中継に用いられており、レンズは面積が 7 m² 厚さ 2 mm の金属板をレンズ軸方向に 1 波長の間隔を保ってレンズ軸に垂直に 7 枚並べたもので、穴の直径は中心部 6.1 cm、周辺部は 4.2 cm である。また 18 図の双曲面反射鏡の直径は 1,500 mm でアンテナ軸長を短かくするためのものである。このアンテナの Gain は 3,640 Mc にて 38.5 db、能率は 60 % である。Side

lobse (副輻射) は -20 db 以下で、Back-to-Front ratio は -50 db 以下、入力電圧定在波率は ±160 Mc にて 1.1 以下である。

電気的性能は Path-length lens antenna や Metallic delay lens antenna とほぼ同程度であるが、目方がやや重く、また焦点距離が長い (18 図のものは 6 m) ので反射鏡を用いてもアンテナ軸長が長くなるのが欠点である。しかし Gain の能率はやや高く、かつこのレンズは軸対称である点が長所である。

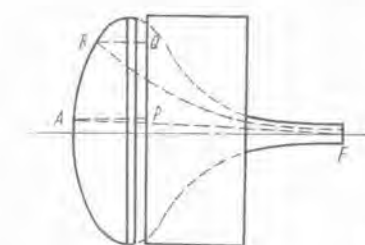
このレンズは各部の屈折率が一定でない点が他のレンズと異っていて面白い (IV-3 節参照)。かかる性質は光学レンズでは実現不可能である。余談にわたるが Maxwell の "Fish-Eye"²³⁾ というのは屈折率が球の半径方向の距離 r と共に

$$n(r) = \frac{n_0}{1-r^2} \quad (20)$$

ただし n_0 は球の周囲の媒質の屈折率

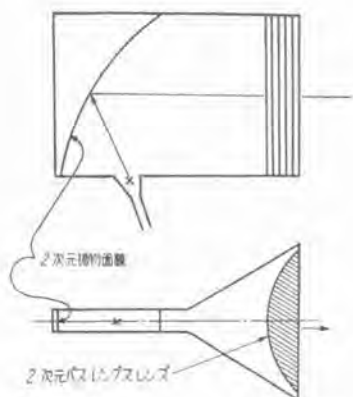
$r \leq 1$ 球の半径を 1 とする。

にて変化するもので、19 図のように球面上の 1 点より発散する射線はこの点を通る直径の他端に集るので球の



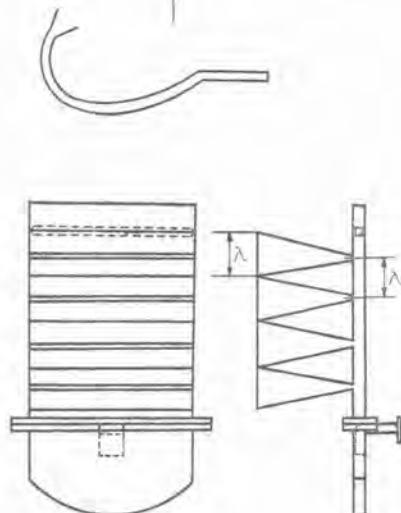
22 図 桜井式
アンテナ

Fig. 22.
Sakurai's antenna.



21 図 パスレンジスレンズの 2次元化による複合レンズアンテナ

Fig. 21. Compound lens antenna using 2-dimentional path-length lens.



23 図 長スロット励振多重ホーンアンテナ

Fig. 23. Long-slot excited multiple horn antenna.

中心を通りこの直径に垂直な面に対してはすべての射線が垂直になる。また Luneberg lens¹⁾と呼ばれるものは屈折率 n が

$$n(r) = \sqrt{2 - r^2} \quad (21)$$

で変化するもので、20 図のように球面上の 1 点から発散する光が球を出るときには平行になって出る。これらのレンズはレーダの広角度走査に用いるため研究されているものであるが学術的にも面白いものである。

V. 複合アンテナ

前章の電波レンズは総て E, H 両面の収束を同時に行っている。かかる三次元レンズは構造が複雑で製作が厄介であるばかりでなく、レンズを構成している擬似誘電体そのものが均質等方性ではないので電気設計が非常に困難で、まだ正確な計算が行われていない。したがってまた実験結果も理論的に充分には検討できず、改良は Cut and try ということになる。しかし電波レンズの研究を Cut and try で行うということは現実問題としては非常な金銭と労力とが必要である。また三次元レンズは円形のレンズを角型のラッパで Feed したり遮蔽したりしているが、これは円いレンズで四角なフィルムに写真を撮るようなものであまり感心しない。

三次元の問題はまず二次元の問題から解決するのが常道であって、W. E. Kock は二次元の金属細長片装荷遅延レンズを用いたアンテナを提案している²⁾。21 図は二次元バス レングス レンズと二次元抛物面鏡とを組み合わせたアンテナである。

このようにレンズを二次元化してこれらを組み合わせて三次元化すれば、製作が容易であるばかりではなく、計算が簡単になり改良の見通しがつけ易く Cut and try もまた楽になる。

たとえば TD-2 の Metallic delay lens antenna は IV-3 節に述べたように屈折面を粗にして反射を少くしているが、これは Feeder へ戻る反射が少くなるだけであって反射によるエネルギーの損失は少しも少くはない。ところが二次元の金属細長片装荷型擬似誘電体レンズを用いれば、S. B. Cohn³⁾ の計算のように前面と後面との細長片の幅を適当に変えればレンズ面における反射そのものが少くなることが理論的に知れるからアンテナの性能改善が理論的にも実験的にも非常に容易になる。バス レングス レンズにおいても同様にレンズ面における電波の位相角の回転は二次元問題としてはある程度解決されている⁴⁾からレンズ外形を修正することもできる。

三次元レンズ アンテナ進歩発展の過程においては二次元レンズを組み合わせた複合レンズ アンテナは実用上にも研究上にも価値のあるものである。

1. 桜井式アンテナ

これは電々公社電気通信研究所の桜井博士⁵⁾の考案にマイクロ波アンテナとその諸問題・喜連川

かかるもので 22 図のように H 面における位相はバス レングス レンズと同様に束縛通路すなわち朝顔の花弁のような薄いラッパで揃えて、 E 面の位相は二次元の抛物面鏡で揃え等位相平面を得るものである。周波数特性のないのが特長であるが、ラッパの工作がやや困難であろう。電気通信学会誌にその性能が報告⁶⁾されているが将来は有望なものと思われる。

2. 長スロット励振多重ホーン アンテナ

これは東北大学内田教授⁷⁾の考案にかかるもので、23 図の如きもので、 H 面は二次元抛物面鏡で位相を揃えて、幅の広い導波管の広い壁に管軸に垂直に広いスロットを 1 管内波長毎に切って、これにて二次元ホーンに Feed するものである。アンテナ軸方向の寸法が非常に短いのが長所であるが、本質的に周波数特性の悪いのが欠点である。しかし目的によっては充分実用になる簡易アンテナであって Gain の能率が高い。

VI. レンズ アンテナ と抛物面鏡 アンテナ との比較

各国の代表的なテレビジョンあるいは超多重電話中継回線に用いられているアンテナがそれぞれ異った種類のものであるということは興味ある事実である。すなわちわが国電々公社の東阪線はバス レングス レンズ アンテナ⁸⁾ (IV-4 節)、米国の大陸横断は金属遅延レンズ アンテナ⁹⁾ (IV-3 節)、仏国のバリー〜リール間は穴型レンズ アンテナ¹⁰⁾ (IV-6 節)、英国のマンチェスター〜カークショットは S. T. C. の抛物面鏡アンテナ¹¹⁾ (III-1 節) を用いている。各国が同じものを用いていないのは、各国とも最初のもので過去の経験がなかったためと考えられるが、今日においてもマイクロ波アンテナは進歩発展の途上にあつて容易にその優劣を決めてしまうことはできない。たとえば、米国の Bell 研究所は抛物面鏡アンテナを研究しインピーダンス整合が悪くかつアンテナ相互の干渉が少くないという結論に達し、Horn Reflector から導波管型レンズ アンテナの研究を経て金属遅延レンズ アンテナ¹²⁾に到達したが¹³⁾、英国ではこれらの問題を実用に差支えない程度に解決して現在抛物面鏡アンテナ¹⁴⁾を用いている。しかし長所と短所とを比較検討してみることは無駄ではない¹⁵⁾。

インピーダンスの広帯域整合の点では抛物面鏡アンテナも一応 S. T. C. の抛物面鏡アンテナ¹⁶⁾で解決されたが、反射の大部分は Feed Horn であるから Primary radiator (一次饋電輻射器)の研究が大切である。レンズアンテナはレンズそのものから Feed point に戻る反射は少い。たとえば電々公社東阪線の 14 図のものは風防を外せば、チヨーク フランジをつけたままでも充分 1.06 以下になる。風防膜の反射は少くはなくその支持骨と共に Gain の低下の原因にもなっているので、航空機レーダ用の Radome のように既述の増透薄膜¹⁷⁾の理を

応用したサンドウィッチ型の風防膜⁸⁾を用うことが望ましい。

Gain の能率の点では拋物面鏡アンテナは 60% 程度で現在のレンズ アンテナよりも良いが、アンテナ間の相互干渉を少なくするために反射鏡の周辺から Spillover するエネルギーを少なくするようにすると周辺の照射が不十分となって、S. T. C. のもの (54±5%) のように低下する。Horn で遮蔽したレンズ アンテナの Gain の能率の理論値は $\frac{8}{\pi^2} = 81\% = -0.9 \text{ db}$ であるが、現在用いられているレンズ アンテナは Hole type のレンズ アンテナ以外は拋物面鏡アンテナよりも Gain の能率が低い。その最も大きな原因はレンズ表面におけるエネルギーの反射である。Feed point に戻る反射はその一部分に過ぎない。これは IV-I 節および第 V 節に述べたように増透膜⁹⁾と類似の方法で少なくする必要があるが周波数特性を伴う恐れがある。しかし理論値 81% 近くに上得る可能性は存在する。

指向性およびアンテナ間の相互干渉の点では拋物面鏡アンテナは Feed Horn が反射鏡の前面に在るということが根本的な欠点で、これがために指向性が乱れ、相互干渉が大きい。また Feed Horn そのものの直接の相互干渉がアンテナの相互干渉の大きな部分を占めている。インピーダンスの不整合に関しても Feed Horn の反射が大きいから、反射鏡に Feed する方法を考えると共に現在用いられている Horn や Dipole 以外の Primary radiator の研究の必要がある。レンズアンテナにおいてはこれと全く逆に Rear feed (背面饋電) であるという点が本質的に優れていて、そのため、指向性の乱れも少く、また Horn で遮蔽しているので相互干渉も充分少い。これは遮蔽レンズ アンテナの最も大きな特長の一つである。

重量と体積との点では拋物面アンテナはレンズ アンテナよりも確かに軽くて嵩が低くて良い。しかし拋物面鏡アンテナよりも Gain の能率の高いレンズアンテナのできる可能性もあるから、レンズアンテナの方がかえって小さくなる可能性もある。

寸法精度の点では、反射鏡は工作誤差が 2~1 倍で位相差に利くのに反して、レンズ アンテナは $(n-1) \approx 0.5$ 倍で利いてくるから、レンズ アンテナの力が工作精度の点は楽である。これは反射鏡とレンズとの本質的な相異である。

値段の点ではレンズ アンテナは非常に厄介な入手を要するので、拋物面鏡アンテナの方が安くできる。これは肝心なことである。

VII. むすび

以上マイクロ波通信用の各種アンテナを概説したが、拋物面鏡アンテナの大きな欠点は Primary radiator が反射鏡の前面にあるということ、反射を利用しているために工作の許容寸法公差が非常に厳しいということ

で、最も研究の必要のあるのは Primary radiator である。しかし軽量で値段が安い、レンズ アンテナの大きな欠点は目方が重く値段が高いという点で、最も研究の必要のあるのはレンズ外形の修正とレンズ面における電波の反射の防止とである。しかし電気的性能は現在の状態では拋物面鏡アンテナよりも優れている。

最後にパスレングス レンズ アンテナについて、日本電信電話公社電気通信研究所の各位の懇切なるご指導と絶大なるご援助とを頂いたことを厚くお礼申し上げる次第である。

文 献

1. Lord Rayleigh: "On the passage of electric waves through tubes, or the vibration of dielectric cylinders" Philos. Mag. Vol. 43. p. 125, 1897.
2. G. C. Southworth: "Hyper-frequency waveguides—General considerations and experimental results" B. S. T. J. Vol. 15, p. 284, 1936.
3. J. R. Carson, S. P. Mead and S. A. Schelkunoff: "Hyper-frequency wave guides—Mathematical theory" B. S. T. J. Vol. 15, p. 310, 1936.
4. W. L. Barrow: "Transmission of electromagnetic waves in hollow tubes of metal" Proc. I. R. E. Vol. 24, p. 1298, 1936.
5. W. L. Barrow and F. M. Greene: "Rectangular hollow-pipe radiators" Proc. I. R. E. Vol. 26, pp. 1498~1519, Dec. 1938.
6. W. L. Barrow and F. D. Lewis: "The sectoral electromagnetic horn" Proc. I. R. E. Vol. 27, pp. 41~50, Jan. 1939.
7. W. L. Barrow and L. J. Chu: "Theory of the electromagnetic horn" Proc. I. R. E. Vol. 27 pp. 51~64, Jan. 1939.
8. G. C. Southworth and A. P. King: "Metal horns as directive receivers of ultra short waves" Proc. I. R. E. Vol. 27, pp. 95~102, Feb. 1939.
9. W. E. Kock: "Metal-lens antenna" Proc. I. R. E. Vol. 34, pp. 828~837, Nov. 1946.
10. W. E. Kock: "Metallic delay lenses" B. S. T. J. Vol. 27, pp. 58~83, Jan. 1948.
11. W. E. Kock: "Path-Length Microwave Lenses" Proc. I. R. E. Vol. 37, pp. 852~855, Aug. 1949.
12. J. C. Simon: "Un nouveau type de lentilles en hyper-frequencies" L'Onde Électrique 32, pp. 187~189, Avril-Mai, 1952.
13. 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.
14. H. T. Friis: "Microwave Repeater Research" B. S. T. J. Vol. 27, pp. 183~246, 1948.
15. L. Lewin, J. J. Muller and R. Basard: "Phase Distortion in Feeders" Wireless Eng. Vol. 27, p. 143, 1950.

16. L. Lewin: "Interference in Multi-Channel Circuits" Wireless Eng. Vol. 27, p. 294, 1950.
17. N.G. Sakiotis and H.N. Chait: "Ferrites at Microwaves" Proc. I.R.E. Vol. 41, pp. 87~93, Jan. 1953.
18. J.H. Rowen: "Ferrites in Microwave Applications" B.S.T.J. Vol. 32, No. 6, pp. 1333~1369, Nov. 1953.
19. H.W. Evans: "Crosstalk in Radio Systems caused by Foreground Reflections" Convention Record of I.R.E. Part 2, Section 7, pp. 59~63, 1953.
20. 小田, 丸浜, 木本: "大阪一姫路間 7,000 Mc 帯伝播試験" 昭和 28 年, 電気三学会支部連合大会予稿, p. 385.
21. 喜連川, 信岡: "マイクロ波アンテナ利得の測定" 昭和 29 年, 電気三学会連合大会予稿, p. 440.
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 Vertex-plate Matching Technique.
24. L. Lewin: "Reflection Cancellation in Waveguides" Wireless Eng. Vol. 26, No. 311, pp. 258~264, Aug. 1949.
25. 喜連川, 東野: "矩形導波管の気密窓について" 昭和 28 年, 電気三学会支部連合大会, p. 415 および三菱電機 Vol. 28, No. 4, pp. 194~196, 昭和 29 年 4 月.
26. H.T. Friis and W.D. Lewis: "Radar Antennas" B.S.T.J. Vol. 26, No. 2, pp. 219~317, April. 1947.
27. U.S. Patent #2,236,393. H.T. Friis and A.C. Beck
28. K.S. Keller: "A New Microwave Reflector" Convention Record of the I.R.E. (1953) Part 2, pp. 56~57.
29. 石黒, 三宅, 村: "薄膜の充子" 科学, Vol. 21, No. 11, pp. 570~576, 昭和 26 年 11 月.
30. 特許出願公告 昭 25-2505: "指向性空中線方式"
発明者 ウィンストン, エドワード, コック
出願人 ウェスターン, エレクトリック, カンパニー, イン,
コーポレーテッド
出願 25-1-23 公告 25-8-30
31. 特許出願公告 昭 25-3574: "伝送方式"
発明者出願人共に 30. に同じ
出願 24-12-20 公告 25-10-19
32. 特許出願公告 昭 26-821: "伝送方式"
発明者出願人共に 30. に同じ
出願 25-1-17 公告 26-2-22
33. R.W. Corkum: "Isotropic Artificial Dielectric" Proc. I.R.E. Vol. 40, No. 5, pp. 574~587, May 1952.
34. A.H. Lince: "Antennas for the TD-2" Bell Laboratories Record Vol. 30, No. 2, pp. 49~55, Feb. 1952.
35. 喜連川隆: "金属細長片装荷型擬似誘電体の等値誘電率と損失" 昭和 27 年 10 月, 電気三学会関西支部連合大会予稿, p. 138 (12~13).
36. 特許出願公告 昭 25-3573: "伝送方式"
発明者 ウィンストン, エドワード, コック
出願人 ウェスターン, エレクトリック, カンパニー, イン,
コーポレーテッド
出願 24-9-22 日本特許第 185,813 号 公告 28-10-19
37. 通研: "完成したパス レングス レンズ空中線" 通研月報 Vol. 5, No. 12, pp. 613~614, 昭和 28 年 12 月.
38. 竹内, 河津, 大橋: "パス レングス空中線" 昭和 28 年, 電気三学会支部連合大会予稿, p. 401.
39. 竹内, 河津, 和田, 小口, 大橋: "パス レングス レンズ アンテナ" 通研実用化報告 Vol. 2, No. 2, pp. 172~207, Aug. 1953.
40. 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専門研究委員会資料, 昭和 29 年 4 月 9 日.
41. A.B. Cramford and W.C. Jakes: "Selective Fading of Microwaves" B.S.T.G. Vol. 31, No. 1, pp. 68~90, Jan. 1952.
42. D.G. Kiely: "Path-Length Microwave Lens" Wireless Eng. Vol. 28, No. 335, pp. 248~250, Aug. 1951.
43. K. Hurrel: "Ausleuchtung und Strahlungseigenschaften von Microwellen-Linsen" F.T.Z. Vol. , Heft 7, pp. 332~337, Juli, 1953.
44. J.F. Carlson and A.E. Heins: "The Reflection of an electromagnetic Plane wave by an infinite set of plates, I" Jour. App. Math. Vol. 4, No. 4, pp. 313~329, Jan. 1947.
45. 同上 Part II, 同上 Vol. 5, No. 1, pp. 82~88, April, 1947.
46. J. Brown and A. Macleese: "Preliminary Report on the Rodded Lens" R.R.D.E. Report 348.
47. G.G. Macfarlane: "Surface impedance of an infinite Parallel-wire grid at oblique angles of incidence" Jour. I.E.E. Vol. 93, Part III A, pp. 1525~1946.
48. 森田, 関口, 島村, 藤本: "導波棒アンテナ系誘電体による電波レンズ" 昭和 29 年, 電気三学会連合大会予稿 [3] p. 438.
49. S.S.D. Jones and J. Brown: "Non-homogeneous lens" Proc. of a Conference on Centimetric Aerials for Marine Navigational Rader (15~16th June, 1950, London) pp. 69~79, 1952.
50. S.S.D. Jones: "A wide Angle Microwave Radiator" I.E.E. Vol. 97, Part III, No. 481, pp. 255~258, 1950.
51. S.B. Cohn: "Analysis of the Metal-strip Delay Structure for Microwave Lenses" J. App. phys. Vol. 20, No. 3, pp. 257~262, March, 1949.
52. 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.
53. 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.
54. 内田, 平野: "マイクロ波多重ホーン アンテナ" 電気通信学会誌, 第 36 巻, 第 352 号, pp. 486~489, 昭和 28 年 9 月.
55. J. Brown and S.S.D. Jones: "Microwave lenses" Electronic Eng. (London) pp. (127~131) (183~187) (277~231) (264~268) (358~363) (429~434) April~July, Sept. Oct. 1950.
56. Cady, Karelitz and Turner: "Radar Scanners and Radomes" M.I.T. Radiation Laboratory Series Vol. 26, (1951).
57. S. Silver: "Microwave Antennas Theory and Design" M.I.T. Radiation Series Vol. 12, (1949).
58. S.A. Schelkiniovff and H.T. Friis: "Antennas Theory and Practice" John Wiley & Sone, Inc. (1952).
59. D.W. Fry and F.K. Goward: "Aerials for Centimeter Wave-lengths" Cambridge University Press (1950).

超短波送信機の不正電波阻止出力同調回路

本社 薄井 廉介*

無線機製作所 津村 隆**

武居 明***

Output Tuned Circuit for Preventing Spurious Radiation in Ultra Short Wave Transmitter

Rensuke USUI Takashi TSUMURA - Akira TAKEI

Head office

Electronics Works

With the prevalence of Very High Frequency Radio Equipment, the reduction of spurious radiation from transmitters has turned to be an important problem. A circuit using Mitsubishi VHF transmitter built taking this point into consideration is accounted for herein with respect to the design and actual examples. The employment of this circuit enables the equipment to match any impedance within the circular domain of SWR=2, and also to attenuate the harmonics and spurious radiation more than 20 DB.

1. まえがき

超短波送信機からの高調波、その他、不正電波輻射強度は日本電波法により、-40 db 以下と規定されているが、普及の一途を辿る実用面からは、所要搬送波強度より -60 db 以下を要求されるようになってきた。

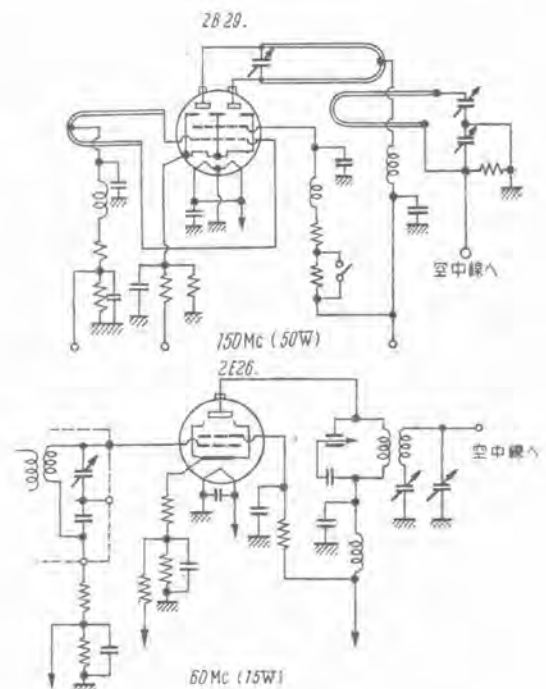
所要搬送波周波数より低い周波数、すなわち通倍回路に起因する不正電波輻射に対しては、各回路を電氣的、機械的に注意深く設計し⁽¹⁾、高調波輻射に対しては、出力回路に挿入損失の少ない帯域、または低域濾波器を挿入する方法⁽²⁾等がある。しかし移動用無線機等の場合、負荷となる空中線との整合が理想的に行われることは少く出力回路としては衆知のように、定在波比2の円領域中の任意のインピーダンスの負荷に整合可能でなければならない。それ故、普通に用いるような濾波器を出力回路に用いた送信機は、実用面において調整に困難を来すのみならず濾波器自体の挿入損失を少くし、かつ苛酷な物理的周囲条件の下にその性能を維持させることは極めて困難である。このような目的に対しては、簡単な回路素子を用い、高調波輻射減少に効果的で、しかも上記インピーダンス円領域中の任意の負荷に整合可能な出力回路を採用しなければならない。

ここに当社が LSV-50 A (150 Mc), FS-1 (150 Mc) FN-1 (60 Mc) 等の超短波送信機に採用し高調波輻射 -60 db 以下の性能を確保できた1図のような回路について、その設計指針、ならびに設計実例を記し、ご参考供したい。

2. 設計指針

饋電線の波動インピーダンスが Z_0 で、饋電線上の定

在波比（電圧または電波分布の最大値と最小値の比）が S あるいはそれ以下であるとすれば、空中線インピーダンスはインピーダンス面において、その中心が実軸上にあって、実軸を Z_0/S , および SZ_0 で截る2図のような円内でなければならない。したがって送信機出力回路の整合可能なインピーダンス領域は2図の円領域を含んでいなければならない。



1 図 送信機出力回路

Fig. 1. Transmitter out put circuit.

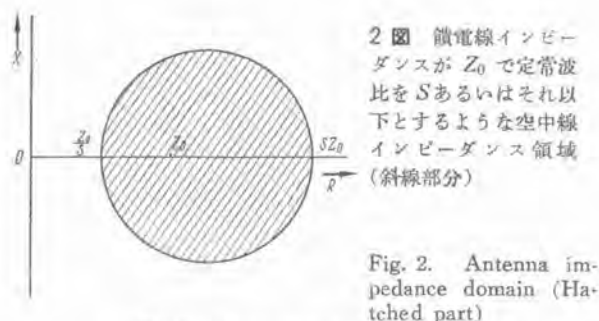
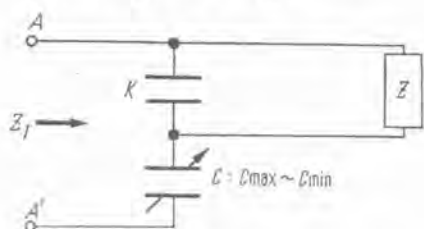


Fig. 2. Antenna impedance domain (Hatched part)



3 図 出力等価回路
Fig. 3. Equivalent out put circuit.

いま 3 図において \$Z\$ を負荷とし、\$K\$ および \$C\$ なる二つの蓄電器を含む回路の \$AA'\$ 端子から右側を見たインピーダンスを \$Z_1\$ としたとき、\$Z\$ が 2 図の円周上を変化して行った場合の \$Z_1\$ の変化を考えると

$$Z_1 = \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{\frac{1}{Z} + j\omega K}$$

$$= \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{j\omega K} + \frac{1}{(\omega K)^2} \cdot \frac{1}{Z + \frac{1}{j\omega K}} \quad \dots\dots\dots (1)$$

\$Z = x + jy = x_0 + re^{j\theta}\$ で表わされるから \$Z_1\$ は円となり
\$Z_1 = X + jY\$ とすれば

$$\left\{ X - \frac{x_0}{(\omega K)^2(x_0^2 - r^2) + 1} \right\}^2$$

$$+ \left\{ Y + \frac{(\omega K)(x_0^2 - r^2)}{(\omega K)^2(x_0^2 - r^2) + 1} + \frac{1}{\omega C} \right\}^2$$

$$= \left\{ \frac{r}{(\omega K)^2(x_0^2 - r^2) + 1} \right\}^2 \quad \dots\dots\dots (2)$$

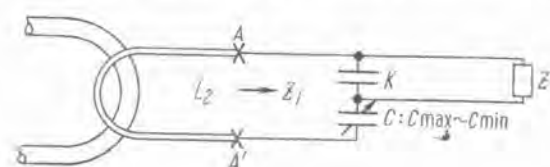
なる円方程式を得る。

\$Z\$ 円上の各点との対応点を見るために、\$X, Y\$ を \$x, y, c, K\$ で表示すると、(2) 式より

$$X = \frac{x}{(\omega K)^2\{x^2 + (y - 1/\omega K)^2\}} \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$Y = -\frac{(1/\omega K + 1/\omega c) - 1/(\omega K)^2 \cdot \frac{y - 1/\omega K}{\{x^2 + (y - 1/\omega K)^2\}}}{\dots\dots\dots} \quad \dots\dots\dots (4)$$

を得る。3 図の \$Z_1\$ は、4 図に示すように \$L_2\$ を通し



4 図 出力回路
Fig. 4. Out put circuit.

て陽極回路に結合しているから、二次回路の \$AA'\$ より左側のインピーダンスは \$\omega L_2\$ であり、これと \$Z_1\$ とを \$C\$ を変化させることによって所要搬送波周波数に同調させる。

4 図の \$C\$ の変化範囲を、\$C_{min} \sim C_{max}\$ とすれば、

$$\omega L_2 = \frac{\omega K(x_0^2 - r^2) + r}{(\omega K)^2(x_0^2 - r^2) + 1} + \frac{1}{\omega C_{max}}$$

$$= \frac{\omega K(x_0^2 - r^2) - r}{(\omega K)^2(x_0^2 - r^2) + 1} + \frac{1}{\omega C_{min}}$$

これより \$C\$ の範囲を決める次式が得られる。

$$\frac{C_{max} - C_{min}}{C_{max} \cdot C_{min}} = \frac{2r\omega}{(\omega K)^2(x_0^2 - r^2) + 1} \quad \dots\dots\dots (5)$$

\$C\$ の変化により与えられる同調はリアクタンス分に対するものであって、抵抗分に対しては結合係数を変化させることによって整合を完成させることができる。

3. 設計实例

5 図に示した出力一次等価回路において

\$C'\$ = 出力管電極容量 + 漂遊容量 + 同調蓄電器容量 = 12 pF

\$F\$ = 所要搬送波周波数 = 150 Mc

とすれば、

$$1/\omega C' = 88.8 \, \Omega$$

$$L_1 = 0.0943 \, \mu H \quad \text{となる。}$$

また 4 図の \$K\$、および \$C\$ をそれぞれ

$$K = 30 \, \text{pF}$$

$$C = C_{max} = 20 \, \text{pF}$$

とすれば

$$\omega K = 2.826 \times 10^{-2}$$

$$(\omega K)^2 = 8 \times 10^{-4} \quad \text{となる}$$

また、負荷側インピーダンス円は、饋電線の波動インピーダンスを \$75 \, \Omega\$ とし定在波比 2 以下 (\$VSWR \leq 2\$) とすると 6 図のようになるから、同図より

$$x_0 = 93.75$$

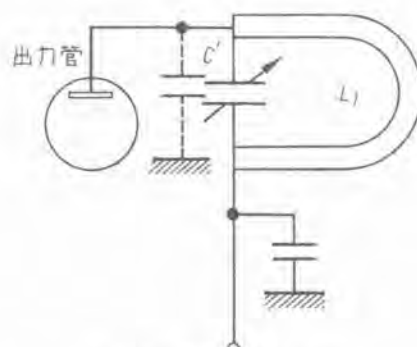
$$r = 56.25$$

が得られる。これらを (5) 式に代入すれば

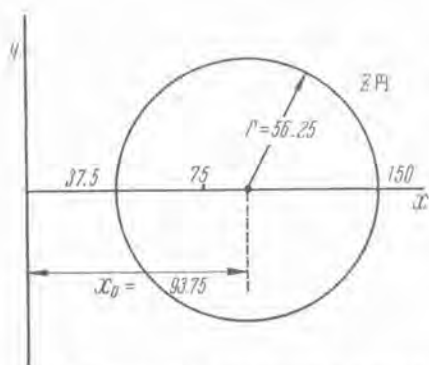
$$\frac{C_{max} - C_{min}}{C_{max} \cdot C_{min}} = 0.01925 \times 10^{-12}$$

となり

$$C_{min} = 14.45 \, \text{pF} \quad \dots\dots\dots (6)$$



5 図 出力管陽極回路
Fig. 5. Plate tank circuit.



6 図 饋電線波動インピーダンス=75Ωで定常波比=2の負荷インピーダンス円

Fig. 6. Load impedance circle of
Feeder characteristic impedance=75Ω
Standing wave ratio=2

が求められる。また、 L_2 については

$$\omega L_2 = \frac{\omega K(x_0^2 - r^2) + r}{1 + (\omega K)^2(x_0^2 - r^2)} + \frac{1}{\omega C_{\max}} = 92 \Omega$$

$$\therefore L_2 = 0.0976 \mu\text{H}$$

が求められる。

つぎに Z 円に対する Z_1 円の対応点を考えて見る。

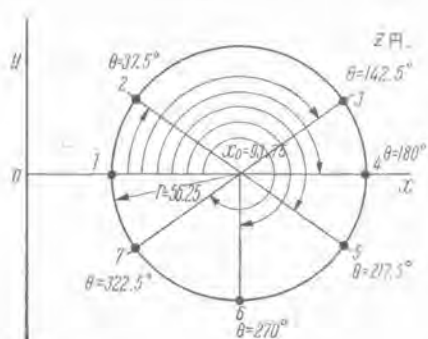
(2) 式によると C を変化させたときには Z 円の中心の Y 座標のみ変化するから、まず $1/\omega C \rightarrow 0$ の場合を考えると、(3) および (4) 式から

$$X_1 = \frac{x}{(\omega K)^2(x^2 + (y-1/\omega K)^2)} \quad (7)$$

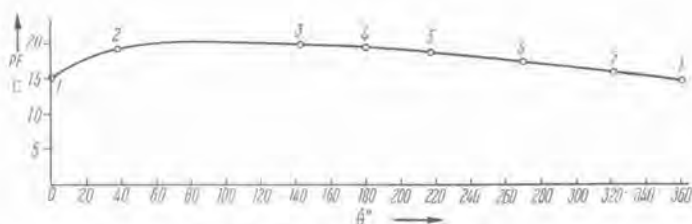
$$Y_1 = -\frac{1}{(\omega K)^2} \frac{y-1/\omega K}{x^2 + (y-1/\omega K)^2} \quad (8)$$

いま、7 図のように Z 円上に 7 箇の点を探り、おのおのの Z_1 円上の対応点を (7) および (8) 式によって計算すれば、

1. $\theta=0$	$\begin{cases} x=37.5 \\ y=0 \end{cases}$	$\begin{cases} X_1=17.7 \\ Y_1=-18.9 \end{cases}$
2. $\theta=37.5^\circ$	$\begin{cases} x=48.75 \\ y=33.75 \end{cases}$	$\begin{cases} X_1=25.7 \\ Y_1=-34.7 \end{cases}$
3. $\theta=142.5^\circ$	$\begin{cases} x=143.35 \\ y=33.75 \end{cases}$	$\begin{cases} X_1=8.78 \\ Y_1=-35.5 \end{cases}$
4. $\theta=180^\circ$	$\begin{cases} x=150 \\ y=0 \end{cases}$	$\begin{cases} X_1=7.9 \\ Y_1=-33.9 \end{cases}$
5. $\theta=217.5^\circ$	$\begin{cases} x=118.75 \\ y=-33.75 \end{cases}$	$\begin{cases} X_1=7.18 \\ Y_1=-31.0 \end{cases}$



7 図 Z 円上の 7 箇の点
Fig. 7. Point on Z circle.



9 図 7 図の各点に対する C の値
Fig. 9. Capacity of Correspond to the 7 points.

6. $\theta=270^\circ$	$\begin{cases} x=93.75 \\ y=56.25 \end{cases}$	$\begin{cases} X_1=6.8 \\ Y_1=-29.0 \end{cases}$
7. $\theta=322.5^\circ$	$\begin{cases} x=48.75 \\ y=-33.75 \end{cases}$	$\begin{cases} X_1=8.45 \\ Y_1=-23.7 \end{cases}$

以上の結果をグラフに書き表わすと 8 図のようになる。図中の各番号は 7 図の Z 円の各番号の点に対する Z_1 円の対応点を示している。図より Z_1 円について

$$\text{半径} \quad R_0=10.2$$

$$\text{中心の } X \text{ 座標} = 17.0 = X_0$$

$$\text{中心の } Y \text{ 座標} = 28.7 = Y_0$$

が求められる。いまそれぞれが同調の条件を満足するに要する C の変化を 7 図の θ に対して計算すると、9 図のようになる。すなわち $C_{\max}=20 \text{ pF}$ 、および (6) 式による $C_{\min}=14.45 \text{ pF}$ の変化でカバーできることが示される。すでに述べたようにこの 7 箇の各点は C の変化に対して単に Y 軸と平行に移動するに過ぎないので整合を完成させるために結合係数について考えて行かなければならない。

各 θ に対する結合係数を計算するに当って出力回路が 5 図のような single tube の場合。

出力=50 W 直流陽極電圧=500 V 陽極交流実効電圧 $E_{\text{eff}}=250 \text{ V}$ と仮定すると

等価並列負荷抵抗は

$$R = \frac{E_{\text{eff}}^2}{\text{出力(Watt)}} = \frac{250^2}{50} = 1250 \Omega$$

また、結合係数は

$$k = \sqrt{k_1 k_2} \quad (9)$$

$$\text{ここに} \quad \frac{1}{k_1} = \frac{R}{\omega L_1} = R \cdot \omega C'$$

いま、 $R=1250 \Omega$ 、 $\omega L_1=1/\omega C'=88.8 \Omega$ 、であるから

$$\frac{1}{k_1} = \frac{1250}{88.8} = 14.1 = \frac{1}{0.071}$$

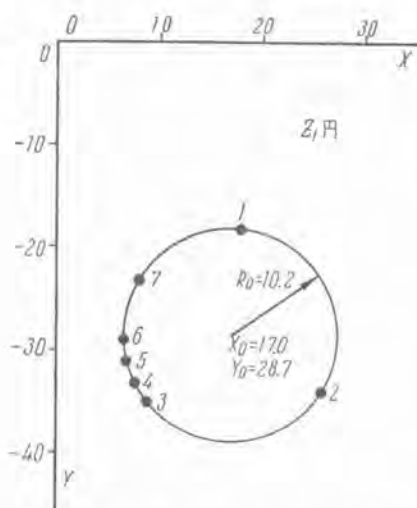
$$\therefore k_1 = 0.071 \quad (10)$$

つぎに、 k_2 は θ の変化に対して変化し、最大および最小値は

最大負荷抵抗の場合

$$k_{2\max} = \frac{X_0 + R_0}{\omega L_2}$$

最小負荷抵抗の場合



8 図 Z 円上の 7 箇の Z_1 円上の対応点
Fig. 8. Corresponded points for the 7 points.

$$k_{2\min} = \frac{X_0 - R_0}{\omega L_2}$$

となる。 ωL_2 は既述のとおり 92Ω であるから 8 図の X_0, R_0 を上式に代入すれば

$$k_{2\max} = \frac{27.2}{92} = 0.296 \dots\dots\dots (11)$$

$$k_{2\min} = \frac{6.8}{92} = 0.074 \dots\dots\dots (12)$$

(10) (11) および (10) (12) の値を (9) 式に代入すれば

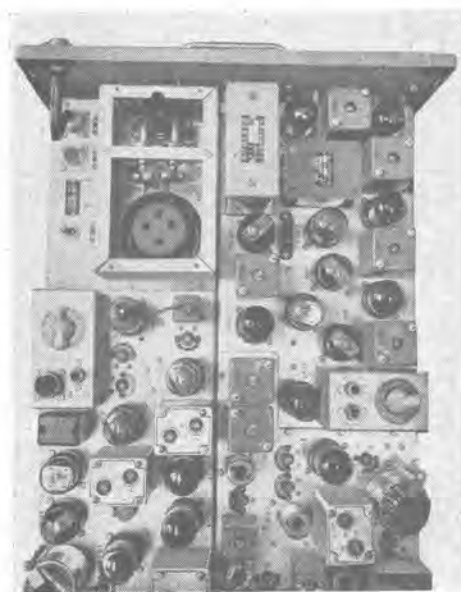
$$\text{最大負荷抵抗の場合} \quad k = 0.145 \dots\dots\dots (13)$$

$$\text{最小負荷抵抗の場合} \quad k = 0.0721 \dots\dots\dots (14)$$

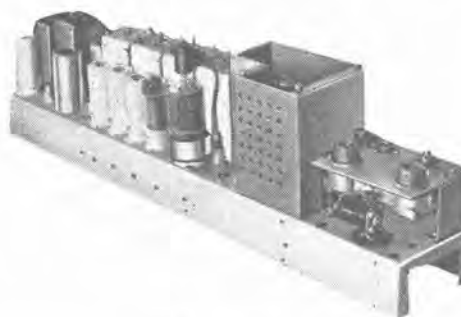
が求められる。機器設計に当っては (13) (14) の範囲をカバーし得るような可変結合機構を採用すればよろしい。出力回路が push pull の場合には E_{eff} を 2 倍にして計算すれば良い。

以上のような計算によって得られた結合系数が、もし大き過ぎるときには、 $K, C_{\text{max}}, C_{\text{min}}$ の選定をやり直す必要がある。また小さ過ぎるときには回路の自己損失が多くなるので k_1 を大にすれば良くこのためには同一出力に対して E_{eff} を下げるのが好都合である。このようなときには push pull 接続を single にするか、陽極電圧を下げる方法がある。

k_{\max} が大き過ぎる場合、あるいは k_{\min} が小さ過ぎる場合には饋電線を $\lambda/4$ の長さだけ伸すことによって特性を反転させることができる。すなわちこれにより k の



12 図 使用例その 1
Fig. 12. Practical exampl.



13 図 使用例その 2
Fig. 13. Practical exampl.

調整範囲を $1/\sqrt{2}$ に狭めることが可能である。

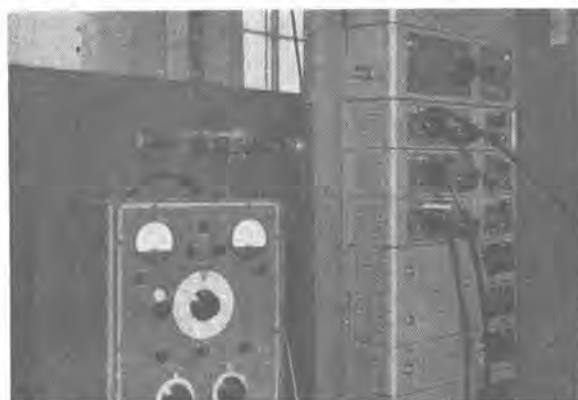
4. むすび

以上二次回路に直列、並列蓄電器を挿入し高調波輻射量の減少を計った出力回路につき説明した。実際の高調波その他、不正電波輻射は空中線、饋電線、架設状況によって様ではないが、送信機自体の不正電波輻射は送信機出力回路に低調波から所要搬送波、高調波に至る全周波数帯に涉って純抵抗とみなし得る負荷を接続して出力を吸収しそのエネルギーを減衰器を通して分析し所要搬送波強度との比として測定される。10 図および 11 図は当社製の測定装置を示す。この装置によって測定した結果 K を挿入しない場合よりも高調波輻射量を -20 db 以上減衰させることができた。また 12 図および 13 図はここに述べた回路を使用した当社製超短波送信機の例であって、いずれも高調波輻射量 -60 db あるいは -70 db 以下を保証されている。

本稿を終るに当り、計算その他に協力された山口哲夫技師に感謝の意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 周波数通倍器の発生する不要電波の一計算法
阪本・田宮・安東氏
電通学誌 昭 25-8
- (2) A. R. R. L. Hand Book 27 th Edition 1950 p.336.



10 図 不正電波輻射測定器
Fig. 10. Radiation test equipment spurious.



11 図 広帯域無反射負荷
Fig. 11. Dummy load

電力線保線用 VHF 無線電話装置

関西電力株式会社 九井憲治 三宅順夫 小畑嘉造

三菱電機無線機製作所 岡谷重雄* 奥村 徹*

V. H. F. Radio Telephony Equipment for the Maintenance of Power Lines

Kenji KOKONOI • Jun-o MIYAKE

Shigeo OKAYA • Toru OKUMURA

Yoshizo KOBATA

Kansai Electric Company Incorporated

Electronics Works

Mitsubishi 150MC-Very-high-frequency/FM radio-telephony equipment has been adopted for the maintenance of power lines in building Maruyama Power Station, the Kansai Electric Company Incorporated, for the wired telephone is liable to receive damages concurrently with the power line failure, failing the duty in the very moment. The portable radio-telephone is loaded on a maintenance truck and is successfully used for keeping communication with the base station during the disaster, which serves for the speedy restoration of the line in failure.

1. ま え が き

関西電力株式会社では今回丸山発電所開発と共に、丸山幹線（丸山—北方間延長 52 km）および北方—三重線（美濃幹線のルート変更）を新設したがこの送電線保守用としては独立電話線を新設せず移動無線自動車のパトロールによる保守を計画しこの程三菱電機製 VHF/FM 無線機の設置を完了したのでその概要を紹介する。

2. 送電線保守用移動無線採用の理由

従来新設送電線にはかならず保安電話として独立電話線と約 10 ないし 15 km 毎に 2 戸 1 棟の散宿所を設置してきたが、今回この慣例を一擲して移動無線自動車を駆使することにより上記独立電話線（以下独電と略す）および中間散宿所を廃し保線区に保守員を集中したがその理由としては

ア、独電は送電線に比べ脆弱で故障、盗難等が多く保守に手間が掛り保線区業務量の 50% 以上、所によっては 70~80% まで電話線の保守に費されておりさらに風水

害等天災事故に際してはほとんど通話不能といえる現状であり、電話線を廃し無線電話とすることにより保守員の負担が軽減され非常災害用の電話も兼ねる。

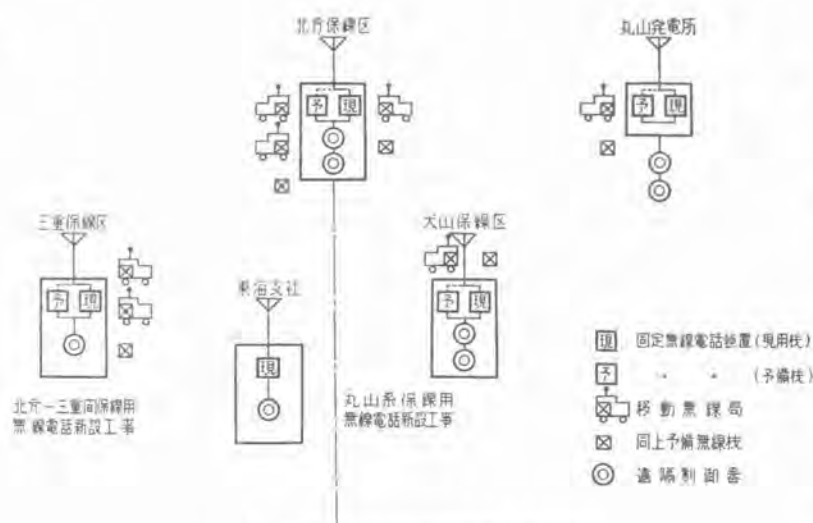
イ、山間僻地に保守員を散在せしめることは本人および家族の日常生活の苦勞や集中活動の能率を妨げること等を考えると不利である。

ウ、徒歩一辺倒の巡視方法を廃し自動車による機動力を発揮することにより人員、資材のスピーディな輸送ができ日常巡回や事故復旧が時間的にも労働量からも非常に軽減され人員の節約が可能となる。

エ、独電に比べ建設費が安い
等が挙げられる。本方式は送電線保守用として画期的なものですでに東北電力の日和田—平間送電線でこの方法を実施して成功しており、関西電力のモデルケースとして丸山幹線および北方—三重線に本方式を採用した。

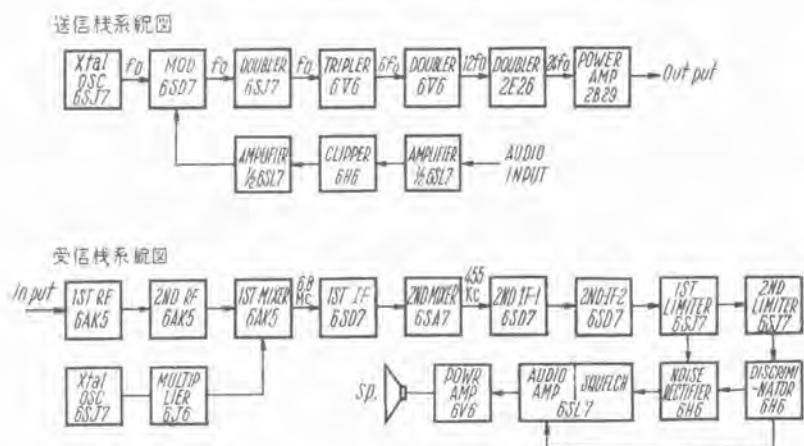
3. 施設の概要

丸山幹線、北方—三重線両線保線用無線は同一周波数を使用し両者が総合された一つの無線系統となっており、



1 図 保線用無線電話新設工事系統図

Fig. 1. Block diagram of new network of radio telephony for maintenance service



2 図 送信機系統図受信機系統図

Fig. 2. Block diagram of transmitters and receivers.

その施設概要を1図に示す。

移動局は自動車および無線機の故障の場合を考え一保線区に2台以上置くべきで丸山の2台の中1台は親保線区である大山に置き他線路保守への活用を考え大山にも基地局を併置した。

4. 各機の仕様概要

ア. 基地局

各基地局はいずれも現用および予備機を有し(ただし東海支社は現用のみ)現用機故障発生時において予備機に切換え得るようにし通信系の中断を極力防止した。電源はいずれも交流 200 V を使用した。

以下仕様の大略を記すとつぎのとおりである。なお本機は三菱電機 VHF/FM 機の標準機を基準とし現用予備の切換その他若干の改良を行ったものである。

(1) 送受信装置

現用機予備機共 150.69 Mc の FM 送受信機で送信出力の定格は 50 W である。

現用機予備機は一対となって基地局を構成し各機にはそれぞれ調整修理の際独立に操作のできる制御部がついている。

電源は 240 V ないし 180 V 可変で 100 V でも動作し得る構造となっている。

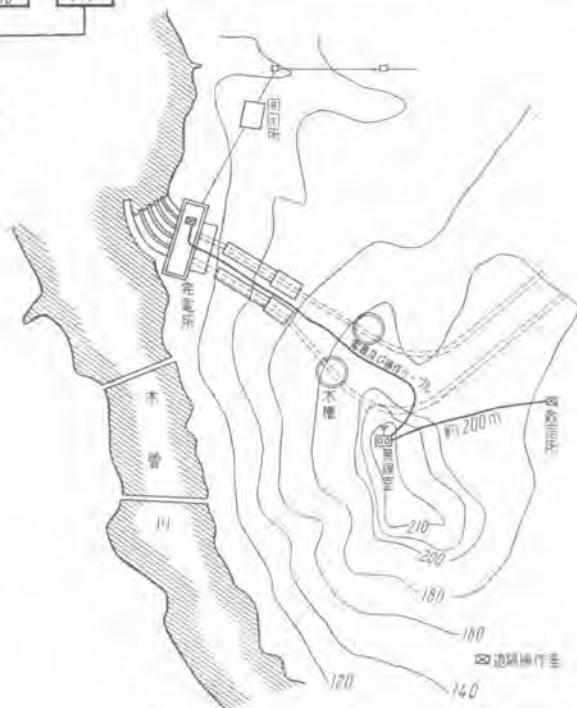
空中線は1本を現用機、予備機に切換えて使用している。

送受信機の仕様の詳細は1表および2図のとおりである。

(2) 遠隔制御器

遠隔制御器は、送受信装置より離れた保線区散宿所等に設置して送受信装置の制御および操作はここから行う。また一箇所の送受信装置を二箇所以上の遠隔制御器より操作することも可能でこの場合には、遠隔制御装置に優先、被優先の別を設け優先局は随時被優先局に優先して本体を制御し得るものとする。

丸山発電所付近は山が多く空中線高を高く設置しなければならないので、発電所水槽の上の標高 210 m の山上に無人無線室を建て麓の散宿所および発電所に遠隔制御器を置きこれから操作する。両者間の操作線としては 1.2 mm 対燃 22 芯外装ケーブル、電源

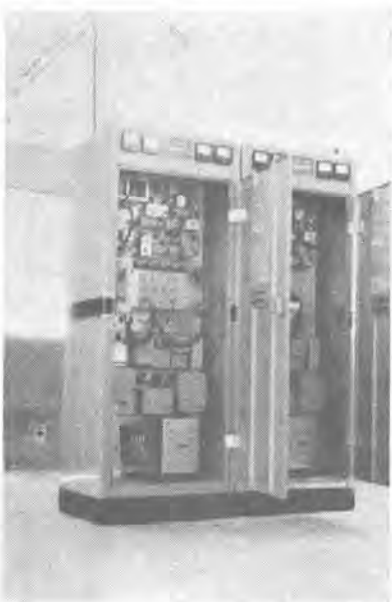


3 図 丸山付近平面図

Fig. 3. Plan around Maruyama.



4 図 関西電力 150
Mc/FM 空中線
Fig. 4. 150 Mc/FM
antenna.



5 図 関西電力
VHF/FM 150 Mc
基地局
Fig. 5. VHF/FM
150 Mc base station.

用としては 7/1.2 mm 3 芯外装ケーブルを直埋した (3 図参照)

遠隔制御器は下記の諸操作を行い得る性能を有する.

- 送受信機の電源の開閉
- 現用機, 予備機の切換
- 上記動作のランプによる確認および監視
- プレストーク方式による送受話
- 受信音量の調整
- スケルチ動作の調整
- 送信出力の監視
- 受信強度の監視
- 有線電話による本体および他の遠隔制御器との通話
- 遠隔制御器が 2 台ある場合には他の遠隔制御器が送受話を行っている際にその送受話の監視
- 一斉指令および緊急呼出信号の送出

(3) 空中線

1 表

1 送信部	
周波数範囲	148~152 Mc
周波数通倍率	24
周波数許容偏差	$\pm 0.005\%$ 以内
変調(位相)	1 kc において最大 ± 15 ラジアン
定格出力	50 W (移動用 25 W)
擬似周波数強度	搬送波に対し -60 db 以内
歪率	70% 変調に対し -20 db 以内
変調周波数特性	1 kc を基準として 0.3 kc で (-10 ± 3) db 2 kc, 3 kc で (0 ± 3) db 以内
2 受信部	
周波数範囲	148~152 Mc
回路方式	水晶制御二重スーパーヘテロダイン
局部発振通倍率	18
第一中間周波数	6.8 Mc
第二中間周波数	455 kc
感度	入力 0 db において S/N 20 db 以上 入力 20 db において S/N 40 db 以上 (100% 変調)
帯域幅	-6 db において ± 20 kc 以上
選択度	± 40 kc において -80 db 以上
スケルチ感度	入力 0 db~20 db
周波数許容偏差	$\pm 0.005\%$ 以内
擬似周波数特性	希望周波数に対し -70 db 以下
低周波数特性	1 kc を基準として 0.3 kc で $(+10 \pm 3)$ db 2 kc, 3 kc で (0 ± 3) db 以内
低周波出力	出力インピーダンス 600 Ω で 1 W 以上 (歪率 10%)
3 基地局電源部	
入力電圧	AC 50/60 c/s 100 V
入力電流	5.5 A 以下
送信高圧	500 V 0.22 A
受信高圧	250 V 0.13 A
リレーマイク電圧	6 V
4 基地局電圧調整部	
入力電圧	AC 50/60 c/s
出力電圧	180~240 V 可変 100 V
5 移動局電源部	
入力電圧	DC 6.3 V
送信高圧	375 V 0.36 A
受信高圧	250 V 0.13 A
リレーマイク電圧	5 V
6 遠隔制御器	
入力電圧	AC 50/60 c/s 180~240 V 可変
低周波出力	1 W 以上
増幅器利得	約 20 db

基地局空中線は 3 スカート空中線である。(4 図参照)

(4) 外形構造

送受信装置は立架型とし内部の点検調整が便利なように表裏に開閉扉を設けている。

外形は 5 図のとおりで各機共寸法は 600×450×1,600 mm である。

遠隔制御器は操作に便利なように卓上型とし外形寸法は 410×230×200 mm である。

イ. 移動局

各移動局は送受信機本体、操作部および空中線より成り送受信機本体は故障の際簡単に取外して予備機と交換できる構造となっている。電源としては 6 V 200 AH (20 時間率) 蓄電池を 2 箇並列に使用している。

(1) 送受信機本体

150.69 Mc の FM 送受信機で送信出力の定格は 25 W で、送受信機の仕様の詳細は 1 表および 2 図のとおりである。

電源部は 2 台のコンバータがありそれぞれ送信高圧および受信高圧を発生して送受信機に供給している。送信部、受信部、電源部は一体となって緩衝装置に取付けてあり、緩衝装置はゴム、スプリング併用の複合クッションを用いた二重防振装置で自動車の振動および衝撃に充分耐えるようになっている。

また調整その他の目的のために別に交流電源装置を設け電源部端子の差替により A・C 100 V で移動局を動作し得るようにしてある。

(2) 操作部

本体よりケーブルを延長して自動車前面ダッシュボードに操作部を取付け、プレストーク方式による送受話、呼出信号の発信を行えるようにしている。なおハンドセットコードは螺旋型とし延長した時の長さは約 3 m で後部座席からも送受話できるようにしている。

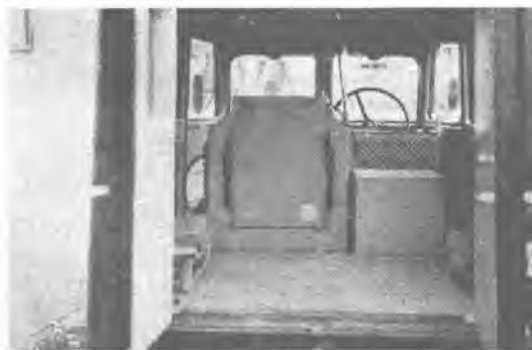
(3) 空中線

常時は自動車の屋上に取付けた 1/4 波長のホイップアンテナを使用するが、とくに通話困難な地点でも確実な通信連絡を確保するために別に折畳式 3 素子八木アンテナを各自動車に搭載している。この空中線は組立てた時の地上高約 5 m で指向利得は約 6 db である。

(4) 外型構造

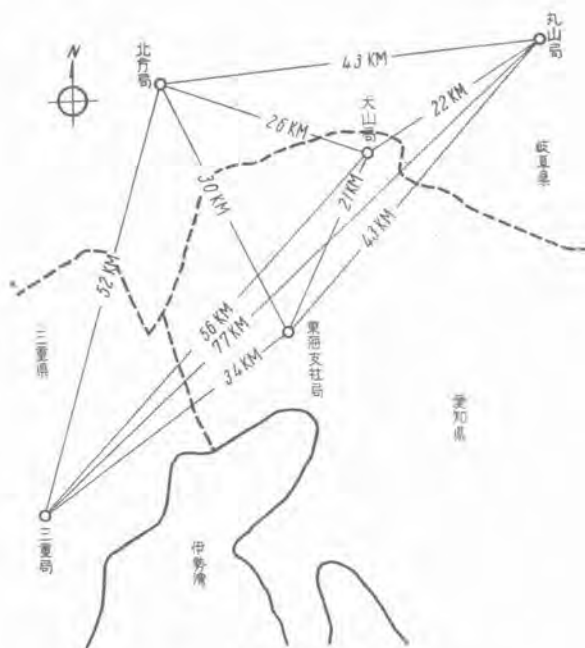
6 図のとおりで床面積を極力小さくし、かつ車内での点検を容易にするために基地局と同様な立架型構造とし表および裏蓋が簡単に取外せるようになっている。

また無線車に同時に工事用材料を積込んだ場合無線機の保護のために別に無線機に保護蓋を取付けられる構造とし必要時以外は簡単に取外せる構造としている。外形寸法は 300×650×730 mm である。



6 図 関西電力 VHF 150 Mc/FM 移動局

Fig. 6. VHF/FM mobile station.



7 図 基地配地図

Fig. 7. Base station arrangement.

4. 通話試験

電波監理局の落成検査終了後基地相互間および基地局移動局間の通話試験を行って総合動作の状態を調査した。通話の状態は下記のとおりであった。

ア. 基地局相互間 (7 図参照)

5 箇所の基地局相互間の通話試験の結果は 2 表のとおりで所期の結果を得ることができた。

通話の了解度の比較的低いのは三重・北方間で直距離 52 km 途中に鈴鹿山脈の標高約 500 m の山が遮っている。

2 表 基地局相互間通話試験成績表

送信局 \ 受信局	東海支社	犬山	北方	三重	丸山
東海支社		N2 S18 R5 M5	N7 S27 R5 M5	N4 S21 R5 M5	N2 S8 R4 M4
犬山	N7 S35 R5 M5		N7 S18 R5 M5	N3 S11 R5 M5	N3 S10 R5 M5
北方	N7 S23 R5 M5	N3 S28 R5 M5		N4 S10 R3 M3	N2 S11 R5 M5
三重	N7 S21 R5 M5	N3 S10 R5 M5	N11 S12 R O~2 M O~2		N2 S5 R4 M4
丸山	*N7 S13 R4 M4	N2 S15 R5 M5	N11 S14 R4 M4	N4 S10 R5 M5	

* ときどき雑音により通信妨害

N 外来雑音による受信機第一振幅制限管格子電流 (αA)

S 信号到来時の同上電流 (αA)

R 感度

M 了解度

る。そのため伝播条件は非常に悪く北方局の外部雑音レベルの高い時はしばしば通話困難となるが犬山局中継により通話困難の際にも完全に連絡をとることができた。

名古屋市内局は他の場所に比べ外来雑音レベルが相当高いのでとくに雑音が強勢な時にはもっとも遠距離にある丸山局の受信が時々困難となった。この場合も犬山局中継によれば完全に通話連絡を行うことができた。

イ. 基地局—移動局間

各基地局を中心としてそれぞれの保線区内を移動局が移動した場合の通話は特別に悪条件の場所を除いて完全に行うことができた。通話困難な場合にも付近を少し移

動するかまたは他局中継によれば確実に通話を確保することができた。

5. む す び

電力線の保線に超短波無線電話装置を備えた自動車を使用するという今回の新しい試みは未だ実用期に入っていないため、その機動性と安定な通信による優秀性を例示する段階には達していないが、現在までの短時日の試用期間に得られた種々の実験結果を総合すれば従来の有線電話方式による保線よりも格段に優れた結果が得られるものと推察される。

製 品 紹 介

PR-2 型超短波無線装置

警察通信に使用する周波数範囲 29.5 Mc~44 Mc の水晶制御超短波 FM 無線電話装置は固定用と移動用から成っている。

写真 1 は固定用で送信出力 50W

写真 2 は移動用で送信出力 25W である。



写真 2. 移 動 用

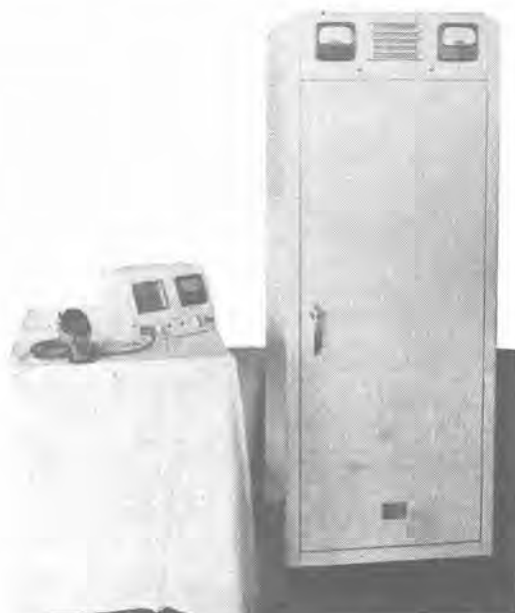


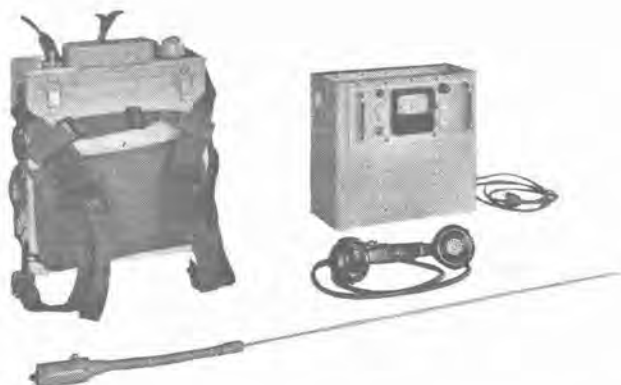
写真 1. 固 定 用

30Mc帯 携帯用無線電話機

携帯用 FM 超短波無線電話は使用者が背負って携帯使用し、または運搬可能な半固定電源と組合わせて固定用として A-C 100V で使用することができる。

- 周波数帯 31~44 Mc
- 送信出力（正規電池電圧時）0.5 W 以上
- 受信方式 二重スーパーヘテロダイン
- 通話方式 プレストーク方式
- 寸法および重量 幅(mm) 高(mm) 奥行(mm) 重量(kg)

送受信部箱体	280	205	135	5.48
電池箱	275	150	120	6.2
半固定電源	300	155	150	11.26
全装備状態	310	410	160	12.7



SL-1 型 送 電 線 閃 絡 故 障 点 指 示 装 置

無線機製作所

杉多重雄*・洲崎晃司*・大鳥羽幸太郎*

Type "SL-1" Transmission Line Flash Over Fault Indicating Device

Shigeo SUGITA · Koji SUZAKI · Kōtarō OTOBA

Itami Communications Equipment Works

A constant watch on the transmission line to guard against failure is by no means an easy task, which, however, worries little the operators now-a-days by the introduction of Type SL-1 transmission line flash over fault indicator. On the trunk lines of the Kansai Electric Power Company and the Kyushu Electric Power Company have been delivered these devices, of which their construction and specification are accounted for herein.

1. ま え が き

本装置は多年にわたり、当社において試作、改良にあたってきたが、このたび SL-1 型送電線閃絡点指示装置として完成、実用期に入ったのを機会として各部構造、性能を報告する。本装置の原理、試作機による現地実験の詳細なる報告は“三菱電機”27 巻 10 号(28 年 10 月)に掲載されているので参照願いたい。

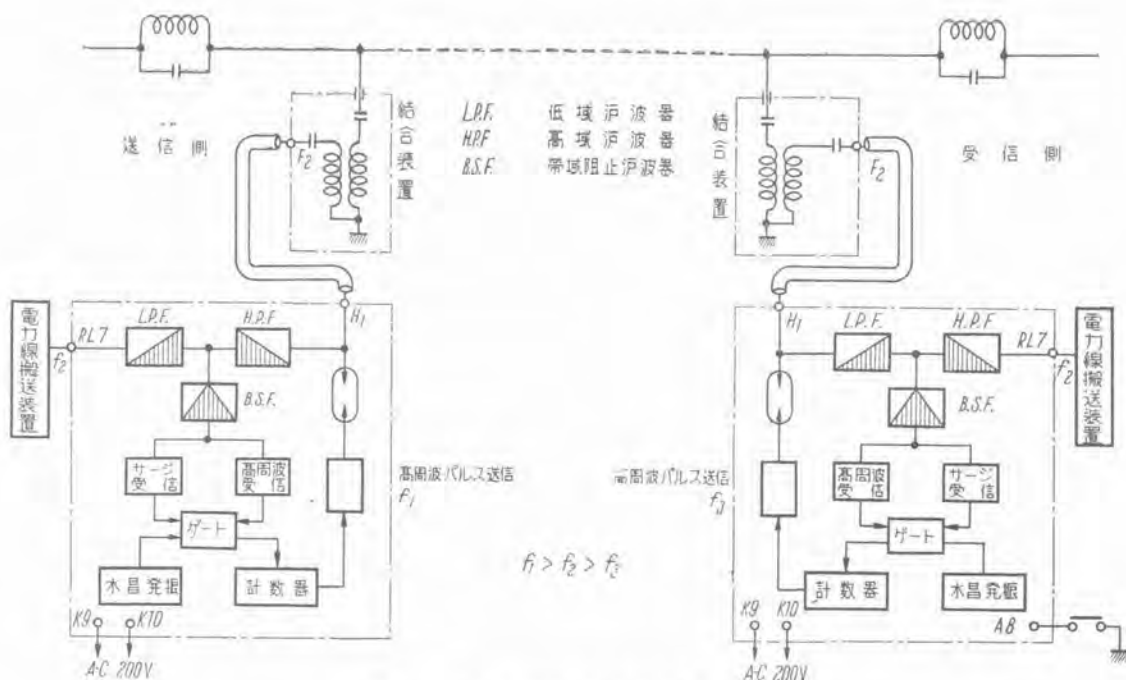
2. 送電線閃絡点指示装置総合系統

本装置を送電線に実装するに当り問題となった点は本装置専用の送電線を得ることが難しいことである。すなわち電力線搬送電話回路・テレメータ回路等と主として経済的見地より考えて送電線および結合装置を共用の状態で運転されることが望ましく、これについて種々研究の結果濾波器を組合すことが理論的にも実験的にも成功し、漸く実用機として納入することができるよう段階になった。

1 図に送電線に実装された時の総合系統の一例を示しているが、テレメータまたは電力線搬送電話の周波数 f_2 は送信・受信側に挿入された低域・高域濾波器の通過帯域周波数であり濾波器挿入による線路損失の増加は 4 db 以下で伝送可能である。

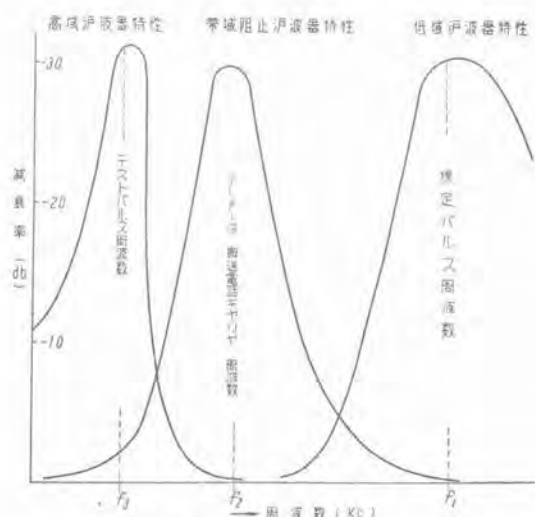
送電線上のある地点で閃絡が起ると故障サージは分れて送信・受信側に進み、それぞれ結合装置、端子 F_2 および濾波器を通過して両方のサージ受信器を起動させ、カウンタ盤が動作し始める。送信側では 3.4 ms の遅延時間を経て、周波数 f_1 なる減衰振動の標定パルスを放電ギャップ、端子 H_1 、端子 F_2 および結合装置を通して線路に送出する。送信側の高域濾波器は、この送出パルス周波数 f_1 に最大減衰をもたしているの、テレメータ・電力線搬送電話機器には障害は与えない。受信側に到達した標定パルスは受信側の結合装置、端子 F_2 および高域濾波器・帯域阻止濾波器を通過して高周波受信器に入り、先に故障サージにより起動した計数回路の停止信号となり、送信側と閃絡点間の距離指示を行う。端子 A_2 は遮断器が動作するときに接地する回路に接続されて、この場合カウンタ指示は保持され、遮断器を再投入しても、本装置に設けてある復帰押釦を押さないともとの待機状態にならないが、遮断器が動作しない程度の誘導サージ等の場合は自動的に速かに (0.5~20 秒可変) もとの待機状態に復帰する。

低域・高域・帯域阻止濾波器の特性を 2 図に、結合コンデンサ下部の整合トランス箱側面に取付けられた本装置の屋外装置の状況および結線図をそれぞれ 3, 4 図に、配電盤室に据付られた本装置および内部構造写真をそれ



1 図 送電線閃絡点指示装置系統図

Fig. 1. System diagram of transmission line flash over point indicator.



2 図 各濾波器減衰特性

Fig. 2. Attenuation characteristics of filters.

それ 5, 6 図に示している。

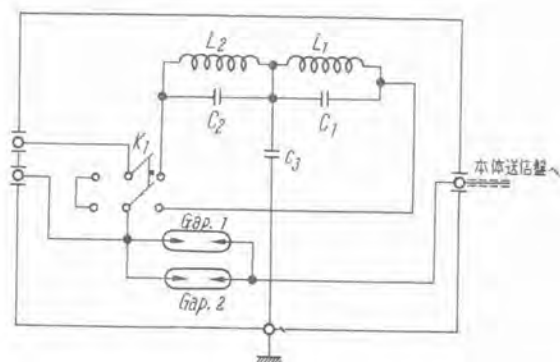
3. 装置としてとくに考慮してある点

- (1) 本装置は完全な連続運転機器であるため、第一に問題となる点は温度上昇であり、使用変圧器・部品配置・通風に対してとくに考慮し、30°C 温度上昇以内におさえている。
- (2) 送電線故障サージに対して安全に動作するよう、配線・部品の耐圧・絶縁にはとくに留意している。
- (3) 常時待機状態にある本装置に対して、テレメータ・電力線搬送電話キャリア等の信号はノイズと考えられるので受信器入力側に帯域阻止濾波器を設置して装置の S/N 比を改善し、ダイヤリング、クリック等で起



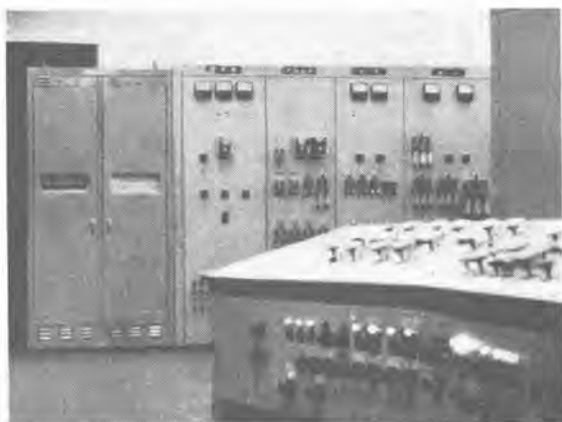
3 図 屋外結合装置取付状況

Fig. 3. Installation of outdoor coupling.



4 図 低域濾波器結線図

Fig. 4. Connection diagram of low-pass filter.



5 図 配電盤室に据付けられた SL-1 型
送電線閃絡点指示装置

Fig. 5. Type SL-1 transmission line flash over point indicator installed in the switchboard room.

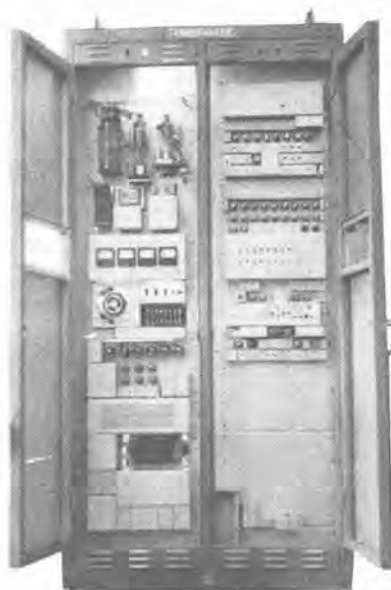
動しないようにしている。

- (4) 日常の点検としては受信側に付属しているテストパルス発生用のテスト鉤を押すことにより、[1 図] 系統図において受信端に故障サージを生じたのと同じ状況となり、カウンタには送信・受信間の既知距離を示すので待機状態の正常であるかどうかを簡単に確認できる。
- (5) 故障サージが生じてから装置が指示動作を完了する迄の時間は数 ms という単時間であるため、機器の定期点検・故障時の点検には単掃引高速度ブラウン管オシロ装置を指示点に接続して波形観測を行えば一層確実に調整できる。
- (6) 送信側あるいは受信側単独に総合動作せしめ受信部の起動停止カウンタ指示を点検する繰返しパルス発生器も付属できる。これは音叉発振器により同期された 250 c/s の繰返パルスが機器の起動・停止を行うものであって、カウンタ指示値が予め計算された数字に合うか否かが点検できる。

4. 送電線閃絡点指示装置 SL-1 型仕様

- (1) 測距方式
電力線搬送を使用する B 型測距方式で、ネオン管指示による距離直読方式である。
- (2) 搬送波出力および周波数
周波数は打合せにより決定する。
出力 500 Ω 60 db m 以上 (尖頭値)
- (3) 測距精度
 ± 1 km
- (4) 測距離読取単位
0.5 km
- (5) 結合方式
搬送電話用に設備された結合蓄電器および塞流線輪を共用する。
- (6) 混信

SL-1 型送電線閃絡故障点指示装置・杉多・洲崎・大鳥羽

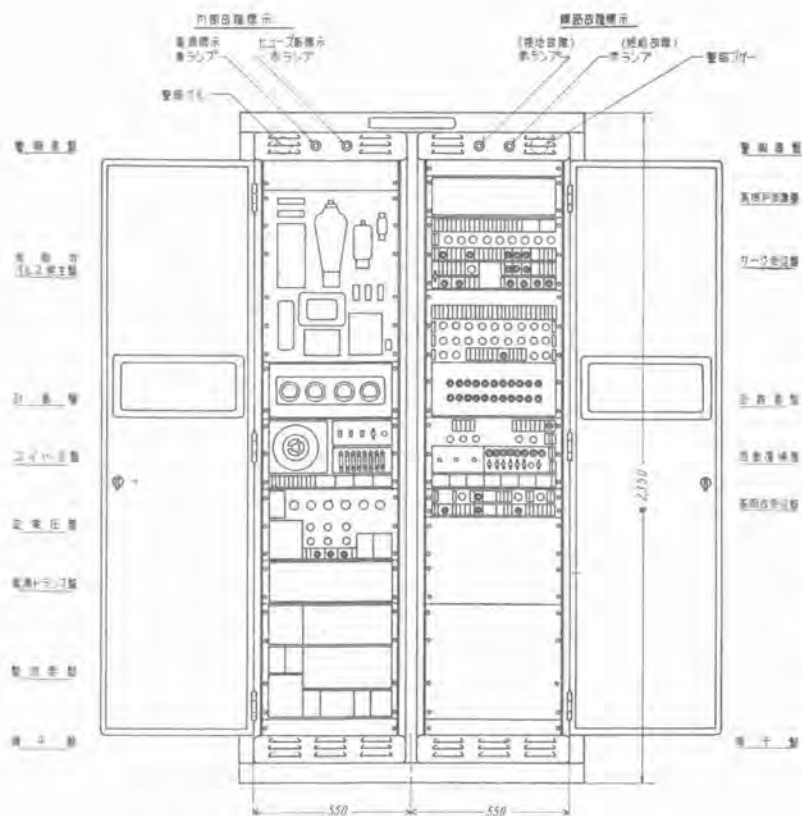


6 図 SL-1 型送電線閃絡点指示装置の内部

Fig. 6. Interior of type SL-1 transmission line flash over point indicator.

他の電力線搬送機器との間に相互妨害を及ぼさない。ただし電話における短時間の雑音およびこれに類する程度のものは妨害とは考えないものとする。

- (7) 指示方式
計数回路直読式であり、実故障時には警報用ブザーを鳴らし表示燈を点燈すると同時に送信側よりの距離をネオン管により直示する。警報用表示燈は送電線の接地故障と短絡故障とを分類指示し得るよう 2 箇設ける。
- (8) 起動方式
故障サージにより起動する。ただし遅延用計数装置により 3.4 ms 遅延させ、故障時の雑音を避けるようにして標定パルスを発射し、また開閉サージ等により起動した場合は自動的に速かに (0.5~20 秒可変) もとの待機状態に復帰する。
- (9) 測距範囲
約 200 km. ただし分岐点数・線路損失・信号対雑音比により異なる。
- (10) 使用電源
交流 200 V 50~60 c/s.
所要電力 500 VA 以下。
電源電圧変動率 $\pm 5\%$ 以内。
- (11) 構造
高さ (2,350 mm) \times 幅 (1,200 mm) \times 奥行 (400 mm) の完全自立型筐体である。
- (12) 構成
7 図に示すような構成で、各盤は架に取付けられており、それぞれ単独に取りはずしができる。
- (13) 警報回路
装置に障害が発生してヒューズが断線した場合、警報



7 図 SL-1 型送電線閃絡点指示装置 各盤取付図

Fig. 7. Type SL-1 transmission line flash over point indicator mounted on panels.

ベルを鳴らすと同時に表示燈を点燈し、断線箇所を明示する。

(14) 使用真空管

MQ676	1 本	送出パルス発生用
4H88A	1 本	送信用整流管
UY807	6 本	定電圧電源制御用
VR90GT	3 本	定電圧電源制御用
6H6GT	12 本	カウンタ回路用その他
6SJ7GT	4 本	定電圧電源制御用その他
6AC7GT	1 本	ゲート管
6SN7GT	18 本	カウンタ回路用その他
2050	3 本	起動、ロック、停止動作
6V6GT	1 本	送信管ドライブ用
ネオン管	34 本	カウンタ指示用その他
表示燈	6 本	

5. むすび

関西電力株式会社新北陸幹線成田発電所～新愛本変電所間および九州電力株式会社東幹線高千穂発電所～嘉穂変電所間の納入試験には、送電線ブロッキングコイル、結合コンデンサ特性が本装置使用周波数に対して特別の考慮を払われていない状況の下にもかかわらず、優秀な成績で合格した（納入試験結果については別に報告がある）。

研究所、電気第二研究室、豊田研究員、浅見、中西、茂木 諸氏の開発研究および無線機製作所担当各位の努力により漸く実用機としての一步をふみ出した本機は、将来超高压送電線以外の送電線にも取付けられるように、また長期連続運転のため使用真空管の寿命が問題となるので、利用し得る所にはトランジスタを用いる等考慮して一層の長期安定性をはかるよう改善に努力する所存である。

電力線搬送保護継電器用搬送装置

無線機製作所

杉 多 重 雄*

Carrier Current Equipment for Power Line Protective Relay Scheme

Shigeo SUGITA

Electronics Works

For the simultaneous interruption of both terminals in case of power line failure, carrier relay equipment is inevitably required. That built by Mitsubishi has two kinds; one impedance relay type and the other phase comparison type. In this article is given an explanation on the construction, operating principle and electrical performance of the carrier element to be used for both the types.

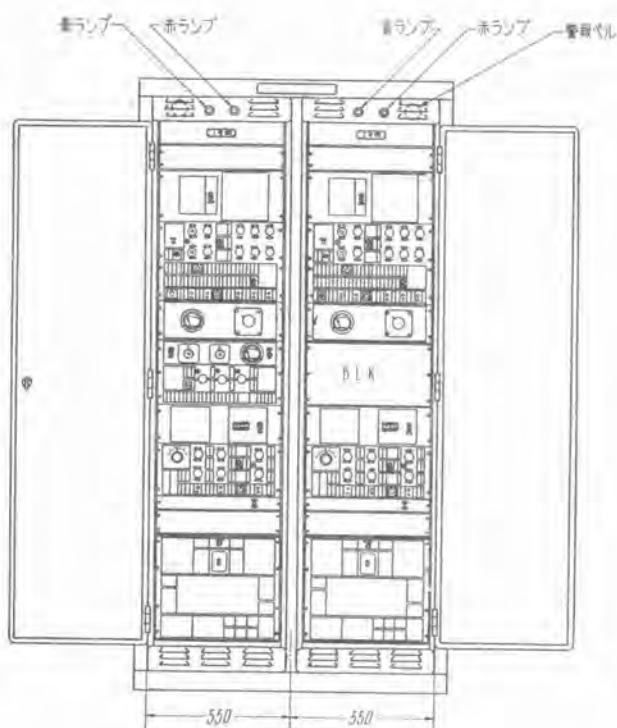
1. ま え が き

送電線を保護するために、従来より種々の継電器が設置されているが、保護区間内の如何なる点に発生した故障をも、高速度で常に両端同時遮断させるためには、ぜひとも搬送装置と継電器とを組合せた搬送保護継電装置が必要である。最近わが国においても各方面の主要送電線に搬送保護継電装置が採用されるようになってきて、すでに営業運転に入って良好な成績を挙げているものもある。これ等の装置の中にも、種々の方式があって、当社において製作したものにも、HZ 型距離継電方式と HKB 型位相比較方式の 2 種類がある。前者は九州電力築上発電所——嘉穂および川崎変電所間の保護用に採用せられ、また後者は国鉄武蔵境変電所——新鶴見変電所間の送電線保護用に設置されて、昨年夏行われた人工試験にも 100% 完全動作の性能を出している。継電器と搬送装置の完全な有機的組合せにより、満足な保護作用が行われるので、それぞれの部門に種々考え深い設計が行われなければならないが、HZ 型 HKB 型等継電器自体のことについては、本誌にもすでに載せられているので、主として両方式に採用している搬送装置について述べる。

2. 距離継電方式搬送装置

ア. 動作方式

距離継電方式は HZ 型高速インピーダンス継電器 HR-G 型高速度方向接地継電器に搬送装置を組合せたもので、保護区間のすべての故障に対して常に高速度の各端同時遮断を行わせるものである。しかして搬送波の用い方は、故障時送出阻止方式である。すなわち送電線が健全である時には、保護区間両端の搬送装置から搬送波は送出していないが、線路に故障が発生すると、継電器の動作により、搬送波が送出され、線路の故障がもし保護区間の内部であると、継電器動作により搬送波の送出が直ちに阻止される。かくして受信器の出力が一度発生して後直ちに、消失するような場合には、遮断器トリップ回路を完結してトリップするようになっている。しかし線路の故障が外部である場合には、継電器の動作により両端のいずれか一方の装置より搬送波を発生しているので、両端の受信器出力は零にならず、したがってトリップ回路はでき上らない。このような故障時送出阻止方式に対して、常時送出故障時遮断方式も考えられるのであるが、前者の方式には種々の利点があるので、当社



1 図 搬送距離保護継電装置外観図
Fig. 1. Outside view of carrier distance protective relay.

ではこれを採用している。すなわち利点としては、搬送波による他への妨害が少ないこと、送電線断線あるいは事故により搬送波の減衰大なる時にも装置は保護動作を行い易いこと、故障時の大なる雑音電圧による妨害のため誤動作することが少ない等が挙げられる。

4. 構造

装置は1図外観写真に示すとおり標準鉄架に搬送装置および継電器類を完装し、かつ両開きの扉付箱体に收容してある。箱体寸法は幅 1,200 mm 高さ 2,300 mm 奥行 400 mm で、表裏面共扉を付して、内部点検を容易にしている。このうち搬送装置はつぎのような盤面よりできている。

保安器盤、送信濾波器盤、送信器盤、受信濾波器盤、受信器盤、測定計器盤、レベルメータ盤、電源盤、その他。

ウ. 搬送装置電氣的性能

(1) 送信出力

装置出力端子において 10 W (40 db) を出すことができかつ必要に応じて調整できる。

(2) 歪 率

装置出力端子における歪率は -40 db 以下である。

(3) 入出力インピーダンス

装置出力端子における入出力インピーダンスは 75 Ω を標準としている。

(4) 最低受信レベル

入力端子において +5 db である。

(5) 送信濾波器

通過帯域内の損失ならびに減衰域の特性はつぎのとおりである。

中心周波数 ± 3 kc にて 3db 以下
 $2 \times$ 中心周波数 にて 80db 以上
 $3 \times$ 中心周波数 にて 90db 以上
 インピーダンス 75 $\Omega \pm 20\%$

(6) 絶縁変圧器

装置入力端には絶縁変圧器を付して、装置と線路側(ケーブル側)との間に絶縁耐力を与えている。

耐圧 一次二次間および一次鉄芯間にて

A-C 3,500 V 1 分間以上

通過損失 1 db 以下

インピーダンス 75 $\Omega \pm 20\%$

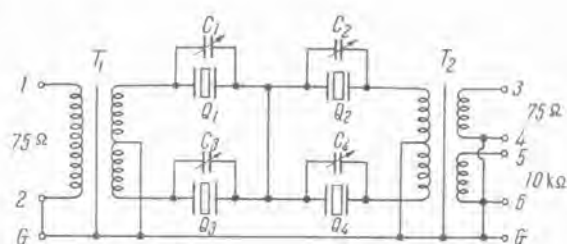
(7) 受信濾波器

受信器の中で一番高級な所であつて、隣接チャンネルの妨害を避けるためと、通過域をできるだけ狭くして、送電線雑音妨害を減少するために、水晶濾波器を用いている。その回路および特性は2図およびつぎに示すとおりである。

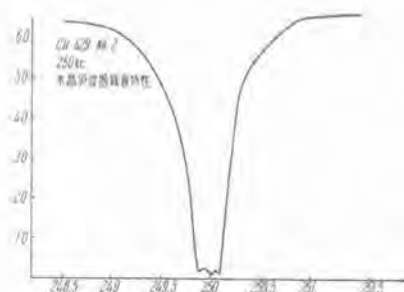
入出力インピーダンス 75 Ω および 10 k Ω

中心周波数 ± 100 c/s にて 減衰は 10 db 以下

中心周波数 ± 1 kc/s にて 減衰は 60 db 以上



2 図 a. 水晶濾波器回路図
Fig. 2. a. Crystal filter circuit.



2 図 b. 水晶濾波器特性図
Fig. 2. b. Crystal filter characteristic curves.

この回路には自端の送信器の 10W 出力が入るので、過負荷したり、水晶片が破損したりせぬよう、送受信器間には減衰回路を挿入して、実際には 10 db 以上の入力が入らぬようにしている。

(8) ビルドアップ時間およびビルドダウン時間

保護継電器の接点が動作して後、搬送波が送出され、かつ相手端局の受信出力電流が一定の値に達するまでのビルドアップ時間は 5 ミリ秒以下である。オシログラフによると 4.1 ミリ秒の成績が出ている。また保護継電器の接点が開いて搬送波が阻止されて受信出力が一定値に減少するものでビルドダウン時間も同様で、オシログラフによると 4.0 ミリ秒となっている。しかしこの時間の大部分は水晶濾波器によるもので、この点より通過域は $\pm 100 \text{ c/s}$ 以下に縮小はできないことが判る。

(9) 搬送周波数

100 kc より 400 kc 位までの範囲にあるのが普通で、九州電力に納入したものは築上—嘉穂線に 250 kc、築上—川崎線に 252 kc を用いている。

(10) 所要電源

単相交流 200 V 60 c/s 150 VA 以下 真空管陽極電圧はセレン整流器により直流高圧を得ている。

(11) 総合送受信試験装置

送受信器は確実に動作するか否かを絶えず試験して、故障を早期に見出す必要があるので、0 から 1 時間の任意の間隔に調整し得る間隔において、絶えず自動的に点検を行い、かつ異常があった時には直ちに警報を発する。なお、手動にて随時点検を行うこともできる。

エ. 各送受信器の動作

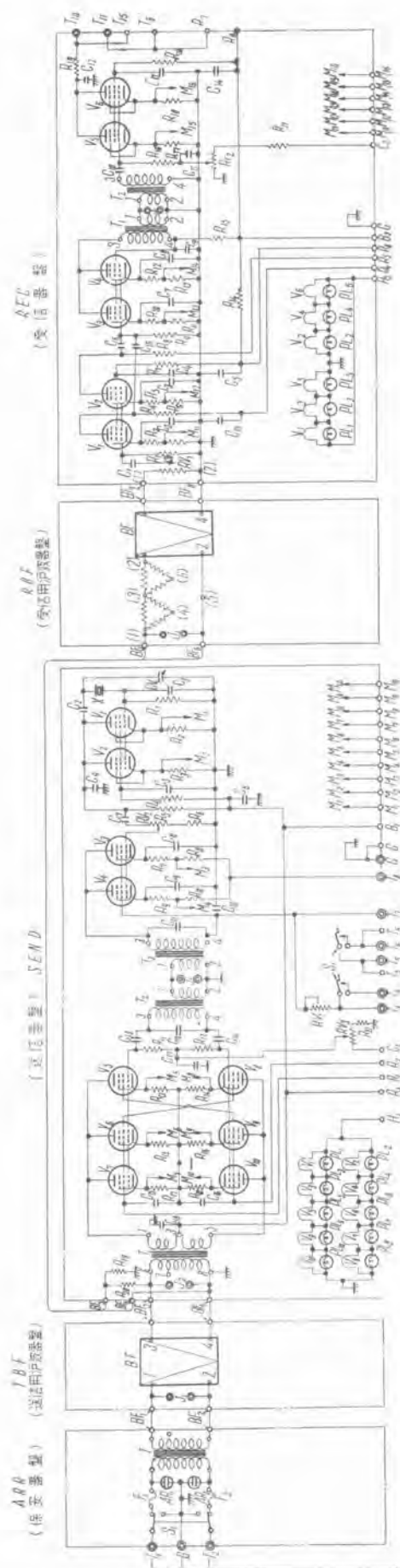
(1) 送信器

原発振部、制御管部および出力管部より成り、その回路は 3 図に示す如くで、本装置の特長として、予備機としては別に設けていない代りに、各回路の真空管はすべて 2 本並列として、1 本不良になっても直ちに全機能が停止することを防止している。

原発振部は水晶制御で、常時安定発振をしている。温度による周波数変動は、 $-10^\circ\text{C} \sim +55^\circ\text{C}$ において 10^{-1} 以下であるが、恒温槽は用いていない。

制御管部は陽極および遮蔽格子と陰極との間に、継電器より直流電圧 100 V が加えられると、原発振器の出力がつぎの増幅出力管部に入って、搬送波が送出される。搬送波がこの部分で、ビルドアップ、ビルドダウンする時間を少なくするため、回路の時定数は小さくしてある。また総合送受信試験の場合にも、試験ボタンを押すと、この部分に電圧を加えられるようになっている。なお試験時と実際故障時の S/N をできるだけ同一にするため、試験時には出力を 10 db 程減少せしめることも考慮してある。

出力管部は通信管 6 本をパレルプッシュ接続している。なお真空部フィラメント断線時には警報すると共に、その位置を示す標示燈を設けてある。フィラメント



3 図 搬送距離保護電圧装置接続線図
Fig. 3. Connection diagram of carrier distance protective relay

断線警報用リレーはこの部の真空管の遮蔽格子回路に挿入してある。

(2) 受信器

増幅部二段と検波部とより成り、送受信結合部には、相互妨害の少いよう、適当な減衰器を入れてある。したがって送信出力が 10W あっても、受信器は過負荷異常現象を起さない。また本装置が設置せられる送電線の減衰特性等に応じて、適当な入力値に保つよう、利得調整器を入れてある。

検波部はプレート検波により、受信出力を得ている。この検波出力は継電器部の有極継電器に加えられて、保護動作が行われる。またこのプレート回路には、総合試験時に警報を発する継電器も直列に入っている。

3. 位相比較方式搬送装置

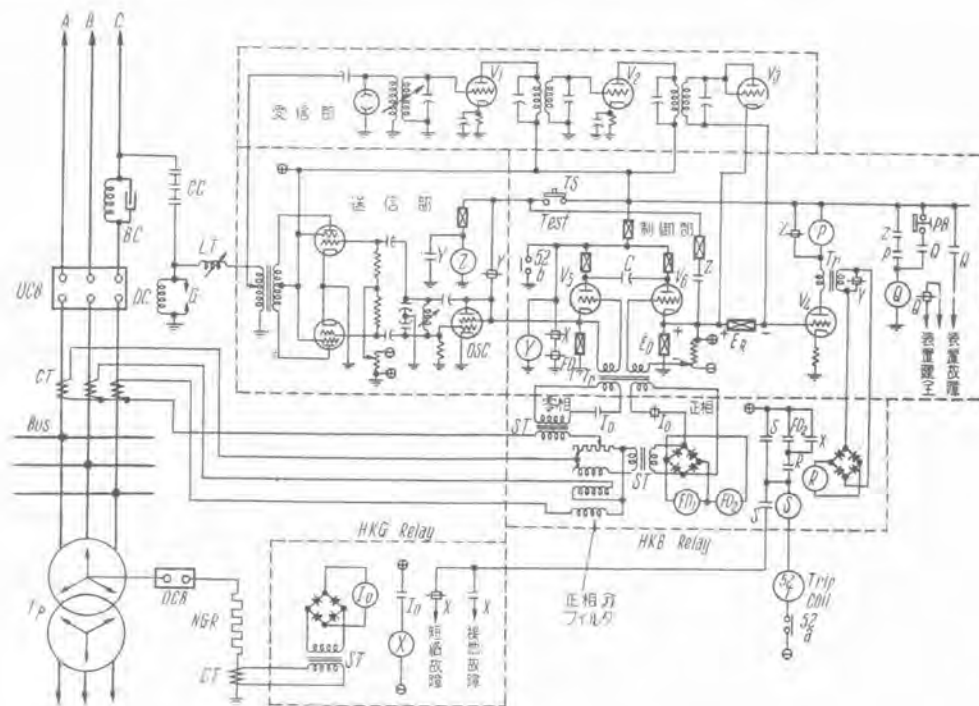
位相比較方式は HKB 型継電器と搬送装置との組合せからできている。高抵抗接地または中抵抗接地方式の場合には HKG 型継電器をも組合せている。

ア. 動作原理および回路

4 図は HKB 型および HKG 型継電器と搬送装置とを組合せた接続図にて、動作を示す原理図である。搬送部は送信部、受信部、制御部より成立っている。HKB 型継電器の零相用飽和変流器は CT 一次の残留回路に、

接続せられ、接地故障が発生してこの残留回路に電流が流れるとその二次側に零相分出力電圧を誘起し、搬送装置を制御する入力信号を与える。また三相二次電流は HKB 型継電器の正相分濾波装置に導入されており、短絡故障電流あるいは正常負荷電流中より正相分のみ取り出しこれを小型飽和変流器の一次側に導入している。したがって二次側に誘起した電圧は搬送装置を制御する入力信号を与えると同時に、全波整流器を通じて FD_1 、 FD_2 の短絡故障検出要素に加えられる。もし FD_1 、 FD_2 等の整流値以上の正相分出力がかかれば、これらが動作して短絡故障を検出することとなる。

FD_1 と FD_2 との整定の差は搬送制御を確実化するために必要で両端装置のいずれか一方の FD_2 が動作する時には必ず両端装置の FD_1 が動作していることを必要条件としているからである。すなわち後述するように FD_1 は抑制搬送波を送出するために使用され、 FD_2 は引外し回路の一部を閉合するために使用されているからである。なお飽和変流器の二次側にはネオンランプ（図示せず）が接続せられ過度の誘起電圧を抑制する目的に使用されている。したがって適度の飽和特性により一定値以上の故障電流に対し、装置は常に適度の制御信号を受けて搬送波を制御することとなる。図示するように正相分出力回路は HKG 型継電器の I_0 要素 Back 接点を経て常時搬送制御部の入力変圧器に接続されており、



4 図 HKB 型継電器および HKG 型継電器による位相比較式搬送継電装置説明図

Fig. 4. Phase comparison type carrier relaying using type HKB relay and type HKG relay.

零相分出力回路は I_0 の On 接点を経て入力変圧器に接続されている。すなわち I_0 要素の動作により入力回路の切換操作を行わせるわけである。

今もし二相短絡または三相短絡故障が発生して、十分な正相分出力が出たとすると、これは搬送制御部の入力変圧器に制御信号を与えると共に、常時は制御部のサイラトロン V_5 、 V_6 のプレート回路を閉合している FD_1 の $Back$ 接点を開いて V_5 および V_6 が入力信号の交流半波毎に交互放電することを許す、また少し遅れて FD_2 の On 接点が閉じ、引外し回路の一部を閉合する。すなわちこの場合には入力回路の切換操作は行われ

ない。

次に一線接地故障または二線接地故障が発生した場合には、中性点接地抵抗器の回路に流れる電流によって HKG 型継電器の接地故障検出要素 I_0 が動作し、まず I_0 の $Back$ 接点が正相分出力回路を開いて後 I_0 の On 接点が零相分出力回路を制御部の入力変圧器に接続して零相入力信号を制御部に与える。同時に他の I_0 On 接点は HKG 型継電器の補助要素 X を動作させ、 X の $Back$ 接点が FD_1 と同様にサイラトロン V_5 、 V_6 のプレート回路の短絡を解いてこれに交互放電を許し、ついで X の On 接点が閉じて引外し回路の一部を閉合する。

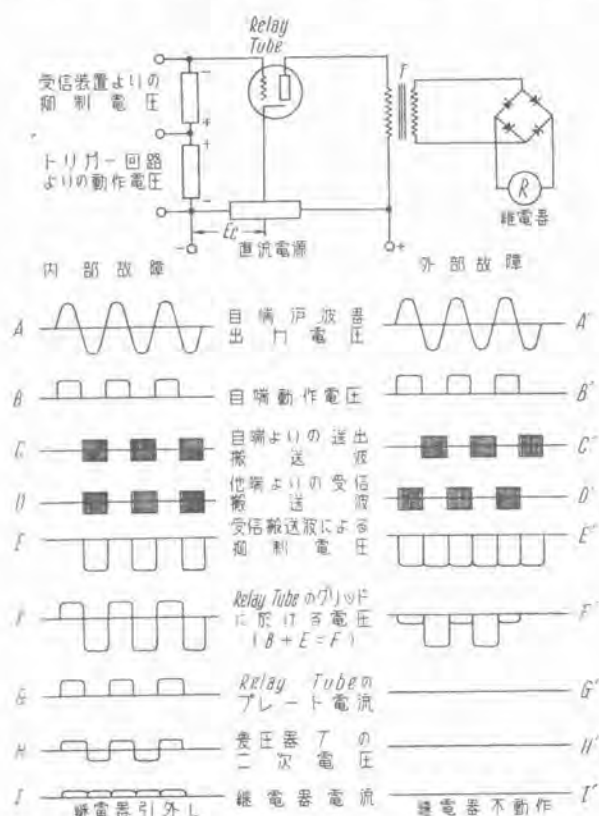
制御部の V_5 および V_6 はサイラトロンであるが、これ等は HKB の正相分出力あるいは零相分出力電圧によって制御せられるもので、 V_5 の格子が + バイアスとなる入力信号の負の半波中は、 V_5 が放電してそのカソード回路の抵抗に降下する電圧が発振管 OSC の陽極に加えられ、 V_5 が放電している半波の間搬送波を線路に送出するようになっている。この搬送出力の一部は自己の受信装置により受信され、その増幅出力が V_5 によって整流され、継電管 V_4 の通電を抑制するように負のバイアス ER を V_4 の格子に加えるが、これは装置の保護動作には無関係である。

つぎに V_6 の格子が + バイアスとなる入力信号の正の半波中は V_6 が放電し V_6 が消える。したがって V_6 のカソード回路の抵抗に降下した電圧 E_0 (動作力) が V_4 の格子に + バイアスを与え、 V_4 に電流を通じようとする。もしこの半波中に他端装置から搬送信号(抑制力)が出ておれば、これが受信増幅されて R の抑制バイアスを V_4 の格子に加えているから、 V_4 の格子には E_0 と ER との合成されたバイアスがかかることとなる。 E_0 と ER との間には常に $E_0 < ER$ の関係が成立するように受信感度が調整されていることが必要で、この条件が整っていれば V_6 の放電中に他端装置からの搬送波が受信されている限り、 V_4 の格子にかかる合成バイアスは常に負となり V_4 に電流を通じることはない。したがって引外し継電要素 R も動作し得ないわけである。

しかしこの期間中に他端装置からの搬送波が受信されていなければ、 V_4 のバイアスは動作力 E_0 のみとなり、

V_4 に半波毎のプレート電流を流すこととなり、プレート回路の変圧器二次側に交流電圧を誘起し、これが全波整流されて引外し継電要素 R を動作させる。この時には FD_2 接点あるいは I_0 による X 接点が必ず閉じているから、引外し回路を完成して、自端の遮断器を開放させるようになっている。

5 図についてこの装置の動作原理を説明する。今もし保護区間内に短絡故障が発生したとすると、故障電流は区間両端から流入するから、両端の電流位相は 180° の位相差を有している。なおこの時は両端の FD_1 および FD_2 が動作して搬送装置は動作状態にあるから、正相分出力の位相を搬送波によって相互に比較することとな



5 図 HKB 型装置の動作原理説明図

Fig. 5. Operating principle of type HKB relay.

る。このような内部故障の状態では両端の装置から送出する半波毎の搬送信号波が 5 図 C および D に示すように同位相となるように両端変流器の極性が定めてある。したがって線路に搬送波のなくなる次の半周期中には両端装置共サイラトロン V_6 が放電して動作力 E_0 を V_4 の格子に加える。

この時は線路に搬送波がないので、抑制力 ER は零であるから、 V_4 はプレート電流を流すこととなり、したがって両端同時に引外し継電要素 R が動作して、 FD_2 - R - S - $52T$ の引外し回路を完成する。

つぎに外部短絡故障が発生した場合は、一端から流入する電流は他端から流出するわけで、この時の両端正相分出力の位相差は零である。したがって両端装置から送

出する半波毎に搬送信号波は2図 C_1 および D_1 に示すように半波毎交互に送出されることとなる。このことは自端装置の V_1 が放電した時は他端装置では V_2 が放電し自端装置の V_2 が放電したときには他端装置の V_1 が放電していることを意味している。したがって線路には連続した搬送信号波が存在することとなり、両端装置は連続して搬送波を受信増幅して、抑制バイアス ER を V_1 の格子に加えている。このような状態では半波毎の動作力 E_0 が重畳されても V_1 の格子が+バイアスとなる機会がないわけで、両端装置共 V_1 のプレート電流は流れることがなく引外し回路を作る恐れはない。

なお故障が発生してから両端の搬送装置が動作状態に入るまでの時間、すなわち常時サイラトロン V_3 および V_4 を短絡している FD_1 および X の Back 接点の内いずれかが開くまでの時間は、両端装置において常に必ずしも同一とは限らず多少の時間差を有している。したがって外部故障の際にも一端装置の V_3 が放電して動作力を出した時他端装置からの V_4 による抑制搬送波の送出が遅れたとすると先に V_3 の放電した方が誤遮断することになる。これを防止するために補助継電器 Y の Back 接点が常時 R 要素の入力回路を短絡している。すなわち X あるいは FD_1 の Back 接点が開いてサイラトロンを始動した後、一定時間遅れて R 要素の短絡を解くわけである。このようにすれば両端装置の始動時間に多少の相異があっても外部故障時に誤動作する可能性は全然なくなり、確実な動作を期待することができる。標準装置ではこの時間差は $0.5c/s$ まで許し得るものとしているが、実際には $0.3c/s$ を越えることはない。

以上説明した保護動作は接地故障が発生して搬送制御部の入力変圧器に I_0 の切換操作によって零相出力回路が接続された場合にも全く同様である。

なおこの方式では、搬送波を抑制信号として使用する場合のみであるから、たとえ内部故障時に信号波が相手端に到達しない場合があっても動作に支障を生じることにはならない。搬送装置はただ外部故障時に両端装置を抑制する目的のみ使用されているわけである。

なお制御部のサイラトロン V_3 は抑制搬送波を故障時に送出するためのものであるから、 FD_1 あるいは X がサイラトロンのプレート回路を開放すれば入力信号零でも放電して、連続的な抑制搬送波を送出するよう零バイアスとしてある。しかし動作力を与えるためのサイラトロン V_3 は入力信号がある値以上に達しないと放電しないよう、その格子には $-5V$ ないし $-10V$ 程度の負のバイアスが加えられるようになっている。

したがって V_3 が放電するに足る入力信号が入った場合のみ V_3 および V_4 が交互放電することになる。

つぎに V_3 および V_4 のプレート回路およびアース間に接続された 52b の接点は、遮断器の補助開閉接点で、遮断器が遮断されてしまえばこの装置は動作する必要がないから装置を鎖錠する目的に使用される。このことは初充電の場合に区間内に接地故障があった場合、無電流端が不必要に抑制搬送波を送出することを防止し、接地電流の流入端を瞬時に遮断させるために必要である。

イ. 搬送部電気的性能

(1) 送信出力

装置出力端子において $8\sim 10W$ にて、実際のものは通信管 CZ-504-D 4本により送信出力を得ている。

(2) 出入力インピーダンス

75Ω を標準としている。

(3) 最低受信レベル

入力端子において $0db$ である。受信器入力側には利得調整器を付している。

(4) 濾波器

高級な濾波器は使用せず、帯域幅はかなり広く取っている。故障電流による制御部からの $50c/s$ (または $60c/s$) の変調により、搬送波ができるだけ矩形波変調を受けて受信器出力もできるだけ矩形波に保つためである。

(5) 搬送周波数

国鉄においては一号線 $209kc$ 、二号線 $219kc$ を使用している。

(6) 所要電源

$200V$ 単相 $50c/s$ (または $60c/s$) $300VA$ 以下

(7) 総合試験装置

4 図に示す TS を押して任意に手動点検ができる。 TS を押して搬送波を送出し、これを自端の受信器で受けて抑制バイアス電圧を V_1 格子に加えると共に、継電器 Z の動作により動作力が同時に V_4 の格子に加えられる。両者の合成電圧が負であれば装置は健全であり、もしどこかに故障があると、格子電圧は正となって、陽極電流は流れ、 P を動作せしめて警報を出す。一定時間間隔の自動点検も同様に可能であり、かつまた上記試験中に線路故障が発生した時には、継電器 Y により試験回路が復旧して装置は保護動作を充分行うことができる。

4. むすび

以上述べたように両方式はその動作がそれぞれ異っているが、特長としては両者共に搬送部は長期の全く休止無しの連続運転に耐え、かつ非常時には確実に動作するよう設計上考慮してある。幸い HKB 型は納入後1年になるが良好な運転を続けていることは誠に喜ばしいことである。

高周波誘導加熱の負荷回路の解析

ならびに調整法

無線機製作所

馬場 文夫*・渡辺 文明**

Analysis of Load Circuit of High Frequency Induction Heating and Adjusting Methods

Fumio BABA • Fumiaki WATANABE

Electronics Works

A thorough study on load circuits is a sine qua non to transmit high frequency power to the specimen effectively in the induction heating. General load circuits of the induction heating, then, are theoretically analyzed first in this article, the result of which is, then, employed for elucidation of the design of vacuum tube oscillator load circuits. A load adjusting method of Spark gap oscillators as well as experimental results of them are also given together with.

1. まえがき

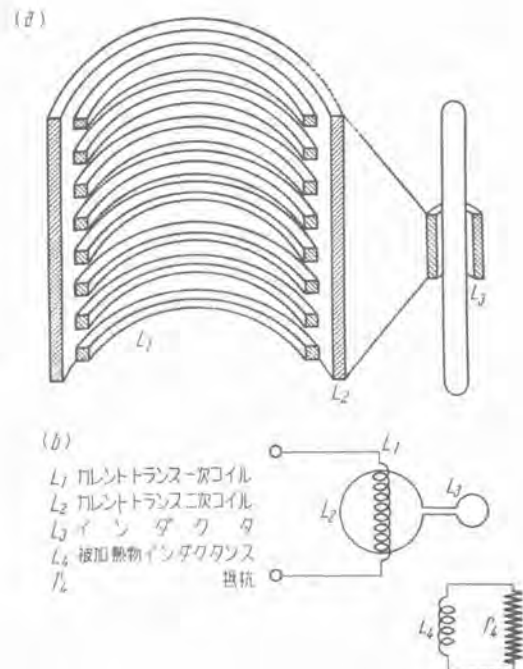
最近高周波誘導加熱の利用は金属の表面焼入を始め鍛接、鍛造、焼鈍など多方面にわたり発展しつつある。高周波電力を発振器から被加熱体に効率よく伝送するため、負荷回路を理論的に解析してカレント・トランス、インダクタの設計基準を確立すると共に真空式ならびに衝撃式発振器の負荷調整方法を 実施例によって記述した。

高周波誘導加熱を利用されるに当って本稿が参考になれば筆者等望外の喜びである。

2. 負荷回路の解析

高周波誘導加熱の負荷は一般にインピーダンスが低くインダクタに大電流を流さなければならないから、カレント・トランスを用いて負荷の入力インピーダンスを高くして、発振源に接続することが必要である。

カレント・トランスの構造は 1 図 a. に示す如く、円筒形空心の N 回巻の一次コイルとこれに密に結合した 1 回巻の二次コイルとから成り、その等価回路は 1 図 b



1 図 カレント・トランスの構造

Fig. 1. Construction of current transformer.

で表わされる。カレント・トランスの一次コイル L_1 を発振源に、二次コイル L_2 をインダクタ L_3 にそれぞれ接続すると、インダクタ L_3 に流れる電流を一次コイル L_1 の電流の数倍ないし十数倍にすることは容易であるけれども、最も能率よく負荷に電力を伝送するためには各素子の電気定数を適当に選定せねばならない。

ア. インダクタの設計方法

能率のよいインダクタを設計するには、被加熱物とインダクタとの結合をできるだけ密にすることと、インダクタの入力インダクタンス L_{31}' を適当に選びかつカレント・トランス二次コイルとインダクタを結ぶリード線のインダクタンスをできるだけ小にせねばならない。

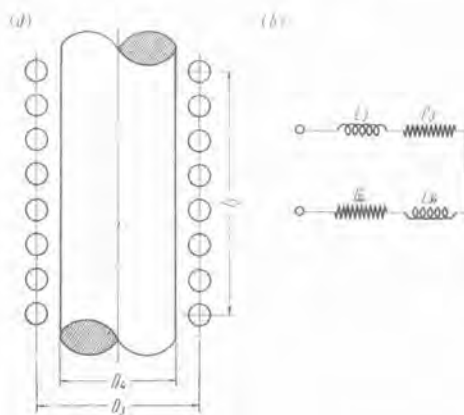
2 図 a. の如く、被加熱物は直径 D_4 cm の円筒形試料、インダクタは直径 D_3 cm 長さ l_3 cm の N 回巻銅コイルとして、その等価回路を 2 図 b. とする。ここで L_3, r_3 はそれぞれインダクタのインダクタンス、抵抗、 L_{31}, r_{31} はそれぞれ被加熱物を入れたために増加するインダクタのインダクタンス、抵抗である。被加熱物の電流深度 δ_4 がその直径 D_4 の $1/10$ より小なるような充分高い周波数で加熱する場合、 L_3, r_3, L_{31}, r_{31} は近似的に次式であたえられる。

$$\left. \begin{aligned} L_3 &= \frac{N^2 D_3^2}{102 l_3 + 45 D_4} \times 10^{-3} H \\ r_3 &= \frac{0.62 D_3 N^2}{l_3} \sqrt{f \rho_3} \times 10^{-8} \Omega \\ L_{31} &= -K_{31}^2 L_3 H \\ r_{31} &= \frac{0.062 K_{31}^2 (1 + 0.44 D_4 / l_4)}{D_4} \sqrt{f \mu_4 \rho_4} \cdot L_3 \times 10^3 \Omega \end{aligned} \right\} \text{①}$$

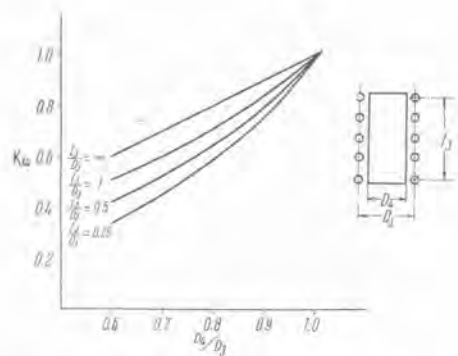
ただし ρ_3, ρ_4 はそれぞれインダクター、被加熱物の固有抵抗、 μ_4 は被加熱物の実効導磁率、 K_{31} はインダクタ、被加熱物の結合係数である。また電流深度 δ_4 は次式であたえられる。 $\delta_4 = 5030 \sqrt{\rho_4 / \mu_4 f}$ cm

①式より被加熱物の吸収電力 W_4 とインダクタの損失電力 W_3 との比は次の如くなる。

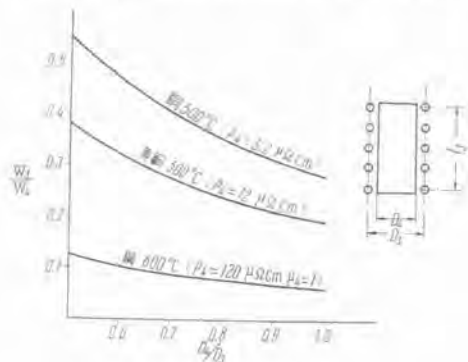
$$\frac{W_3}{W_4} = \frac{r_3}{r_{31}} = \frac{D_4 (1 + 0.44 D_3 / l_3)}{K_{31}^2 D_3 (1 + 0.44 D_4 / l_4)} \sqrt{\frac{\rho_3}{\mu_4 \rho_4}} \quad \text{②}$$



2 図 インダクタの等価回路
Fig. 2. Equivalent circuit of inductors.

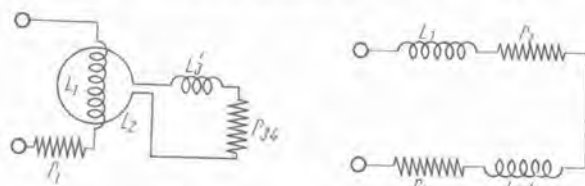


3 図 D_4/D_3 と K_{31} との関係
Fig. 3. Relation between D_4/D_3 and K_{31} .



$$W_3/W_4 = D_3/D_4 \cdot \sqrt{\rho_3/\mu_4 \rho_4}, \quad \rho_3 = 1.7 \mu\Omega/\text{cm}, \quad D_3 \ll l_3 \text{ とする}$$

4 図 D_4/D_3 と W_3/W_4 との関係
Fig. 4. Relation between D_4/D_3 and W_3/W_4 .



5 図 カレント・トランスの等価回路
Fig. 5. Equivalent circuit of current transformer.

②式における K_{31} の値は 3 図の如くなるが、 $D_3 \ll l_3$ の時は $K_{31} = D_4/D_3$ となり従って②式は次の如くなる。

$$\frac{W_3}{W_4} = \frac{D_3}{D_4} \sqrt{\frac{\rho_3}{\mu_4 \rho_4}} \quad \text{②'}$$

4 図は ②' 式を鋼、黄銅、銅を加熱する場合について数値計算したものである。これ等の結果よりインダクターは被加熱物とできるだけ密に結合するように作らなければインダクタの損失が増加することが判る。

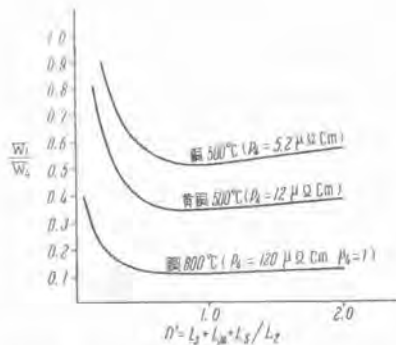
次にインダクタとカレント・トランスとの結合の問題につき検討すると、5 図の如く L_{31}', r_{31} をカレント・トランス一次コイル側に換算した値をそれぞれ L_{13}', r_{13} とすれば③式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} r_{13} &= \frac{n' L_1 \omega K_{12}^2}{(1 + n')^2 Q_3'} \Omega \\ L_{13}' &= \frac{-L_1 K_{12}^2}{1 + n'} H \end{aligned} \right\} \quad \text{③}$$

ただし $n' = L_3'/L_2$, $L_3' = L_{31} + L_3 + L_{31}$, $Q_3' = L_3' \omega / r_{31}$, L_{31} はインダクタリードのインダクタンス、

1 表 l/D と d/s との関係

l/D	0.2	0.6	1.0	2.0	10.0
d/s	0.53	0.51	0.50	0.45	0.10

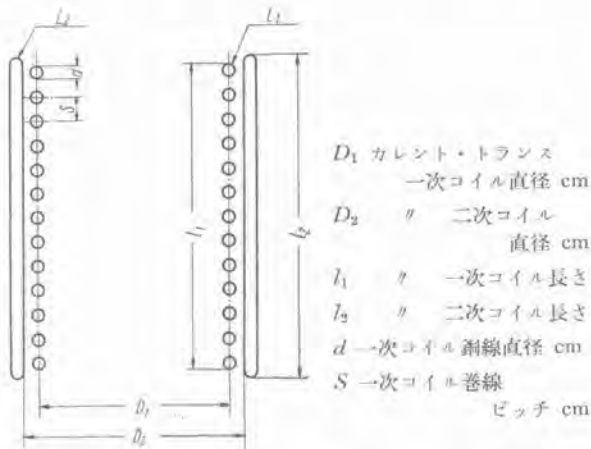


$$\frac{W_1}{W_4} = \frac{(1+n')^2}{n'} \cdot \frac{1-K_{34}^2+L_{34}/L_3}{K_{12}^2 K_{34}^2} \cdot \sqrt{\frac{\rho_1}{\mu_4 \rho_4}} \cdot \frac{D_4(1+0.44D_1/l_1)}{D_1(1+0.44D_4/l_1)}$$

$D_1=30\text{cm}$ $D_4=3\text{cm}$ $l_1=30\text{cm}$ $l_4 \ll D_4$ $\rho_1=1.7\mu\Omega\text{cm}$
 $K_{12}=0.8$ $K_{34}=0.7$ $L_{34}=0$ とす

6 図 n' と W_1/W_4 との関係

Fig. 6. Relation between n' and W_1/W_4 .



7 図 カレント・トランスの断面図

Fig. 7. Cross section of current transformer.

Q_3' は ①式より次の如くなる。

$$Q_3' = \frac{L_3' \omega}{r_{34}} = \frac{(1-K_{34}^2+L_{34}/L_3)D_4}{K_{34}^2 \sqrt{\mu_4 \rho_4} (1+0.44D_4/l_4)} \sqrt{f} \times 10^{-4} \quad \text{④}$$

Q_1 はコイルの線の太さ d 、ピッチ S としたとき d/S をコイルの長さ l_1 と直径 D_1 の比 l_1/D_1 により 1 表の値に選べば Q_1 は極大値をとり近似的に次式であらわされる。

$$\left. \begin{aligned} Q_1 &= \frac{1}{\sqrt{\rho_1}} \frac{D_1 \sqrt{f}}{1+0.44D_1/l_1} \times 10^{-4} \\ Q_1 &= \frac{L_1 \omega}{r_1} \end{aligned} \right\} \quad \text{⑤}$$

③④⑤式よりカレント・トランス一次コイルの損失電力 W_1 と被加熱物吸収電力 W_4 との比は

高周波誘導加熱の負荷回路の解析ならびに調整法・馬場・渡辺

$$\frac{W_1}{W_4} = \frac{r_1}{r_{14}} = \frac{(1+n')^2}{n'} \cdot \frac{1-K_{34}^2+L_{34}/L_3}{K_{12}^2 K_{34}^2} \cdot \sqrt{\frac{\rho_1}{\mu_4 \rho_4}} \cdot \frac{D_4(1+0.44D_1/l_1)}{D_1(1+0.44D_4/l_1)} \quad \text{⑥}$$

⑥式よりカレント・トランス一次コイルの損失電力を少なくするためには、インダクタと被加熱物の結合係数 K_{34} を大にせねばならないがその他にインダクタリードのインダクタンス L_{34} を L_3 に比して充分小に選ぶことおよび $n'(L_3+L_{34}+L_{34}/L_2)$ を適当な値にせねばならない。

n' と W_1/W_4 との関係は 6 図に示すとおりであり、とくに n' が小になった時 W_1 は増大する。したがって n' が 0.5~2 の範囲になるようインダクタの巻数を定めねばならない。

イ. カレント・トランスの設計方法

7 図はカレント・トランスの断面図を示す。 l_1, l_2 はそれぞれ一次コイル、二次コイルの長さ； D_1, D_2 はそれぞれ一次コイル、二次コイルの直径； d, S はそれぞれ一次コイルの線の直径、ピッチとする。

能率のよいカレント・トランスを設計するためには、 W_1/W_4 をできるだけ小にすることが必要である。⑤⑥式より W_1/W_4 を小にするためには $K_{12}^2 Q_1$ を大にせねばならぬことが判る。 K_{12} はカレント・トランス一次コイル二次コイルの結合係数であり、これを大にするには 3 図より $l_1 > D_1$ として、かつ一次コイル二次コイルの絶縁が安全である範囲で両コイルの間隙を小にするを要する。 Q_1 を大にするには、 d/S の値を l_1/D_1 により 1 表の如くすること、および D_1 を大とするを要する。しかし D_1 をあまり大にすると、カレント・トランス二次インダクタンス L_2 が大となり、したがって n' の値が小となり③式より r_{14} が小となりカレント・トランス一次コイルに大電流を流さないで充分な電力を被加熱物に送ることができなくなる。

以上の結果および実用上の問題を加味して考えると、カレント・トランスは大略次に示す範囲に選ぶのが適当である。 $D_1=20\sim30\text{cm}$, $l_1/D_1=1\sim2$, $D_1/D_2=0.9$, $d/s=0.45\sim0.50$ 。

また一次コイルの巻数 N を決定するには、発振源とのインピーダンスの整合を考慮に入れねばならない。すなわち L_1 の入力インダクタンス L_r は③式より次の如くなる

$$\left. \begin{aligned} L_r &= L_1 + L_{14} = L_1(1-K_{12}^2/1+n') \\ L_1 &= N^2 D_1^2 / 102 l_1 + 45 D_1 \times 10^{-6} \text{H} \end{aligned} \right\} \quad \text{⑦}$$

今発振源に対して、最適リアクタンスを X_0 とすれば⑦式より巻数 N は次の如くなる。

$$N = \frac{12.5}{D_1} \sqrt{\frac{X_0}{f}} \sqrt{\frac{102 l_1 + 45 D_1}{1-K_{12}^2/1+n'}} \quad \text{⑧}$$

f は周波数 k.c X_0 は最適リアクタンス Ω 。

3. 真空管発振器の負荷調整方法

ア. 誘導加熱用真空管発振器の回路方式

真空管発振器を誘導加熱用に用いる場合その回路方式を大別すれば次の二種類に分けることができる。第一の場合は 8 図 a. の如く発振回路の陽極コイルから誘導結合で負荷を取り、その負荷回路に直列または並列にコンデンサを入れて負荷回路の固有周波数を発振回路の固有周波数に一致させるように調整する方法である。この回路方式は周波数が数 Mc 以上の場合で小電力の機器に対しては比較的容易に調整できるけれども、周波数が低く数百 kc 以下の大電力の機器に対しては同調用可変コンデンサの設計が困難となる。

第二の場合は 8 図 b. の如く、カレント・トランスを発振回路のインダクタンスに直列に接続してカレント・トランスの二次側を非同調にする方式であり、この方式ではインダクタの入力インダクタンスが変化しても自動的に周波数が追従して同調をとる必要がなく、負荷を陽極コイル側に換算した抵抗値を調整すればよいことになる。

この調整は陽極コイル ΔL_p を変化させる方法が一般に用いられている。この場合 8 図 b. の陽極同調回路、C. のハートレ回路においては、 ΔL_p を大きく変化させるとは格子えの饋還量が変化するのでこれを調整しなければならない。d. の如きコルピット回路を用いればこの調整は不要となるけれども陽極コンデンサが一つ増加する欠点がある。

イ. 回路定数の決定法および調整方法

8 図 b. におけるカレント・トランスの入力インピーダンス Z_i を計算すると ③ 式より次の如くなる。

$$\left. \begin{aligned} Z_i &= r_o + jL_o\omega \\ \alpha &= r_{14}(1 + W_3/W_4 + W_1/W_4) = r_{14}/\eta_1 \\ L_c &= L_1(1 - K_{12}^2/1 + n') \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots ⑨$$

ただし η_1 は被加熱物に吸収された電力とカレント・トランスに送られた電力との比。

しかるに ⑨ 式における r_{14} を ③ ④ 式を参照して書き改めると次式を得る。

$$r_{14} = \frac{0.062n'}{(1+n')(1+n'-K_{12}^2)} \cdot \frac{K_{12}^2 K_{34}^2}{1-K_{34}^2+L_{35}/L_3} \cdot \frac{1-0.44D_4/l_4}{D_4} \cdot \sqrt{\mu_4 \rho_4} \cdot \sqrt{f L_c} \times 10^7 \dots\dots\dots ⑩$$

一方カレント・トランス一次コイルの電流 i_1 は、タンクコンデンサ C_p 両端の高周波電圧が陽極直流電圧 E_p の 0.6 倍であるとして計算すると次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= 0.6E_p C_p \omega \quad A \\ \omega &= 2\pi f = \frac{1}{\sqrt{(L_c + \Delta L_p)C_p}} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots ⑪$$

⑩ ⑪ 式よりカレント・トランスに送られる電力 W_c を計算すると次式を得る。

$$\left. \begin{aligned} W_c &= 9.1E_p^2 C_p^{\frac{3}{2}} (L_c + \Delta L_p)^{-\frac{1}{2}} \cdot \frac{L_c}{L_c + \Delta L_p} \cdot \alpha \times 10^3 W \\ &= 9.1E_p^2 C_p \sqrt{\omega} \cdot \frac{L_c}{L_c + \Delta L_p} \cdot \alpha \times 10^3 W \\ \alpha &= \frac{n'K_{12}^2}{(1+n')(1+n'-K_{12}^2)} \cdot \frac{K_{34}^2}{1-K_{34}^2+L_{35}/L_3} \\ &\quad \cdot \frac{1+0.44D_4/l_4}{D_4 \eta_1} \cdot \sqrt{\mu_4 \rho_4} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots ⑫$$

⑫ 式における α は被加熱物、インダクタ、カレント・トランスにより定まる。 α が一定の時 W_c は陽極電圧 E_p の自乗に比例し、陽極コンデンサ C_p の 3/4 乗に比例し、陽極回路全インダクタンス $L_c + \Delta L_p$ の 1/4 乗に逆比例し、かつカレント・トランス入力インダクタンスと陽極回路全インダクタンスとの比 $L_c/L_c + \Delta L_p$

に比例することが判る。回路定数を定めるには、陽極電圧が E_p の時の陽極出力電力を W_0 とした場合 $W_0 = W_c$ になるように C_p , L_c , ΔL_p を適当に選ばねばならない。

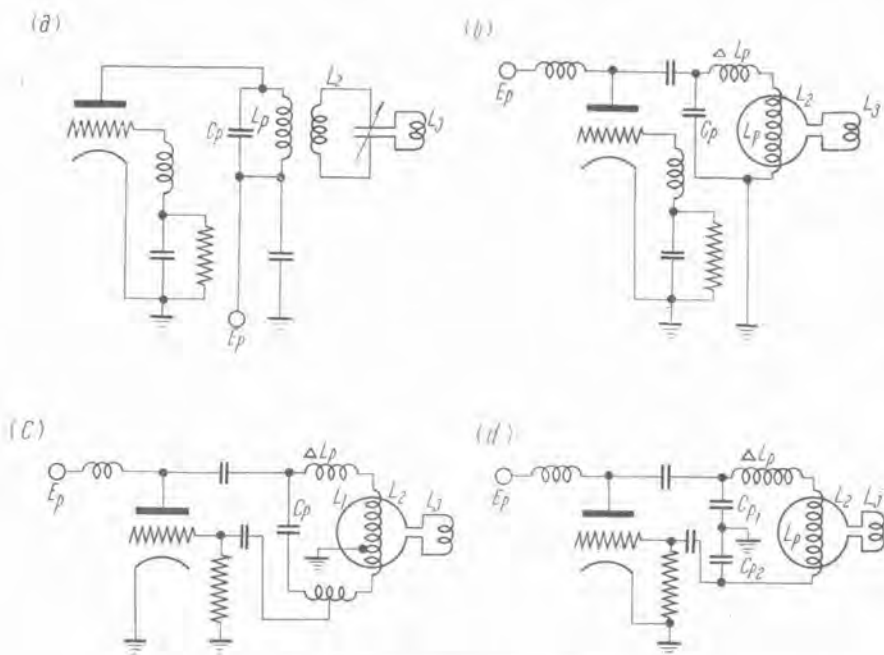
また被加熱物、インダクタ等が変った場合は ⑫ 式の α が変化するので、これを補うためには ΔL_p を変化させればよい。

4. 衝撃式発振器の 負荷調整

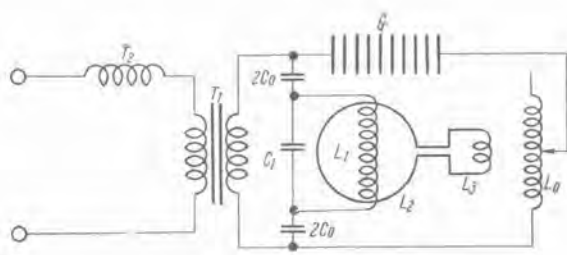
ア. 回路方式および回路定数の測定

衝撃式発振器の回路は 9 図に示す。この回路において負荷調整に必要な回路定数を測定すると次の如くなった。

- (1) 主発振コイル L_0
内径 600mm ϕ , 長さ 950mm,



8 図 真空管発振器の回路方式
Fig. 8. Circuit-system of vacuum tube oscillator.



9 図 衝撃式発振器の回路
Fig. 9. Impulse generator circuit.

15φ 銅管 38 回巻, Q メータで測定した結果次の実験式を得た.

$$L_0(P) = \frac{15.3P^2}{P+10.6} \times 10^{-6} \text{ H} \quad (12)$$

P はコイルの巻数

(2) 主発振コンデンサ C_0

C_0 は $0.05 \mu\text{F}$ のコンデンサ, 4 箇並列 7 箇直列計 28 箇によって作られている. その全容量は測定の結果

$$C_0 = 0.084 \mu\text{F} \quad (14)$$

(3) 負荷コンデンサ C_1

C_1 は $0.1 \mu\text{F}$ コンデンサ 12 箇並列に使用したものでその容量は測定の結果

コンデンサの数	容 量
10 箇	$1.083 \mu\text{F}$
11 箇	$1.186 \mu\text{F}$
12 箇	$1.304 \mu\text{F}$

4) カレント・トランスの一次コイル L_1 およびその入力インダクタンス L_e

L_1 は直径 275 mm ϕ , 長さ 300 mm, 20 回巻コイル; L_2 は直径 310 mm ϕ , 長さ 250 mm, 1 回巻コイル; L_3, L_3' はそれぞれインダクタ, 被加熱物を入れた時のインダクタのインダクタンスとすれば, L_1 の入力インダクタンス L_e は (3) 式より

$$L_e = L_1 \left(1 - \frac{K_{12}^2}{1 + L_3'/L_2} \right)$$

しかるに $L_3' = \infty$ の時 $L_e = L_e(\infty)$, $L_3' = 0$ の時 $L_e = L_e(0)$ として上式に入れて計算すると

$$K_{12} = \sqrt{1 - \frac{L_e(0)}{L_e(\infty)}} \quad (16)$$

$$L_1 = L_e(\infty)$$

測定の結果 $L_e(\infty) = 72 \mu\text{H}$, $L_e(0) = 20.2 \mu\text{H}$ であったので, これを (16) 式に入れて計算すると

$$K_{12} = 0.85 \quad L_1 = 72 \mu\text{H} \text{ となった.}$$

次に L_2 をその直径, 長さを長岡氏の計算式に入れて計算すると, $L_2 = 242 \times 10^{-6} \mu\text{H}$ となった.

これ等の結果より L_e を L_3' の函数として表すと次式を得る.

$$L_e = 72 \left(1 - \frac{0.174}{0.242 + L_3'} \right) \mu\text{H} \quad (17)$$

とくに L_3 が円筒形コイル (直径 $D_3 \text{ cm}$, 長さ $l_3 \text{ cm}$, 巻数 N) の場合は次式であたえられる.

$$L_3' = \frac{(1 - K_{34}^2) N^2 D_3}{102 l_3 / D_3 + 45} \mu\text{H} \quad (18)$$

ただし K_{34} はインダクタと被加熱物との結合係数で, 密に結合されている場合は $0.7 \sim 0.8$ 程度の値をとる.

4. 負荷調整実験

発振回路の固有周波数 f_0 は $f_0 = 1/2\pi\sqrt{L_0 C_0}$

負荷回路の固有周波数 f_1 は $f_1 = 1/2\pi\sqrt{L_e C_1}$

であたえられる. 理論的には最大の能率を発揮する条件は $f_0 = f_1$ でなければならない. しかし, L_0, C_0, L_e, C_1 を測定する場合等かの誤差が生じ, かつ配線の浮遊インダクタンス, 容量が存在するので, 実験的に最大能率の点を求め, その状態における測定値より求めた周波数の比すなわち

$$\left(\frac{f_0}{f_1} \right)^2 = \frac{L_e C_1}{L_0 C_0} = K \quad (19)$$

(19) 式であたえられる K を定めることが必要である.

2 表 調整点と K 加熱時間との関係

実験 1 試料 M_{12} 歯型歯 $L_0 = 36.2 \mu\text{H}$ (210kc にて測定)

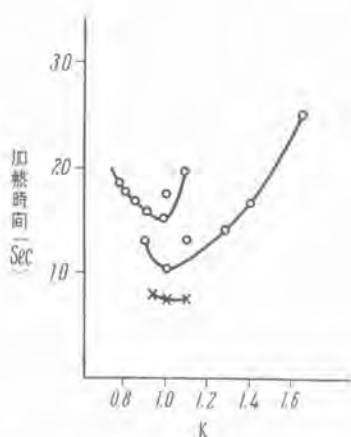
L_0 のタップ P	C_1 の数 (箇)	$C_1 L_e$	$C_0 L_0$	$K = \frac{C_1 L_e}{C_0 L_0}$	加熱時間 (sec)
38	9	34.6×10^{-12}	38.6×10^{-12}	0.90	13
38	11	43.0	38.6	1.11	13
38	10	39.1	38.6	1.01	10
35	11	43.0	34.6	1.28	14
32	11	43.0	30.8	1.40	16.5
28	11	43.0	26.2	1.64	25

実験 2 試料直径 100φ, 長さ 100 キュー, インダクタ直径 106φ 長さ 97. $L_e = 24.2 \mu\text{H}$ (202) 式より計算したもの $K_{34} = 0.7$ とす)

L_0 のタップ P	C_1 の数 (箇)	$C_1 L_e$	$C_0 L_0$	$K = \frac{C_1 L_e}{C_0 L_0}$	加熱時間 (sec)
30	11	28.0×10^{-12}	28.5×10^{-12}	0.98	15
32	11	28.0	30.8	0.91	15.8
34	11	28.0	33.4	0.84	16.5
36	11	28.0	35.9	0.78	18.3
30	12	30.6	28.5	1.08	19.5
32	12	30.6	30.8	1.00	17.5

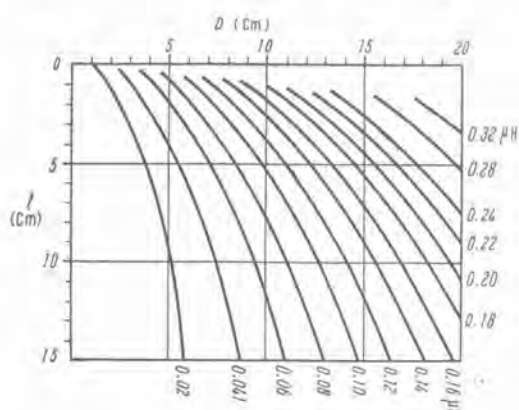
実験 3 試料直径 70φ, 長さ 90 キュー, インダクタ直径 73φ, 長さ 85. $L_e = 23.6 \mu\text{H}$ (202) 式より計算したもの $K_{34} = 0.7$ とす)

L_0 のタップ P	C_1 の数 (箇)	$C_1 L_e$	$C_0 L_0$	$K = \frac{C_1 L_e}{C_0 L_0}$	加熱時間 (sec)
28	12	28.6×10^{-12}	26.2×10^{-12}	1.10	7.45
30	12	28.6×10^{-12}	28.5×10^{-12}	1.00	7.16
32	12	28.6×10^{-12}	30.8×10^{-12}	0.93	8.0



10 図 K と加熱時間との関係

Fig. 10. Relation between K and heating time.



D インダクタ直径
 l " 長さ $L_0 = \frac{D}{102l/D + 45}$
 巻数 1

11 図 インダクタンス計算図表

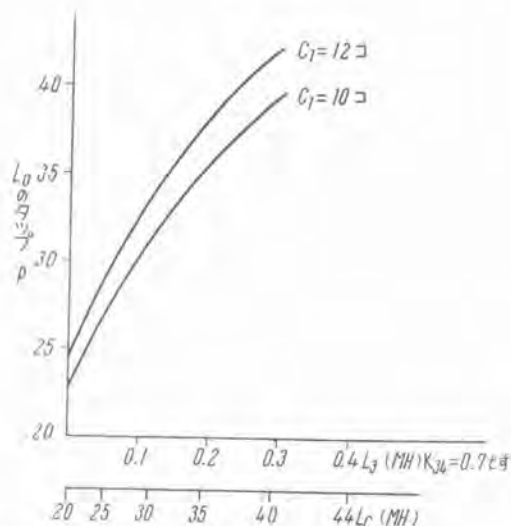
Fig. 11. Inductance Calculation chart of inductors.

2 表は種々のコイルについて、調整点と K および加熱時間との関係を示したものである。10 図は K と加熱時間との関係を図示したものである。これより最大能率の点における K はほぼ 1 であることがわかる。

ウ. 負荷調整法

前節の結果より最大能率で負荷をとるためには、次の条件を満足せねばならない。

$$L_c = C_0/C_1 \cdot L_0 \quad (20)$$



12 図 L_3 , L_0 と L_0 のトップ P との関係

Fig. 12. Relation between L_3 , L_0 and top P of L_0 .

②式における C_0 , C_1 の値は ⑩⑪式よりあたえられる。今インダクタが円筒形である場合は、その直径 D_3 cm, 長さ l_3 cm をあたえれば ⑬式より L_3' が計算できしたがって ⑩式より L_0 が計算できる。さらに ②式を用いて L_0 を定め ⑬式より L_0 の調整すべきトップ P を定め得る。

11 図はインダクタの直径、長さをあたえて L_3 を求める表、12 図は L_3 または L_0 をあたえて最大能率に調整すべき L_0 のトップ P を求める表である。

円筒形インダクタの場合はその直径 D_3 cm, 長さ l_3 cm をあたえれば 11 図、12 図より容易に調整点を求め得、形状複雑なものに関しては Q メータで L_c を実測すれば 12 図より調整点を求めることができる。

5. むすび

以上高周電力を誘導加熱として利用する場合のインダクタとカレント・トランスとの設計基準を論じたのであるが、装置が真空管式、衝撃式いずれであっても、被加熱試料とインダクタとは密に結合すると共に低インピーダンスである負荷を発振源に対して調整容易なる整合を行うことによって全能率を向上せしめることをとくに強調したい。

三菱テレビジョン受像機 (101K-17 型)

の性能と特長

無線機製作所

洲崎晃司*・糟谷一郎*・武居 明*・植竹勝人*

Performance and Features of MITSUBISHI Type 101K-17 Television Receiving Sets

Koji SUZAKI・Ichiro KASUYA・Akira TAKEI・Katsuhito UETAKE

Electronics Works

MITSUBISHI television receiving sets have made their debut as a fruit of untiring effort. Of many distinctive features, they have a less number of adjusting points than other makes, which indicates high stability of the apparatus.

1. まえがき

わが国においてもいよいよテレビジョンは実用期に入り昨年 2 月東京において NHK が 10 kW で本放送を開始するとこれに引き続いて 9 月に日本テレビ放送網株式会社 (NTV) は民間テレビ第 1 号として同じく 10 kW で本放送を開始した。その後 NHK また続いて電信電話公社においてもテレビ中継を目標として 4,000 Mc 帯のマイクロエーブ中継線を東京大阪間に完成し、上り下りとも中継が可能となって一般のテレビへの関心は漸く高まりつつある現状である。

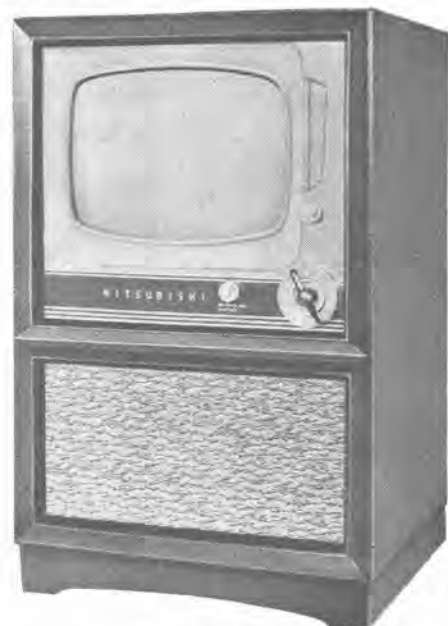
大阪、名古屋においても数年前より NHK によって実験放送が行われていたがいよいよ 3 月 1 日から大阪は生駒山山頂より 10 kW で、また名古屋は 500 W で本放送が開始された。

当社においても早期に計画を樹立し、数年前からテレビジョン受像機の研究にとりかかったのであるが Westinghouse 電機会社、RCA 等米国先進メーカーの技術を参考とし、幾多の試作を経て日本の放送方式、電力事情に適合した受像機の開発を終り、最近一般発売の運びとなったのである。よってここにその受像機 101K-17 型について紹介を行いご参考に供する次第である。

2. 構 成

ア. 概 要

2 図は本機のブロックダイアグラムであり、その回路は 3 図に示すとおりである。



1 図 101K-17 型受像機
Fig. 1. Exterior view.



2. 図 101K 17 型受像機のブロックダイアグラム

Fig. 2. Block diagram.

受信方式はインターキャリヤ方式を採用し、RF 増幅 1 段、IF 増幅 3 段はいずれも復調方式である。付属回路としてはキード AGC；鋸歯状波 AFC；ノイズトリップ；帰線消去回路が付されていてその回路構成は国内において最高級であり、使用真空管はブラウン管を除き 23 本である。ブラウン管は静電集束、電磁偏向方式の 17LP4 を使用しているがこの球はスクリーン面が他の多く（17BP4 等）が球面であるに比し、横方向のみに曲率を持ち縦方向は真直ぐなシリンドリカルフェースのものであって画面は非常に見やすくなっている。

イ. 電氣的、機械的機構

- (1) 受信方式 インターキャリヤ方式
- (2) ブラウン管 17LP4（ウエスチングハウスまたはシルバニヤ製）
- (3) 受信周波数

1 表

チャンネル番号	チャンネル周波数	映像周波数	音声周波数	局発周波数
1	90~96Mc	91.25 Mc	95.75 Mc	137 Mc
2	96~102	97.25	101.75	143
3	102~108	103.25	107.75	149
4	170~176	171.25	175.75	217
5	176~182	177.25	181.75	223
6	182~188	183.25	187.75	229

- (4) 局部発振周波数微調範囲 2~3 Mc
- (5) アンテナ入力回路 300 Ω 平衡型
- (6) 音声出力 2 W（無歪）
- (7) スピーカ ダイアトーン P-60 F 型（フリーエッジタイプ）
- (8) C 電源 A C 100 V（85, 100 V タップ付）、50~60 c/s）
- (9) 消費電力 185 VA
- (10) 重量 54 kg（パッキングケース共）
- (11) 使用真空管

V-101 6CB6 RF 増幅

- | | | |
|-------|--------|--------------|
| V-102 | 6 J 6 | 局発および混合 |
| V-201 | 6AU6 | 音声 IF 増幅 |
| V-202 | 6AU6 | リミッタ |
| V-203 | 6AL5 | レシオディテクタ |
| V-204 | 6SQ7GT | 低周波増幅、AGC 整流 |
| V-301 | 6CB6 | 共通 IF 増幅 |
| V-302 | 6CB6 | 同上 |
| V-303 | 6CB6 | 同上 |
| V-304 | 6AL5 | 映像検波、ノイズトリップ |
| V-305 | 6AC7 | 映像増幅 |
| V-401 | 6AU6 | キード AGC |
| V-402 | 6SN7GT | 同期増幅、分離 |
| V-403 | 6SN7GT | 垂直発振 |
| V-404 | 6SN7GT | 垂直出力 |
| V-405 | 17LP4 | ブラウン管 |
| V-406 | 6V6GT | 低周波出力 |
| V-501 | 6 C 4 | 同期クリップ |
| V-502 | 6AL5 | 位相検波 |
| V-503 | 6SN7GT | 水平発振 |
| V-504 | 6BG6G | 水平出力 |
| V-505 | 1B3GT | 高圧整流 |
| V-506 | 6W4GT | ダンパ |
| V-507 | 5U4G | 低圧整流 |

(12) 映像中間周波数

映像搬送周波数	45.75 Mc
音声トラップ周波数	41.25 Mc
隣接チャンネルトラップ周波数	47.25 Mc

(13) 音声中間周波数

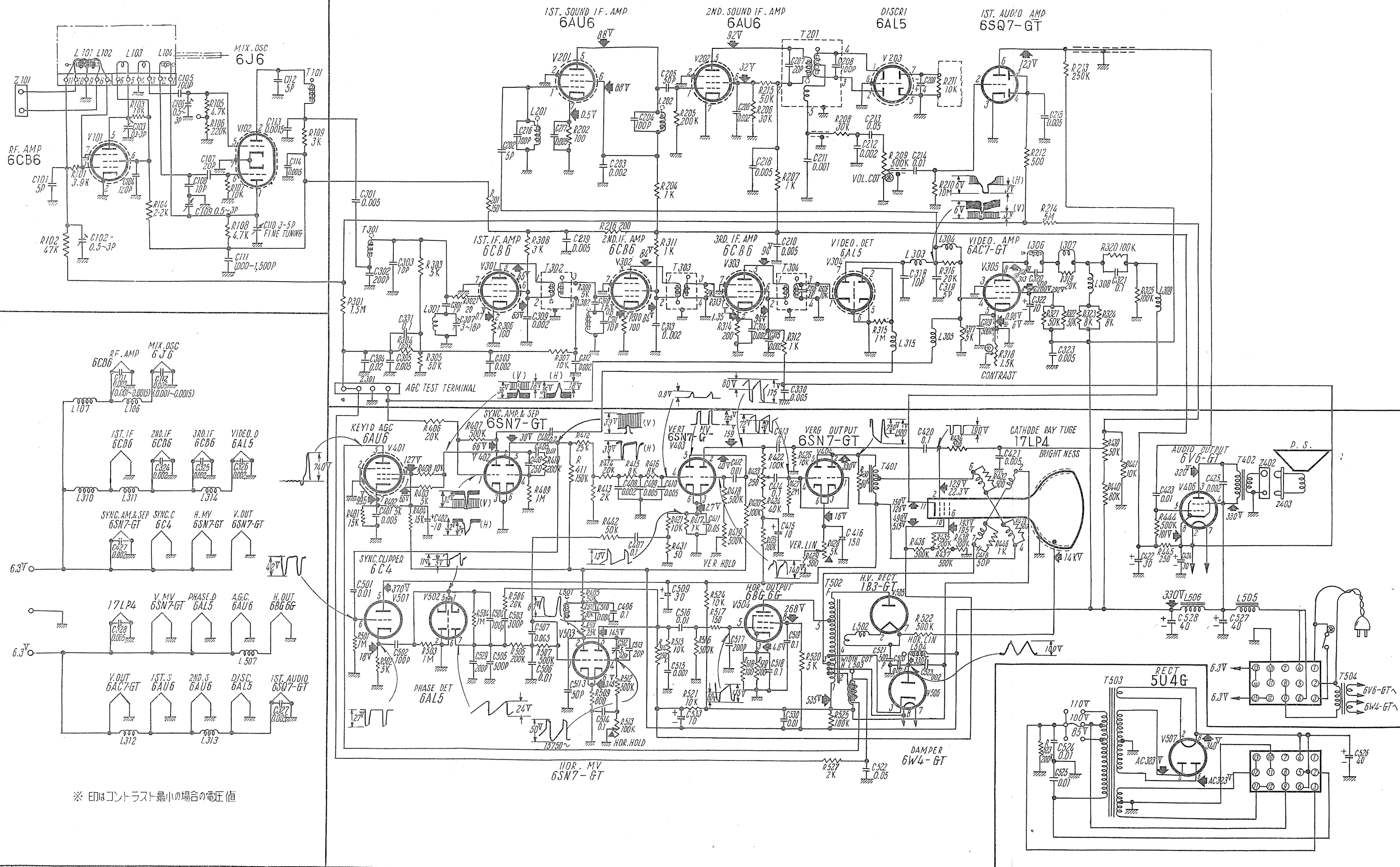
音声搬送周波数	4.5 Mc
レシオディテクタバンド幅	± 100 kc

- (14) フォーカス 静電フォーカス方式
- (15) 偏向方式 電磁偏向方式
- (16) 走査方式 飛越走査 525 本
- (17) 水平走査周波数 15750 c/s
- (18) 垂直走査周波数 60 c/s
- (19) フレーム周波数 30 c/s
- (20) 自動周波数制御方式 鋸歯状波 AFC
- (21) 自動利得制御方式

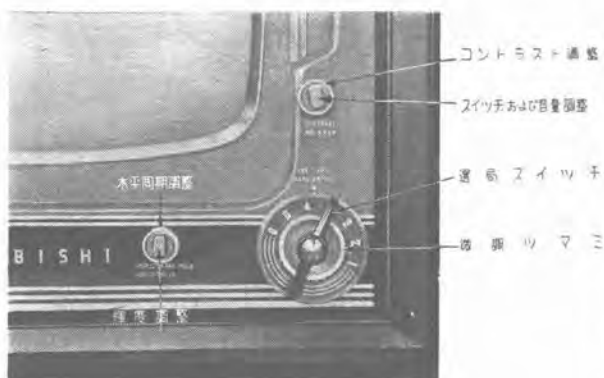
ディレード・キード AGC

ウ. 調整箇所

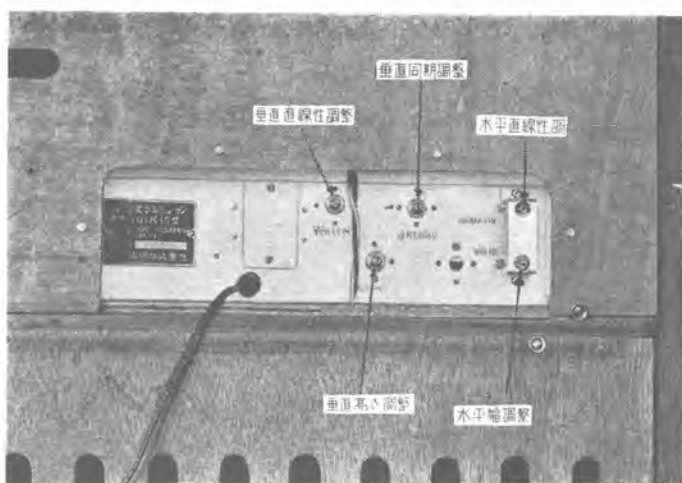
一般にテレビ受像機の調整箇所は十数箇所あってラジオに比べると非常に数が多く、一般の人々がこれを取り扱うことはなかなか難しい。しかるにテレビ受像機は一般家庭で使用するものであるからこれを簡素化することが重要な問題となる。このため、調整頻度からこれらを二群に分けて頻度の高いものを前面に出し、比較的頻度の低いものをシャーシ背面にまわしてその操作を簡素化する方法が一般に行われている。また機械の安定度の高い場合は前面に出すつまみの数を減らせるわけで本機では他社に比し 1 ないし 3 箇所少くすることができて前面には 6 箇所の調整箇所を出した。詳細は下記の多くであって、その位置は 4 図 A, B, C を参照されたい。



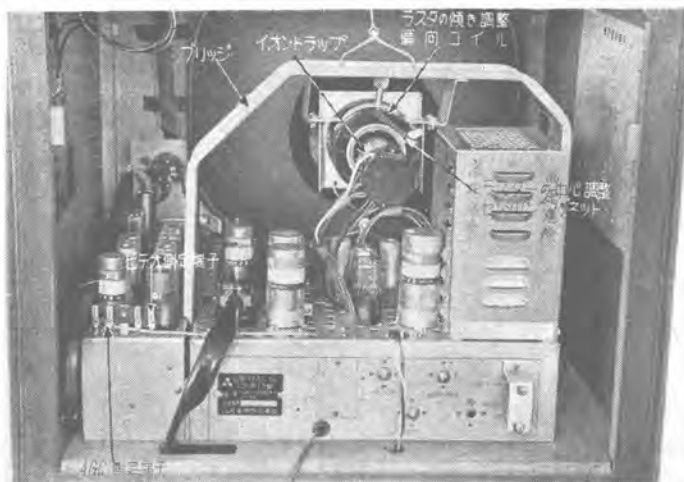
3 図 回 路 図
 Fig. 3. Circuit diagram.



4 図 (A) 調整箇所 前面
Fig. 4. (A) Adjusting point front.



4 図 (C) 調整箇所 内部
Fig. 4. (C) Adjusting point interior.



4 図 (B) 調整箇所 背面
Fig. 4. (B) Adjusting point back.

(1) 前面調整箇所

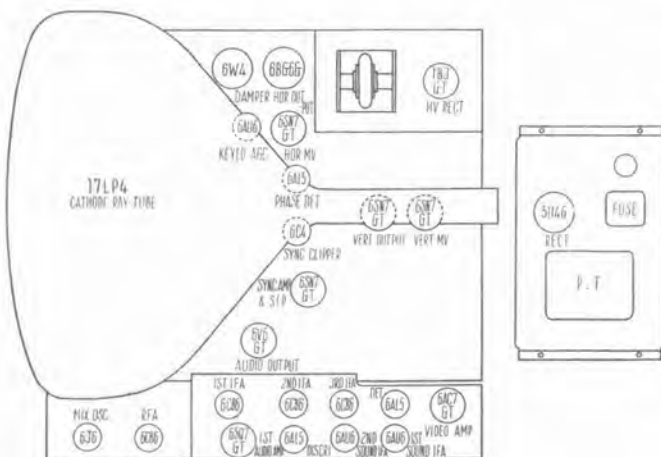
チャンネル選択 } 二重つまみ
微細調整 }
ボリュームおよび電源スイッチ } 二重つまみ
コントラスト調整 }
輝度調整 } 二重つまみ
水平同期調整 }

(2) 背面調整箇所

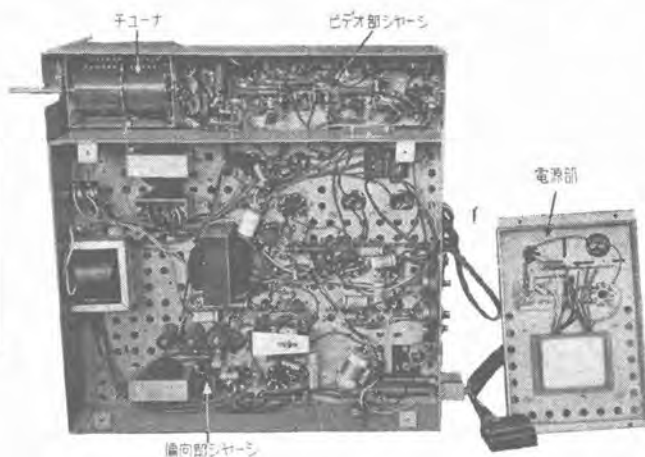
- イオントラップ
- 偏向コイル位置調整
- ラスト位置調整
- 垂直同期調整
- 垂直振幅調整
- 垂直直線性調整
- 水平直線性調整
- 水平幅調整

エ. 部品配置

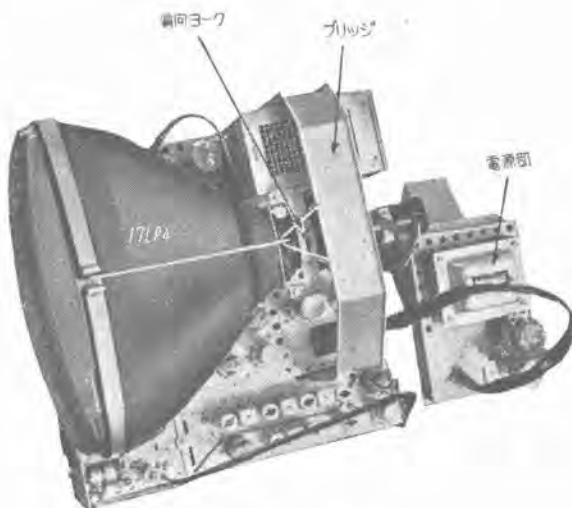
5 図は本機の真空管配置であり 6 図はシャーシ裏面を示す。シャーシは組立ての容易、故障修理時の便利のため、また電源非同期方式の対策として (1) RF 部 (2) IF 部、映像増幅部、音声増幅部 (3) 偏向部 (4) 電源部の 4 部分に分けられているが (1) (2) (3) は配線後まとめられて一つのシャーシを形成し、電源部はキャビネットの下部に収容されるようになる。また真空管の差し換えの容易、調整時の便利のためにブラウン管保持方法は 7 図に示すようにブリッジを使用している。この



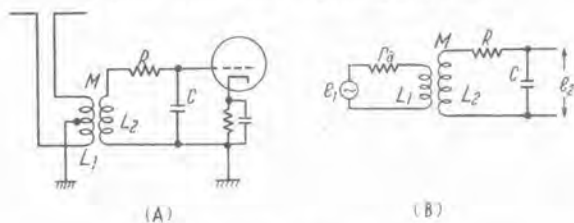
5 図 真空管配置図
Fig. 5. Vacuum tube arrangement.



6 図 シャーシ内部
Fig. 6. Chassis interior.



7 図 ブラウン管保持機構
Fig. 7. Braun tube supporting mechanism.



8 図 入力回路およびその等価回路
Fig. 8. Transformer input circuit and equivalent.

ためにサービスのときに非常に取扱いやすい。

3. 回路の説明

本機の回路は付属回路が多いので相当複雑である。以下主だった所だけを簡単に順を追って説明する。

ア. RF 部

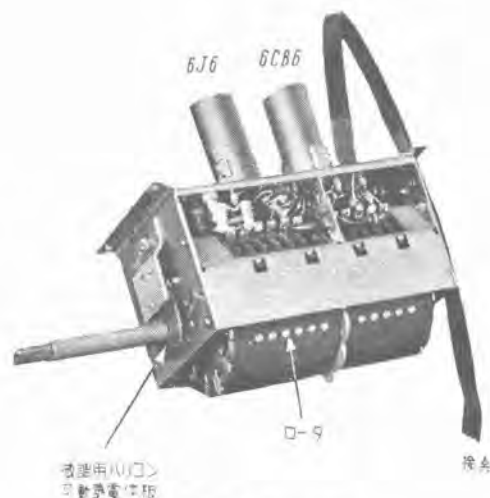
わが国ではテレビジョン用周波帯として1表に示したように六つのチャンネルが割り当てられているがこれの選択機構として本機ではターレット方式を採用した。

選択機構としては

- (1) コイルを順次短絡してインダクタンスを変化させる方法………スイッチ方式
- (2) 各チャンネル専用のコイルを順次切り換える方法………ターレット方式
- (3) バリコンを使用する方法
- (4) ダストコアー、または非磁性金属のコアーでコイルのインダクタンスを変化させる方法

等が考えられるが(3)の方法は取り扱う周波数が 100 Mc ないし 200 Mc という超短波であるためにロータの接点の接触に事故が起り勝ちであり、また取り扱いが面倒であり(4)の方式は機構が複雑になるためにこれらの方式はほとんど使用されない。現在米国においてももっぱら(1)(2)の方式が採用されている。

選択機構の中で最も問題になることの一つはアンテナと入力回路とのインピーダンスマッチングである。ここ



9 図 RF チューナ
Fig. 9. RF tuner.

でミスマッチングがあると一般に画像のゴーストイメージの原因となり、感度も低下する。

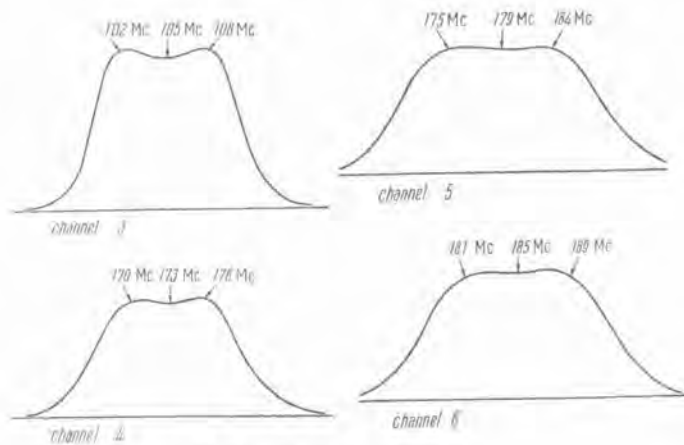
8 図 A は一般に使用される変成器入力回路の一例であるがこれの等価回路は B のようになり、インピーダンスマッチングの条件として

$$\frac{\omega_0^2 M^2}{R} = r_a$$

が満足されなくてはならない。ここに ω_0 はチャンネルの中心周波数角速度、 M は L_1, L_2 間の相互インダクタンス、 R は 2 次回路のダンピング抵抗、 r_a はアンテナの内部抵抗である。したがってチャンネルを切換えるごとに M を変化させてマッチングをとらなければならないがコイルを順次短絡して行くスイッチ方式ではそれが完全に行われ難いに反し、ターレット方式では各チャンネル専用のコイルがあるために完全にマッチングをとることができる。またターレット方式は回路の漂遊容量が少いために利得を大きくとることができるがこれらの長所に対し機構が若干複雑になるという欠点もある。9 図に本機のチューナを示す。

つぎに RF 増幅管 6CB6 と周波数変換管 6J6 の結合回路であるが国内メーカは単一同調回路を採用しているところが多いのに比し、本機では復同調回路を用いた。単一同調回路では調整が簡単でコストの低減ができるが利得と帯域がとり難い。これに対し復同調回路は調整は相当厄介であるが利得、帯域幅が充分にとれるという長所がある。本機の RF 部特性曲線は 10 図の如くなっている。

チューナにおいて最も問題となるもう一つの点は接点の接触抵抗と耐久度であるがこの点は最も意を用い苦心をしたところであってこの種のものとしてはほとんど完璧な性能を持っているといえよう。接点の寿命試験の結果を 11 図に示す。これは 6 チャンネルに亘って 1 万回の往復運動を行ったものであるから接点については 2 万回、接片については実に 12 万回の断続試験となっている。



10 図 RF 部特性曲線
Fig. 10. RF, characteristic curves.

イ. IF 部

復同調方式で 6CB6 3 段の増幅をしている。復同調方式はスタガー方式に比し利得、帯域幅が充分にとれ調整が容易であるという長所と共に IFT の製作がやや難しい欠点を持っている。国内において IF 段に復同調方式を採用しているのは現在当社だけであるがこのため非常に解像度のよいディテールのよく出る映像を得ている。L-301, C-301, C-307 は隣接チャンネルの混信を防ぐトラップである。本機の IF 部特性曲線を 12 図に示す。

ウ. 映像信号増幅部

6AC7 で 1 段の増幅を行っているが検波管 6AL5 からブラウン管に到るまで直接結合を行っている。このため直流分再生回路の必要はない。L-304, L-307, L-308 は映像信号の高い方を補整するピーキングコイルでシリーズ・シャント方式を用いている。L-306, C-320 は 4.5 Mc のトラップで音声映像に妨害を与えるのを防いでいる。本機の映像増幅部特性は 13 図 A, B に示す如くである。

エ. 音声信号増幅部

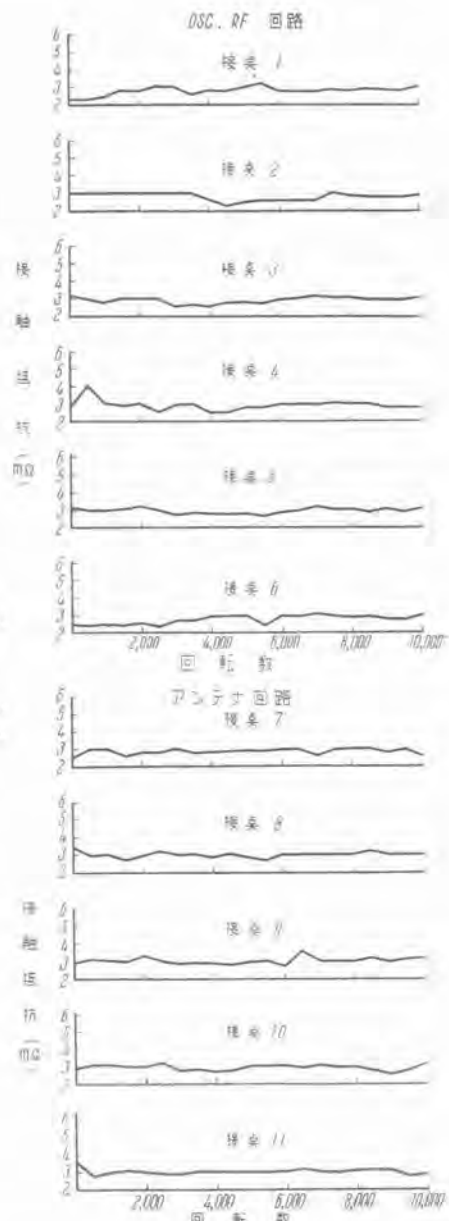
検波後 4.5 Mc になった音声信号は C-202 を経て L-201, C-216 で同調をとり 6AU6 に加えられる。4.5 Mc の音声信号は 6AU6 で 2 段増幅され 6AL5 で FM 検波されるのであるが 2 段目の 6AU6 はリミッタとして働くことになる。レシオディテクタは相当長い時定数を持っているので到来信号の小さな周期の AM 分は除去されるが大きな周期を持つ波状の変動は除去できないからリミッタで除去し、信号の頭を描えなくてはならない。レシオディテクタは非対称型を採用した。FM 検波後 6SQ7GT で電圧増幅、6V6GT で電力増幅して 6 $\frac{1}{2}$ in スピーカを駆動している。

スピーカはすでに定評のあるダイヤトーン P-60F 型フリーエッジタイプを使用しているが FM 方式とこのスピーカとで音質は充分に満足に行く結果を得た。

オ. 同期分離および偏向回路

三菱テレビジョンにおいて最も特色ある点はこの同期

三菱テレビジョン受像機 (101K-17 型) の性能と特長・洲崎・糟谷・武居・植竹



11 図

RF チューナ接点の寿命試験結果

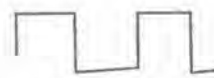
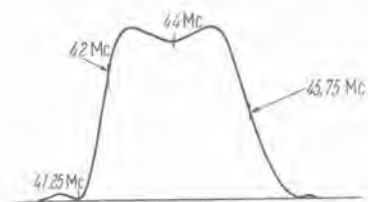
Fig. 11.

Results of life test of RF tuner contact.

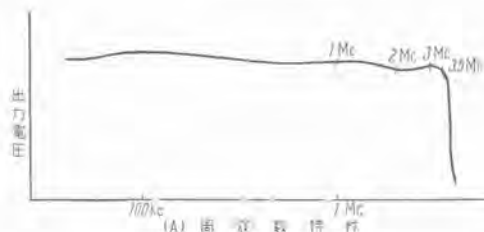
12 図

IF 部特性曲線

Fig. 12.
IF, characteristic curves.



(B) 位相特性
60 cps PCL 又出力波



13 図 映像増幅部特性

Fig. 13. Image amplification characteristic.

分離および偏向回路であってこのため他に例を見ない優秀な安定度を得ている。電界が相当に弱くなっても、またある程度大きい雑音に対しても同期が崩れることは全くないといえる位である。家庭用品としてはこの安定度が最も重要なことで、次にこの回路につき若干説明しよう。

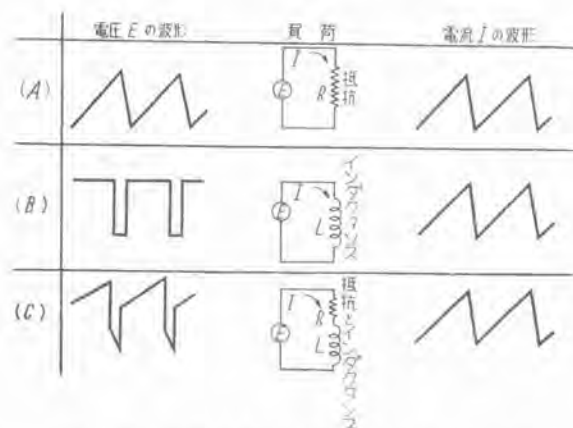
同期信号は映像検波管の負荷抵抗 $R-317$ から取り出され同期増幅管 $6SN7GT$ に加えられる。1 段増幅された同期信号は同じ球の一方で映像信号と分離される。

同期増幅管のグリッドには $R-407, R-406, R-317$ の分圧回路を通して僅か正の電圧が加えられ負側にある同期信号が真空管特性曲線の曲りでつぶされるのを防いでいる。同期増幅管プレートから分離器のグリッドへの結合回路は $C-403$ が水平同期信号に、 $C-405$ と $R-410$ が垂直同期信号に対するものである。分離器には正側に同期信号が加わるからプレート電圧を低くにとってカットオフを浅くすると同時にグリッド電流による自己バイアスを与えて目的を達している。ここで映像成分と分離された同期信号は積分回路網を通して垂直成分のみとなり垂直マルチバイブレータを同期させる。偏向コイルはインダクタンスと純抵抗の合成であるからこれに鋸歯状波電流を流すためには 14 図 (C) のような波形の電圧を加えなくてはならない。

$C-413$ は鋸歯状波を発生するための充電コンデンサであり、 $R-426$ は鋸歯状波にパルスを加えて 14 図 (C) の如き波形にするためのピーキング抵抗である。

この波形は並列接続した $6SN7GT$ で増幅されて $T-401$ を経て垂直偏向コイルに加えられる。 $R-426$ に発生した帰線期間中のパルスは $C-420$ を経てブラウン管のグリッドに加えられ、見苦しい帰線を消去している。

分離された同期信号は一方では $C-501, R-501$ を通って $6C4$ に加えられる。 $6C4$ はクリッパとして働いて同期信号の頭を揃える。頭を揃えられた同期信号は鋸歯状波 AFC、 $6AL5$ に加えられるのである。 $6AL5$ は位相検波器として働くのであって水平マルチバイブレー

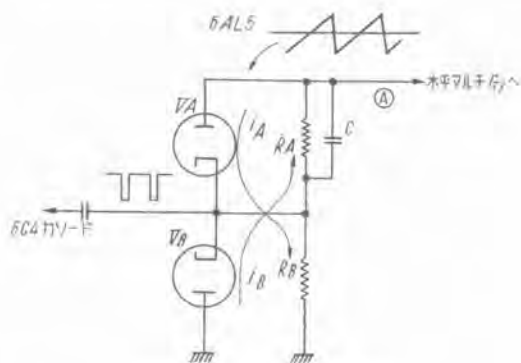


14 図 鋸歯状波電流を流すに必要な電圧波形
Fig. 14. Waveform necessary for saw teeth wave form current.

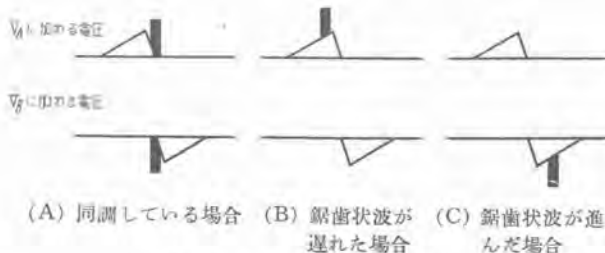
タで発振した鋸歯状波を $R-506, C-503, C-505, C-529$ のフィードバック回路を通して $6AL5$ に加え、カソードに加えられる同期信号との位相差を電圧差に交換しこの電圧差によってマルチバイブレータの発振周波数を制御して $15,750\text{c/s}$ に保ち完全な同期をさせようとするものである。大型ブラウン管を使用した受像機でこの AFC がいないかまたは完全に動作していない時は縦の線がギザギザになって見える場合が多い。次にこの動作を簡単に説明しよう。この部分だけを抜き出したのが 15 図である。

加えられた鋸歯状波の正の半サイクルでは整流電流は V_A を、負の半サイクルでは V_B を流れる。カソードに同期信号が加わった場合、この同期信号と鋸歯状波の周波数が一致している時には同期信号は鋸歯状波の 0 の位置にきて $6AL5$ の各二極管 V_A, V_B に加わるプレート電圧は 16 図 A のようになる。その尖頭値は等しいから V_A, V_B を流れる電流は等しく $R_A = R_B$ による電圧降下も等しくなって互いに打ち消し合う結果 A 点に電圧は現われてこない。しかるに鋸歯状波の周波数が遅れてきた場合は V_A, V_B にかかる電圧は 16 図 B のようになり V_A を流れる電流は増大して R_B による電圧は大きくなりその結果 A 点には正の電圧が現われる。一般にマルチバイブレータはグリッド電圧が上がると発振周波数も上り、グリッド電圧が下ると発振周波数も下る性質を持つからこの場合発振周波数は進んでもとの状態に復する。

逆に鋸歯状波周波数が進んだ場合は V_A, V_B には 16



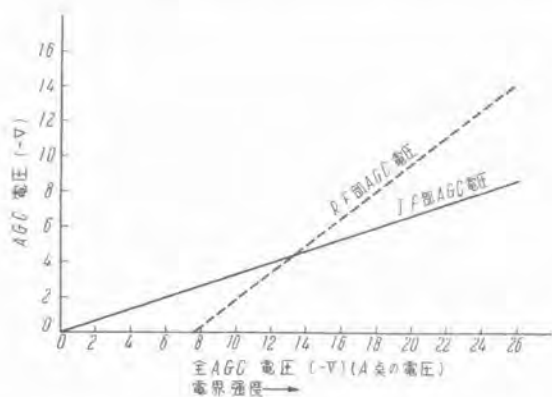
15 図 AFC 回路の説明図
Fig. 15. Illustration of AFC circuit.



16 図 鋸歯状波 AFC の動作
Fig. 16. Action of saw teeth wave form AFC.

G_1 に加え利得を制御するのである。すなわち電界の強い時には 6AU6 の G_1 に大きな同期信号が入るから電流 i は大きく A 点に現われる負電圧も大きくなって RF, IF 増幅部の利得は抑えられ逆に電界の弱い時には A 点の負電圧は小さくなって RF, IF 増幅部の利得は増大するからブラウン管に達する映像信号の大きさは電界の強弱にほとんど関係なく自動的に絶えず一定に保たれるのである。

R-214, R-301 はディレード AGC のための回路であってこれを説明すると次のようになる。B 点には +25 V がかけられているが今 A 点に -15 V の AGC 電圧が発生したとしよう。すると IF 部には -15 V が R-304, R-305 で分圧されて -5 V が加わる。一方 RF 部には AB 間の電位差 40 V を R-214 と R-301 で分圧したものと A 点の電圧との差が加えられる。すなわち



19 図 AGC 電圧特性

Fig. 19. AGC voltage characteristic.

$$-15 + \left(40 \times \frac{1.5}{6.5}\right) = -5.8 \quad (\text{V})$$

の -5.8 V が加えられることになる。しかるに電界が弱くなって A 点に -6 V が発生した時のことを考えると、この時 IF 部には -2 V が加えられるが RF 部には

$$-6 + \left(31 \times \frac{1.5}{6.5}\right) = +1.2 \quad (\text{V})$$

の +1.2 V が加えられることになる。しかし G_1 に正電圧が加えられることは好しくないからこの場合 6SQ7 GT の二極管部が導通状態となり、C 点の電位はほとんど 0 V となりこれが RF 部に加えられることになるのである。

すなわち電界が強くて A 点に -15 V が現われた時には RF 部にも AGC 電圧がかかったが電界が弱くなった時には AGC 電圧はかからなくなり RF 部は最大利得で働くことになるのである。この状態をグラフに示すと 19 図のようになる。RF 部 AGC のかかり始める点およびその傾斜は B 点に加える正電圧、R 301, R-214 の大きさにより決定される。

4. む す び

以上三菱テレビジョン受信機 101K-17 型について主だった所の説明を行った。この受像機は相当高級な回路を使用したものであって幾多の試作、実験を経て完成されたものである。また一般家庭用品としての特殊性も充分に考慮して設計された。わが国テレビジョン界の発足に際し贈るにふさわしいものと確信している。

拙稿に際し津村課長ならびに杉多係長のご指導に万腔の謝意を表す。

製 品 紹 介

炭坑用片通信信号装置

本機は人車から巻場へ必要な合図を送るのに、搬送波を使って確実軽便に操作できるようにつくられた装置で、その構造は堅牢で防湿耐震には充分留意し、とくに人車上の送信機は耐爆構造とし 防爆型式検定試験合格 (九検第 628 号) のものである。



DS 型 遠 隔 水 位 計

この装置は河川、池、水槽等の水位を遠距離に伝達指示するのを目的とした装置であって、その伝達距離は 20 km 以上にも及ぶことができる。



スピーカの特性とその測定法

(当社ダイアトーンスピーカを中心に)

無線機製作所

藤 木 一*

Characteristics of Speakers and Measurements on Them

Hajime FUJIKI

Electronics Works

Characteristics of speakers required in general and the measurements on them are described and studies made on popular speakers in the market in comparison with our Diatone speakers are also given herein.

Furthermore, a dead room completed in May last year under the guidance of the N. H. K. Technical Laboratory is introduced together with an explanation of the JIS regulations.

1. ま え が き

最近数年間にテープレコーダ、LP レコード等の出現によって録音技術の進歩はいちじるしい発達をとげてきた。それに伴って再生装置としても種々の部品、回路の考案などによって電気的には充分満足出来る段階にきている。この電気的エネルギーを音響的エネルギーに転換する装置としては膜（主として紙）の振動を利用したスピーカが一般に使用されているのでその性能の向上が重要問題となっているのはいうまでもない。

放送局、ラジオメーカ、LP レコード愛好家等から要求される機能をいかに実現しているか、またどんなことを要求されているか、実際どんな種類のスピーカの評判がよいか等について当社の製品と比較検討を加えてみる。さらにその測定装置、JIS 規格改訂案等について説明する。

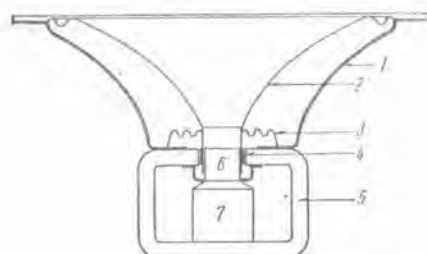
2. スピーカの諸特性について

スピーカの具備すべき条件を一言にしていえば、原音の再生に忠実であるということである。このことはどのようにして測定するかといえ、現在ではつぎのような方法によっているのが普通であるが、実際に聴いている場合は状況が違うのでそれ以上の測定が必要であると考え

えられる。その根本的に異なるのはこれらの測定には単一の正弦音を用いているということで、実際には高調波を伴ったそれぞれ音圧の異った多くの音が同時に再生されるのでその相互変調による歪などの測定が必要になってくる。以下一般に行われている測定方法についてのべる。

ア. 音圧周波数特性 (Frequency character)

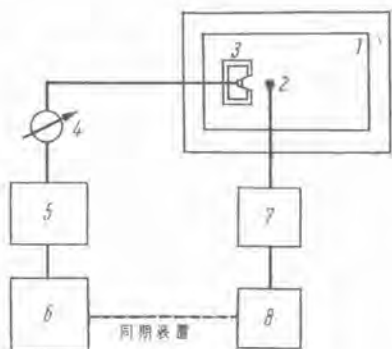
スピーカの構造および各部の名称を1図に示す。音圧周波数特性は2図に示すように無響室内で、標準密閉箱(幅 90 cm 高さ 120 cm 奥行 60 cm の大きさで内面に



1 図 スピーカ構造図

- | | |
|--------|--------|
| 1 フレーム | 5 極 鉄 |
| 2 コーン | 6 中心 極 |
| 3 ダンパ | 7 磁 石 |
| 4 可動線輪 | |

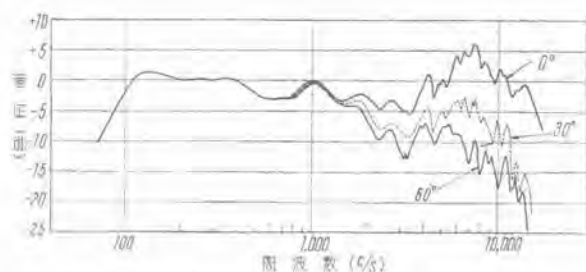
Fig. 1. Construction of speaker.



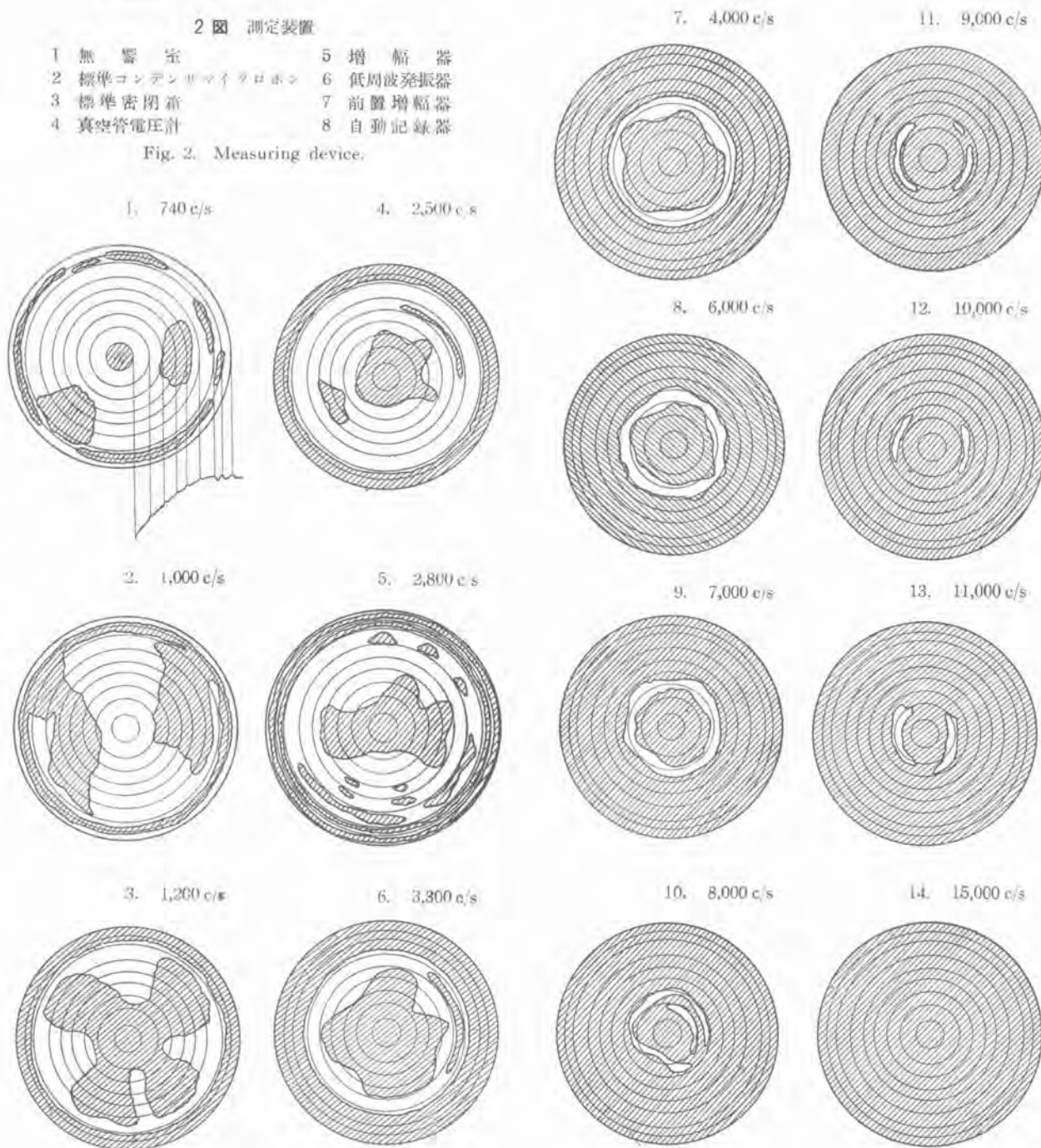
2 図 測定装置

- | | |
|-----------------|----------|
| 1 無響室 | 5 増幅器 |
| 2 標準コンデンサマイクホーン | 6 低周波発振器 |
| 3 標準密閉箱 | 7 前置増幅器 |
| 4 真空管電圧計 | 8 自動記録器 |

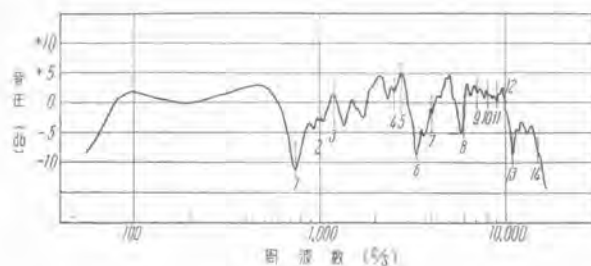
Fig. 2. Measuring device.



3 図 ダイアトーン P-67 6.5 in. パーマネント
Fig. 3. Frequency characteristic of "Diatone P-67."



4 図 ダイアトーン D-62 による振動変態図
斜線は静止している部分を示す
Fig. 4. Figure of vibration.



5 図 特性のよくない 6.5 in スピーカの周波数特性

Fig. 5. Frequency characteristic of 6.5 in speaker of poor quality.

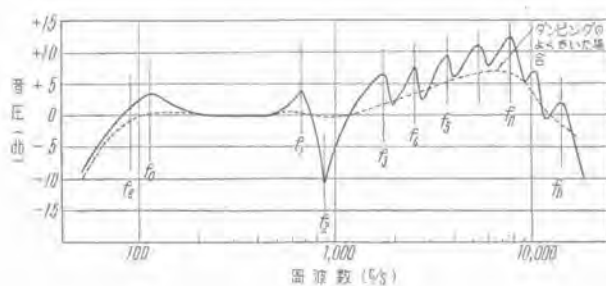
1 in 以上のロックウールをはったもので、板の厚さ 2cm) にスピーカを取付け、その前面 50 cm のスピーカ軸上に標準コンデンサマイクロホンをおき、スピーカを入力に相当した一定電圧の連続可聴周波で駆動する。その音圧をマイクロホンで受けこれを増幅し、自動レベル記録器によって記録する。周波数の可変範囲は 20 ないし 15,000 c/s である。当社製 P-67 型 (6.5 in, パーマネントダイナミックスピーカ、強力型) の周波数特性は 3 図のようである。この際の入力電圧は歪を考慮して可及的に小さく、通常 400 c/s で 1 W で駆動することになっている。図中 0° , 30° , 60° , とあるのはスピーカの正面軸上およびこれからの角度を示し指向特性をあらわすものである。この周波数特性に要求されることはなるべく平坦であることと、急激な山と谷のないことである。この曲線からつぎのような特性が判断できるものである。

(1) 指向特性

口径の大きいスピーカ程周波数が上れば音源の中心は後方に移動して、コーンそのものが指向性をもったラッパとなるために指向特性が悪くなる。6.5 in 位のものではあまり問題にならないが、10 in 以上になると、コーンの性質、プレスの方法、コルゲーション (corrugation) のつけ方等によって 3,000 c/s 以上で正面軸上の音圧を平均レベルから 5 ないし 10 db あげないと高音低音のバランスが取れないことになる。そのためにさらにスピーカの前面に拡散器をつけるか、小口径の高音専用のスピーカを同軸につけた Coaxial 型または 2 Way, 3 Way として 2 箇以上のスピーカを同時に駆動するような方法をとるようになってきた。

音源の中心が後方に移動することについては、石松子をコーンに置いてその振動姿態を研究した結果つぎのようにその模様がはっきりした。4 図はそのスケッチで、5 図はこのスピーカの周波数特性である。ただしこの方法は振動における腹と節との関係が想像されるだけで、果して停止部分 (節と思われる) の両側の位相が 180° 異っているかは正確には確認できないが、周波数特性より判断して、きい大谷のある場合、たとえば 740 c/s,

スピーカ-の特性とその測定法・藤本



6 図 6.5 in スピーカの一般の特性

Fig. 6. General frequency characteristic of 6.5 in speaker.

3,300 c/s の所では当然逆位相となっているのでコーン紙のどの辺に悪い所があるかということが判る。そのようにして特性の改善のための手がかりが得られる。

(2) 振動姿態

6.5 in スピーカの周波数特性の一般図は 6 図のようになる。この振動のようすを見れば f_1 までの所はコーン全体のピストン振動で、これ以上の周波数ではコーンの各部分の分割共振となっていることが判る。 f_0 は低域共振周波数で、振動系の有効質量と、周辺部、ダンパーのコンプライアンス (Compliance) とで決まるものである。 f_1 は周辺部の共振による山で、 f_2 の谷は中音の谷といって、周辺部と内部とが逆位相で振動している状態である。この時には周辺部に同心円の節ができてい。さらに周波数が上ればコーンにつけたコルゲーション (corrugation) によって各部分の共振のピークが出てくるが、900 c/s 付近ではコーンのボイスコイルの付け根の部分の共振、さらに上ればボイスコイルのみの共振によるピークがあらわれる。この際高音の限界を上げるためには、ボイスコイルの質量を小さくし、コーンのボイスコイルの付け根の剛性 (Stiffness) を上げなければならない。

(3) 再生周波数帯域 (Frequency range)

Fletcher, Munson の研究によれば、人間の可聴周波数帯域は 20 c/s から 20,000 c/s となっているが、普通人でも 30 歳を越えると高音の限界が 15,000 c/s から 10,000 c/s へと落ちてくる。スピーカとしては 15,000 c/s 位まで出せばよいわけであって、構造的に非常に困難になってくるが独特の設計 (ボイスコイルを軽くして、付け根の stiffness をあげるために熱硬化性の樹脂等を使用する) によってこの要求を満足させることに成功した。人間の聴覚からみれば帯域の低音の限界を f_l として高音の限界を f_h (共にサイクル) とすればこの関係についていわゆる 40 万説のような説が最近問題にされてきている。40 万説というのは

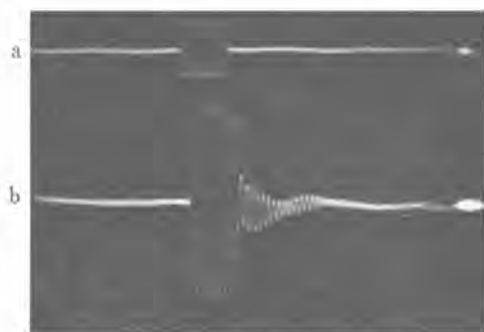
$$f_l \times f_h = 400,000$$

というようにそれぞれ f_1 , f_2 の周波数をきめると、この特性をもった音は非常に好ましいものであって、 f_1 を 40 c/s としたならば f_2 は 10,000 c/s となり、 f_2 を 5,000 c/s で切るとか、15,000 c/s までのぼした音は聞きづらいということであるが、早稲田大学伊藤毅助教授の実験によれば 40 万説も適用される範囲が可成りせまいものらしい。

このことはまたラジオ用のスピーカとした場合にも考えられることであって、スーパーヘテロダイン方式のものでは高周波、中間周波、低周波回路におけるそれぞれの特性を総合してみると、空中線端子から入った信号電波は検波され増幅されてスピーカ入力端子にくる時には帯域幅が狭くなり、3 db の降下で 4~5 kc であるので、これ以上の帯域の音はスピーカに入ってこないことになる。すなわちラジオ用スピーカとして要求される帯域幅はせまくなり ($f_2 \approx 4 \sim 5,000$ c/s) キャビネットの大きさとの関係で f_1 の値も適当な所があるのは当然のことである。 f_1 を下げるためには振動系の有効質量を大きくし (能率が下る) compliance を大きくすればよい。しかし compliance が大きくなりすぎると f_0 における振幅が大きくなりすぎてそのためにボイスコイルを通過する磁束の数が変わってくる。またダンパなどが弾性の限界を越えて振動することになって非直線歪 (non linear distortion) を生ずる原因となる。6.5 in スピーカでの f_0 の最低値として 70 c/s 位を取れば駆動力等と考え合せてまず無難な所である。以上からみると 70 c/s から 15,000 c/s までというのがもっとも望ましい帯域であるといえよう。

イ. ダンピングと過渡特性 (Damping—Transient character)

スピーカの過渡特性とは 7 図 a のようなある信号が入った時、音として b のような波形のものがでるのが普通である。これは振動系の慣性によるもので f_0 付近ではとくにこの立上りの時間が長くかかり、尾をひくことになる。元の波形に近いものほど過渡特性が良いといい、事実歯切れの良い音になる。過渡特性を良くするためには磁気回路の磁束密度 B を高くすることが手近な方法



7 図 オシロスコープによって撮影した過渡特性
6.5 in パーマネントスピーカ周波数 1600 c/s

Fig. 7. Transient characteristic.

である。周波数特性の中の急激な山や谷では過渡特性が悪くなり歪率も上がることが実験でも確かめられた。すなわち周波数特性をなるべく平坦にすることはまた、ダンピングのよくきた過渡特性の良いスピーカを作ることである。

スピーカのダンピングというのは磁界の中で線輪が振動する時にこの振動のために逆方向に起きる起電力によって振動を制動しようとする現象をいうもので、これをよくすることは磁束密度 B を上げることによって解決される。また音圧周波数特性からこれを判断するには、平均レベルからの f_0 の立上りの程度をもってすることができる。すなわちこの立上りの少い程 B が大きく、ダンピングがよくきて過渡現象も良好なスピーカであるといえることができる。周波数特性の測定をしないでダンピングを判断するにはムービングコイルの両端を短絡してコーンを軽く叩いてみる。つぎに端子を開いた時の音とを比較してその変化の大きい程ダンピングがよくきているのである。電磁型スピーカの励磁電流を変化させて磁束密度 B を変えた時の f_0 の立上りのようすを見ると 8 図のようになる。これによって明らかなように電磁型スピーカでは励磁電流を適当に取れるような設計でないと、スピーカの持つ特性を充分に発揮できないから注意しなければならない。

ウ. 能率 (Efficiency)

スピーカの能率とは電気的エネルギーの音響的エネルギーへの転換率をいうのであって、駆動力と機械的インピーダンスによって決定される。いま能率を $\eta\%$ とすれば

$$\eta = \frac{\rho \pi a^4 (Bl)^2}{2cR_0 M_0^2} \times 10^{-7} \%$$

ρ : 空気密度 1.3×10^{-3} gr/cm³

a : コーンの有効半径

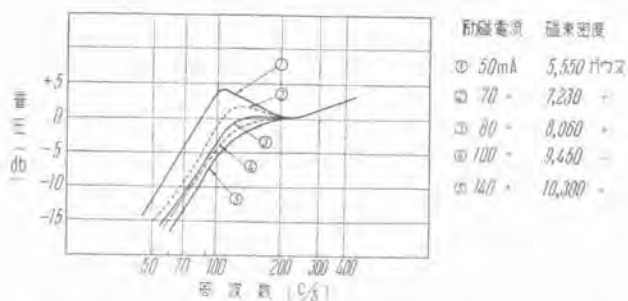
B : 磁束密度

l : ボイスコイルの長さ

c : 音の伝播速度

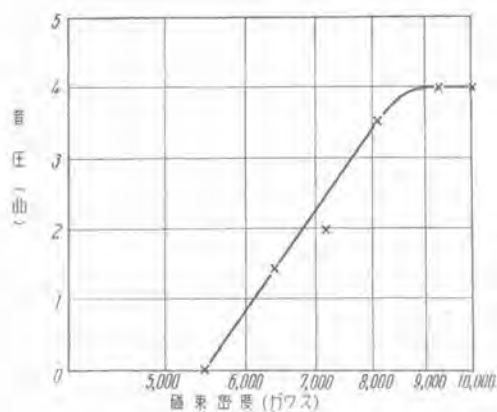
R_0 : ボイスコイルの直流抵抗 (Ω)

M_0 : コーンとボイスコイルの有効質量の和



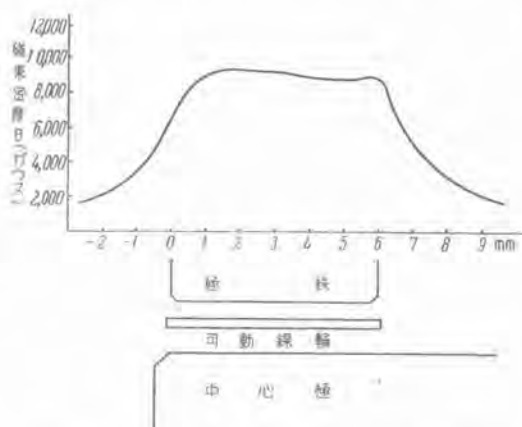
8 図 ダイヤトーン D-62 (励磁型 6.5 in) による励磁電流と f_0 の立上りとの関係、各曲線のレベルは 400 c/s で同一レベルに合せた

Fig. 8. Relation between exciting current and crest of f_0 of "Diatone D-62."



9 図 磁束密度と出力音圧との関係

Fig. 9. Relation between flux density and response.



10 図 磁極付近の磁束の分布 (P-67, P-60 F)

Fig. 10. Flux distribution near pole pieces.

この式を書きかえると

$$\eta = k \left(\frac{Bl}{M_0} \right)^2 \times 10^{-7} \%$$

$$\text{ただし } k = \frac{\rho \pi \alpha^4}{2cR_0} = \text{常数}$$

すなわち M_0 が小さく、 B , l の大きい程能率がよいということになる。ただし M_0 をむやみに小さくすれば紙自体の stiffness が小さくなって歪が大きくなり、ピークや谷が大きくなれるので制約をうける。また B を大きくするために大きい磁石を使っても限度をこえると漏洩磁束 (leakage flux) ばかり増えるので磁極の構造と共にこれも制約をうけることになる。磁束密度と出力音圧との関係についての実験結果は 9 図のようになる。

エ. 非直線歪

磁極の付近の構造による非直線歪については一部前述したが、この外コーン支持部 (周辺部とダンパ) による歪についてのべる。

(1) 磁極の構造によるもの

磁極の構造による磁束密度の分布は 10 図のようになるので、振幅が f_0 付近で過大になると線輪を通る磁束の数が減少する。このために入力に相応した変位が得られ

なくなり、非直線歪を生ずるのである。これを防ぐためには磁束密度を大きくすればよいが、その値が大きすぎる場合には過制動 (Over damping) となって低音部における出力の減少を来すようになる。10 図は 6.5 in のスピーカの場合で極鉄の厚さが 6mm で、振幅が 1mm 以上になるとここから歪が非常に大きくなる。

(2) コーン支持部によるもの

コーンはダンパと周辺部によって支えられているので、これらの弾性体のもつ弾性限界以上に振動すれば、当然非直線歪を生ずることになる。

以上スピーカとして具備すべき条件についてのべてきたがそれぞれその使用目的によって、許容入力、再生周波数帯域、低域共振周波数などが決ってくるので、その範囲内で以上の特性を満足すればよいわけである。すなわち

- 低域共振における立上りの少いこと
- 周波数特性が、指向特性のよい場合に平坦であること。また急激な山、谷のないこと。
- 再生周波数帯域が適当であること
- 能率の良いこと

を周波数特性によって判断すればよいわけである。

3. 各種スピーカの周波数特性について

わが国のオーディオファンの間で可成り評判の良い英米のスピーカ、国産の 6.5 in の主メーカの製品および当社製のものについてその周波数特性からそれぞれの特長をのべる。

ア. 英国 Goodmans T27/8 (3 W) 11 図

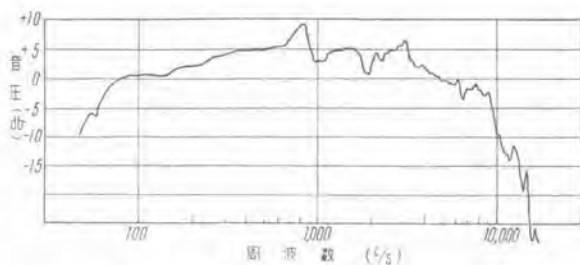
これはラジオ用として作られたものらしく、840 c/s の中音共振をのぞけば低音部と高音部の減衰の対称性が美しい。ダンピングもよく小型電蓄用としても可成り聞けるものといえよう。 $f_0 = 80$ c/s.

イ. 英国 Goodmans T27/10 (4 W) 12 図

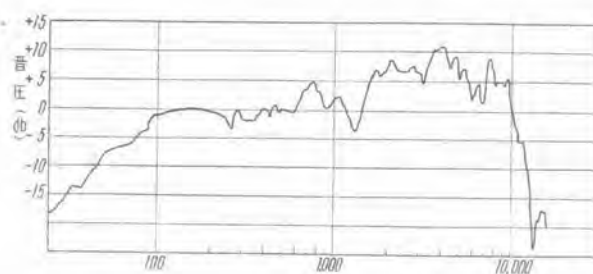
これは前の T27/8 と同じ大きさの磁石、磁極構造であるために f_0 の山が 3 db 程出ているが大して気にならない。 $f_0 = 70$ c/s. 中音の谷が出ているし、1,800 c/s と 4,100 c/s とに谷がある。これ位の谷はあまり判らないが、高音限界は可成り低く 8,000 c/s で切れている。普通の LP を聞く場合この程度でも結構楽しめる。むしろ過渡特性が良いのでいわゆる歯切れのよい音である。

ウ. 英国 Goodmans AXIOM-150 (15 W) 13 図

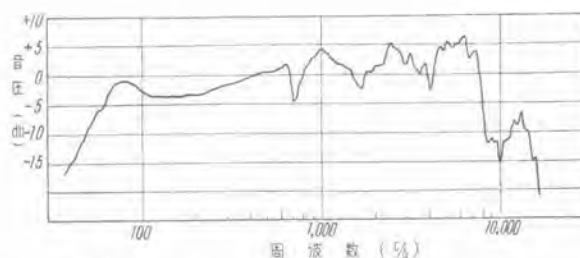
カタログによれば帯域は 30—15,000 c/s であるが実測すれば 12,000 c/s 位の所である。 $f_0 = 35$ c/s で 8 ないし 10 db 位の山谷があるけれども、ダンピングが良いので耳ざわりにならない。コーンの付け根につけたホーン型の小コーンは指向性をよくし、同時に 7,000 c/s から 12,000 c/s に共振して帯域を広げるのに役立っている。このスピーカは可成り広く電蓄用として使用されているがやはり本格的には低音部、中音部、高音部と 3 Way に分けて再生する方が効果的であらう。Double



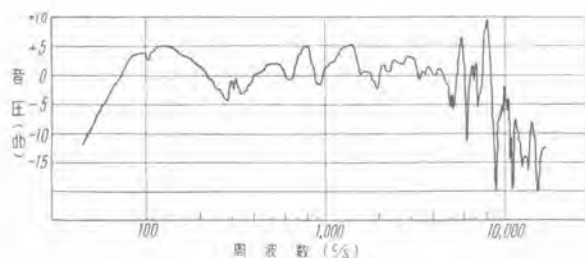
11 図 Goodman's T 27/8 8 in Permanent
Single cone 3 W.



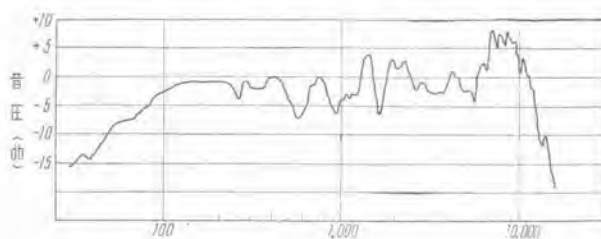
15 図 WHARFEDALE SUPER 12/cs/AL 12 W
12 in (Single cone) 15 ohm B 17,000 Gauss.



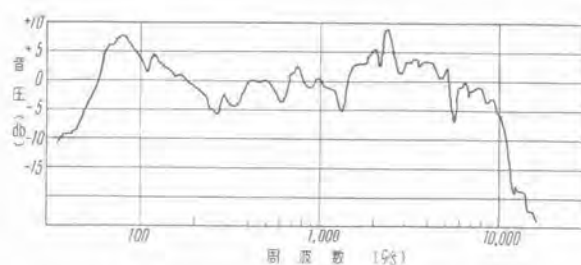
12 図 Goodman's T 27/10 10 in Permanent
Single cone 4 W.



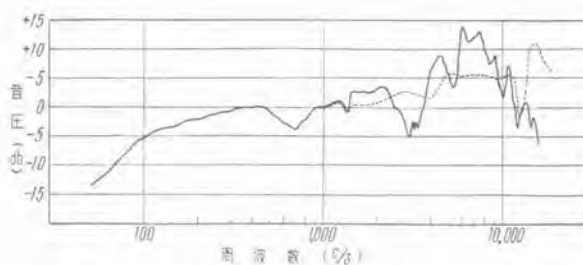
16 図 JENSEN COAXIAL K-210-ST 831 12 W.



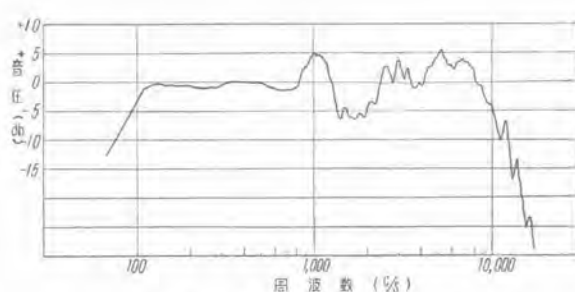
13 図 Goodman's AXIOM-150 15 W 12 in
Double cone Voice coil 15 ohm.



17 図 UTAH SP-12 G 12 in 12 W 3.2 ohm.

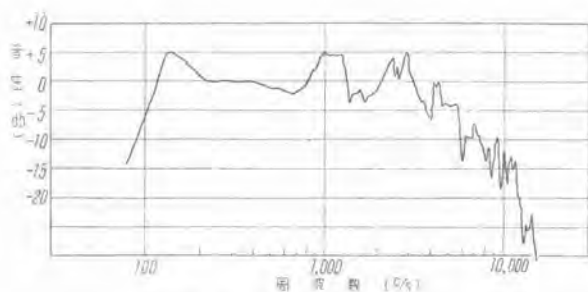


14 図 WHARFEDALE SUPER 5/cs/AL 5 in
(Tweeter only) 10 ohm B 13,000 Gauss.

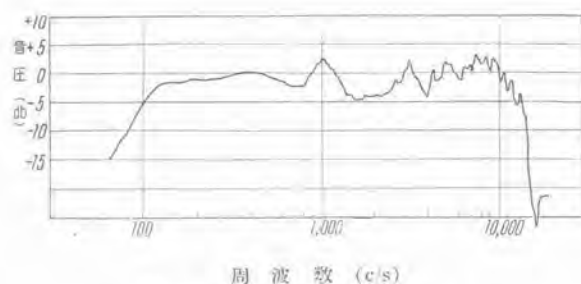


18 図 A 社 6.5 in パーマネント

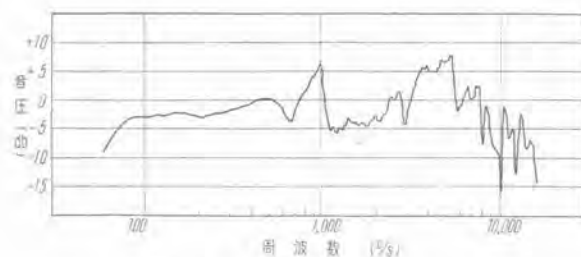
Fig. 18. Characteristic of 6.5 in permanent
type of "A" Co.



19 図 B 社 6.5 in パーマネント
Fig. 19. Characteristic of 6.5 in
Permanent type of "B" Co.



20 図 C 社 6.5 in パーマネント
Fig. 20. Characteristic of 6.5 in
Permanent type of "C" Co.



21 図 D 社 6.5 in パーマネント
Fig. 21. Characteristic of 6.5 in
Permanent type of "D" Co.

cone のスピーカとしてはしかしながら、この Goodmans AXIOM-150 は高く評価されることは妥当であると考えられる。磁束密度は 14,000 gauss である。

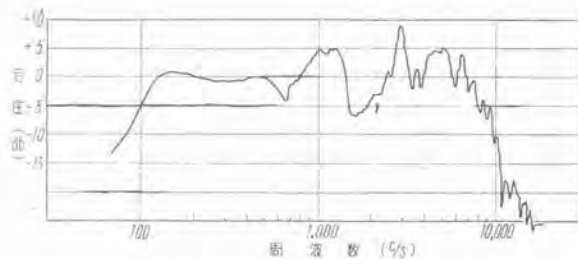
エ. 英国 Wharfedale Super 5/cs/AL 14 図

これは Tweeter 専用に設計された 5 in スピーカで、布によるフリーエッジ、アルミニウムの可動線輪を使用し、3000 c/s より 20,000 c/s まで再生すると称しているが、実測すれば 16,000 c/s がやっとなのである。図中点線がカタログに示された特性である。cross over 4,000 c/s とすれば使えないことはない。

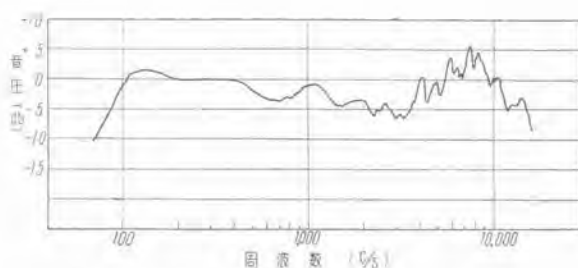
オ. 英国 Wharfedale Super 12/cs/AL 15 図

外磁型磁極構造をもった、 $B=17,000$ gauss という驚異的なものであるが、むしろ低音部は Over damping

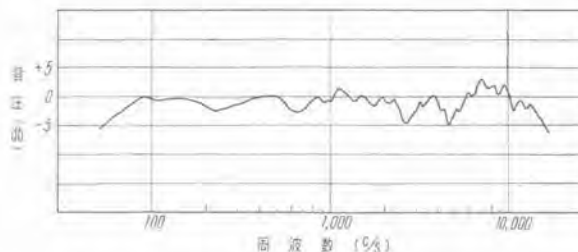
スピーカの特性和その測定法・藤木



22 図 E 社 6.5 in パーマネント
Fig. 22. Characteristic of 6.5 in
Permanent type of "E" Co.



23 図 ダイアトーン P-67 6.5 in パーマネント
Fig. 23. "Diatone P 67" 6.5 in
Permanent type.



24 図 ダイアトーン P 60 F 6.5 in パーマネント
フリーエッジ
Fig. 24. "Diatone P 60-F"
6.5 in free-edge Permanent type.

気味に感ぜられる。Super 5/cs/AL と同じように、布のフリーエッジでアルミニウムの可動線輪を用いているので高音部も 11,000 c/s まで帯域がのびていて可成りよい。 $f_0=43$ c/s で可成り低く 40 c/s から 12,000 c/s までの帯域幅をもつと考えられる。高音部が可成りよく出ているからスピーカ前面に拡散器を取付けて使用すればこのスピーカ 1 本で充分音楽の鑑賞ができると思われる。

カ. 米国 Jensen 2-Way Coaxial K-210 16 図

これは Jensen の Coaxial speaker として普及品であるから期待できないが、特性を測定してみるとやはりあまり感心できない。ダンピングが不足で Tweeter の特性がまことにお粗なものである。

キ. 米国 Utah Sp-12G 17 図

Utah 会社の 12 in も普及品でダンピングが非常に悪い、 $f_0=65$ c/s で Jensen と同じく平均レベルから 5 ないし 8 db も上っている、これらのスピーカで聞くとこの音がとくにドカンドカンとひびいてくる、このような現象は一般の米国人の好みに合っているのかも知れない、高級品としては RCA の LC-1A その他 ALTEC, JIM-Lansing その他可成り良いものがあるらしいが、全般的に見て英国の方のレベルが高いように見受けられる。

つぎにわが国の主なメーカ製品の内 6.5 in のパーマネントスピーカについてのべる。

ク. A 社製 6.5 in 18 図

中音共振の山と谷とが 10 db の差を持っているのでこれが耳ざわりである、高音部は 10,000 c/s まで、ダンピングは可成り良い。

ケ. B 社製 6.5 in 19 図

ALNICO-5 の磁石を使っているが、磁束密度が低く f_0 の山が大きい、中音部の特性が悪く 6,000 c/s で切れている、あまり感心したものでない。

コ. C 社製 6.5 in 20 図

1,300 c/s から 2,500 c/s までの所をのぞけばダンピングもよくきいているし帯域も 14,000 c/s までのびて理想に近い特性をもった優れたスピーカである、 $f_0=120$ c/s。

サ. D 社製 6.5 in 21 図

1,000 c/s 付近の山が約 10 db もあるのが耳ざわりである、5,000 c/s 以上の特性もあまりよくない、磁気回路の設計は良くダンピングもよくきいていると見られるのに、このように特性の悪いのはコーンの設計、製作に起因していると思われる。

シ. E 社製 6.5 in 22 図

中音部の特性が悪いスピーカである、800 c/s から 4000 c/s 付近までの山と谷が大きい、周辺部の処理が悪いのでこのような特性になっている、ただ鳴ればよいというような所に使われるスピーカであろう。

ス. 当社製 Diatone P-67 23 図

MK-5 の 30 mm ϕ \times 25 mm の大きさの磁石を使い、周辺部およびダンパの compliance をかなり大きく取り、コーンには 5 本の corrugation を適当につけたもので、 f_0 も 120 c/s 以下に下げ、コーン紙プレスには中心部にきつく、周辺部に行く程軽くなるようにしたもので、紙の内部摩擦係数を部分的に変化させた、可動線輪は径を小さくし質量を下げ、付け根の stiffness を上げたために、周波数帯域が 90 c/s より 15,000 c/s までに広がっている、許容入力 400 c/s で 3 W、この時の歪率が 2.2 % である、磁束密度 $B=9,500$ gauss 以上、実効質量 = 6.32 gr である。

セ. 当社製 Diatone P-60F 24 図

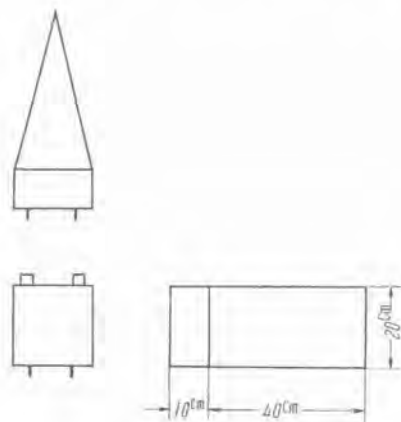
十分に柔軟な鹿皮を周辺にはりつけたフリーエッジスピーカで、磁極等は P-67 と同じものを使用している。

ダンパは布を合成樹脂で加工し corrugation をつけたもので、compliance を可成り大きく取っているので $f_0=65$ から 70 c/s の間に持ってくる事ができた、周波数特性は 23 図のように非常に平坦になり高音の限界も 16,000 c/s まで上げることができた、他社のものに比べて非常に優れていることがこの曲線から見て明らかであろう。

以上各種のスピーカの周波数特性をあげたので、それぞれ前述の項目と照合すれば、どのスピーカがよいか、ラジオ用ならばどれを使うか等のことが一目瞭然だといえる。

4. 無響室および測定装置

音響測定はいうまでもなく、無限空間で行うことを原則としているが、一般の外界でまたはいわゆる防音室では騒音レベルの低い無反射の空間を得ることは困難である、壁に吸音材をつめたり、その相対する向きをかえたりしたこれまでの防音室では不完全で、測定値に対する補正が必要であった、所が近年 RCA の OLSON の所にあるような衝突しての長いものと短いものを壁に垂直に交互に並べた方式のものと、WHARFEDALF の BRIGG の所にある吸音材をつめた楔 (Wedge) を壁一面にはめこんだ方式のもの2種類が全面的に採用されるようになって好成绩をおさめている、Wedge 式のものには NHK 技術研究所に 2 室と電信電話公社の通信研究所に 1 室と当社のものと 4 室あって、近く大阪大学産業科学研究所に完成の予定である、その特長とする所は吸音材料の量が少なくて能率が良く、反射による減衰曲線上の凹凸がなく、無限空間に近い特性が容易に得られることである、この楔の構造は 25 図のように、大きさ 20 cm \times 20 cm \times 50 cm のもので、4 mm 直径の鉄線を溶接して枠を作り、布をかぶせて中に吸音材料をつめ込む、吸音材料としては岩綿 (Rockwool) を密度 0.141 gr/cm³ につめた、楔の数は約 1,300 箇で Rockwool の総量約 3 t である、壁面の構造は 26 図のように



25 図 防音楔の構造

Fig. 25. Construction of sound absorptive wedge.

遮音壁も含めて

1. コンクリート遮音壁	10 cm
2. 空 隙	40 "
3. テックス	2 "
4. ロックウールの層	5 "
5. 木 組	6 "
6. 楔 (ロックウールをつめる)	50 "

で厚さ 1.13 m となっている。床面も同じように空隙部にチャンネルを入れて土台のコンクリート面から浮かせて通風をよくしている。扉は楔のついたまま壁面の一部に車輪をつけ、レールの上を滑らせるようにした。内部容積は $3.5\text{ m} \times 2.96\text{ m} \times 1.66\text{ m} = 17.2\text{ m}^3$ であり、隣りに測定室がある。28 図は扉から内部を見た所で壁面左に小型の標準密閉箱が取付けてあり、それから 50 cm 前面に標準コンデンサマイクロホンが吊ってある。下に水平に張られた 3 本の鉄棒は足場のための板をこの上にのせるためのものである。29 図は奥から密閉箱を眺めた所である。

測定装置として主なものはつぎのようなものである。

標準マイクロホン……NHK 技研製 S-101 型

コンデンサ・マイクロホン

周波数自動記録装置……池上通信機 KK の第 7 号機

オシロスコープ……RCA WO-56A 7 in

歪率計……安藤電気製 AS-4596C 測音 2 号

小型密閉箱……量産試験用

0.75 m × 0.6 m × 0.5 m (内寸)

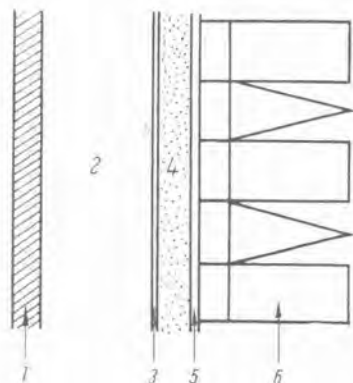
壁面にはめこんである。

標準密閉箱……JIS に指定されたもの。

1.2 m × 0.9 m × 0.6 m (内寸)

その他。

量産品抜取試験には測定室から 27 図右に見える扉を開いて密閉箱にスピーカを取付けて測定する。自動記録装置は 20 c/s から 15,000 c/s まで掃引時間 90 秒で巻取



26 図 壁面の断面図

Fig. 26. Cross section of dead room



27 図 音響測定室

Fig. 27. Acoustic researching room.

紙の上に音響出力に相当したレベルで周波数特性を描いて行く。その他試験の詳細については割愛する。

5. スピーカの JIS 規格 C5501 について

この規格は近く改訂になるので、そのうち特性に関する主な内容だけ抜萃すればつぎのようになる。ただしこれには付属出力変成器は含まれない。

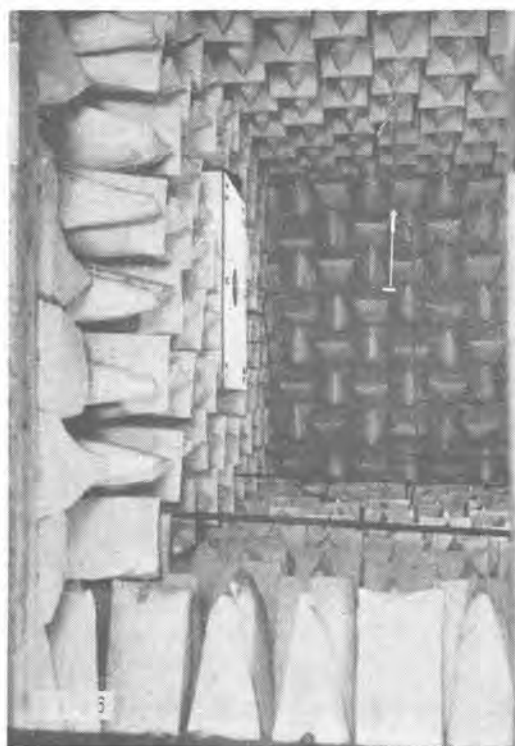
ア. インピーダンス試験

スピーカを標準密閉箱に入れ、ボイスコイルのインピーダンスを 400 c/s で測定して標示した値に対して偏差が $\pm 15\%$ 以内でなければならない。また低周波の範囲でその値が最大になる低域共振周波数 (f_0) を測定しつぎの値以下であることを原則とする。

種 別	共振周波数の最高値
4 in	250 c/s
5 "	200 "
6.5 "	160 "
7 "	150 "
8 "	120 "
10 "	90 "
12 "	80 "

イ. 出力音圧レベルと周波数特性検査

スピーカを標準箱に取付けてその出力音圧レベルと周波数特性を測定しつぎの規格に合格しなければならない。



28 図 無響室内部
Fig. 28. Inside of dead room.

種 別	出力音圧レベル (db)	偏差幅	測定周波数範囲
4 in 5 "	92 以上	20 db 以内	f_0 より 5,000 c/s まで
6.5 " 7 " 8 "	94 "	20 db "	
10 " 12 "	96 "	18 db "	

ただし出力音圧レベルとはボイスコイルに 1 Watt の電力を入れた場合の正面軸上 50 cm の点で 300, 400, 500, および 600 c/s の強度レベル (0.0002 μ bar を 0 db とする) の平均値をいう。

ウ. 歪検査

300 c/s でスピーカ正面軸上 50 cm の点に次式で算



29 図 密閉箱と標準マイクロホン
Fig. 29. Enclosure and standard microphone.

出される音圧レベルを与える場合の波形の歪みを測定してその値が 5 % 以下でなければならない。

$20 \log_{10} \sqrt{\text{公称入力 (W)} + \text{出力音圧レベル (db)}}$
この他、絶縁耐力試験、絶縁抵抗試験、動作試験、連続負荷試験、耐湿試験等についてそれぞれ規定してある。

6. む す び

以上の通りスピーカの現状について概略のべてきたが許容入力、耐久力等についてもまた設計上種々要求されてきている。これに対し目下 8 in の新型フリーエッジのスピーカ (パーマネント型) を製作中である。このものは P-80F という型名で、その特長とする所は周辺部の構造に改良を加え、軸方向の運動を自由に、しかも横振れを絶対にしないように工夫したものである。また最近完成した 4 in のパーマネントスピーカ P-40 型は入力 0.5 W のもので、帯域は 100~13,000 c/s で、水中に 1 時間浸しても、 -30°C の低温、 60°C の高温に 10 分間以上おいても何ら異状なく動作するもので、保安隊の無線機に取付けられている。このようにそれぞれの目的に適したスピーカを製作しているが、測定方法とその装置についてなお研究中であり、大口径の大入力のものも目下設計中である。

受信用真空管の試験

無線機製作所

吉 本 正 二*

Testing of Receiving Tubes

Shoji YOSHIMOTO

Electronics Works

Vacuum tubes are making a rapid progress and better products are superseding old ones. Testing methods and devices, therefore, come to play important role in connection with the development. In this article is given a course and the standard of testing of vacuum tubes with illustrations.

1. ま え が き

真空管はガラス、金属、マイカなどの色々の素材からできており、その電極の機械的寸法は高度の精度をもって組立てられている。したがって使用材料の物理的および化学的性質の差異や、電極の寸法の僅かな変動でも真空管の特性に大きな変化を与える。さらに排気中にはカソードの化学分解を行うと同時に電極を高温で加熱するので、その変動はさらに大きく現われてくる。

真空管はまた使用中も刻々特性が変化するのであって丁度一種の「生き物」にもたとえられるようなもので、赤ん坊が生まれた時の状態でその生涯の運命を判定することができないと同様に、真空管も初めの特性のみをもってその寿命を判定することはほとんど不可能で、実際に寿命試験を行って見なくてはわからないものである。

一方真空管を使用する人にとっては、真空管は初めの特性はできるだけ均一であることが望ましく、また寿命のくるまでは一定の規格以上の特性を維持することが望まれる。

したがって真空管の使用材料や製造工程の管理のためにも使用者の要求するような製品を供給するためにも真空管の試験は重要な仕事である。

2. 真空管の試験方法

真空管は試験しなくてはならない特性が多く、その中

でも重要なものとそうでないもの、試験に時間のかかるものと早くできるものなどあって非常に複雑なので、その重要度や目的によって普通いくつかの段階に分けて行われる。大別するとつぎのようになる。

1. 工場試験
2. 倉入試験
3. 精密試験(抜取試験)
4. 寿命試験
5. 出荷試験
6. 特殊試験

以上の試験分類により順を追って説明する。

ア. 工場試験

排気活成の終わった真空管の最初に行う試験で、重要な特性について製品全数の試験を行い良否の選別をする。この試験では真空管1本当たりの試験に時間をかけられないので、精密な測定は行わず単に各特性値が規格内にあるかどうかを試験するだけである。したがってここでは真空管の特性値の検討は行わず、不良率と不良原因の調査を行う。

代表的な品種の試験項目は1表のとおりであるが生産が順調な場合はさらに試験項目を略すこともある。

イ. 倉入試験

工場試験で良品となったものを24時間ないし48時間保管した後に倉入前に行う試験で、これは製造後短期間内に起り易い故障や製造直後では判別できないような

1 表 工場試験における試験項目

品種	6SA7-GT	6SK7-GT	6SQ7-GT	6K6-GT	6X5-GT
項目					
1	短絡及接続短絡	短絡及接続短絡	短絡及接続短絡	短絡及接続短絡	短絡及接続短絡
2	ヒータ電流	ヒータ電流	ヒータ電流	ヒータ電流	ヒータ電流
3	ヒータ陰極間絶縁	ヒータ陰極間絶縁	ヒータ陰極間絶縁	ヒータ陰極間絶縁	ヒータ陰極間絶縁
4	第3グリッド逆電流	第1グリッド逆電流	グリッド逆電流	第1グリッド逆電流	整流出力電流
5	陽極電流	陽極電流	陽極電流	陽極電流	エミッション
6	第2.4グリッド電流	第2グリッド電流	交流増幅度	第2グリッド電流	
7	変換コンダクタンス	相互コンダクタンス	雑音	出力	
8	発振グリッド電流	雑音	エミッション(3極部)	雑音	
9	雑音	エミッション	エミッション(2極部)	エミッション	
10	エミッション				

特性を試験するのが目的である。

普通は全数について工場試験で行った試験項目の全部またはその一部について試験する、この場合も不良率および不良原因の調査が主である。

ガラスのクラックやステムのスローリークによる不良品がこの試験で多く発見される。

ウ. 精密試験(抜取試験)

製品のロット毎に工場試験の終わったものあるいはそれ以前のものより必要な数だけ抜取って行う試験で、真空管の諸特性を正確に測定し、記録したデータにより各特性の平均値とかロット内の特性の分布やロット間の変動などを調べる。これにより真空管の設計の検討を行ったり、製造工程の管理を行ったりする。

精密試験では測定計器類も精密級のものを使用し、試験する項目は工場試験の試験項目以外に、つぎのような理由で工場試験で試験できないような項目の試験をする。

(1) 測定に非常に時間のかかるもの

たとえば振動試験、陰極効率、グリッドエミッションなど

(2) 使用上あまり重要でない特性

たとえば内部抵抗、出力管の歪率、多極管の増幅率など

(3) 設計を変更しなければ大して変化しない特性

たとえば電極間静電容量、カットオフ特性、三極管の増幅率、二極管のパービアンスなど

エ. 寿命試験

真空管の特性が使用中にどのように変化するか、そして一定規格値以上の特性を維持している時間はどれくらいかを試験するもので、製品の品質を調べるためにはもっとも重要なものである。この試験により真空管の使用材料の良否や製造法の適否が最終的に決定される。

普通は規格の使用状態で連続に動作させて一定の時間毎に各特性の測定を行い、特性の変化を調べると共にそれにより真空管の寿命の推定を行う。試験する数はロット毎に5本ないし10本であるが、製品が流れている時は試験する数も相当に多くなり、かなり正確な寿命の推定ができるものである。

また必要に応じて真空管を最大定格で動作させたり、あるいは特殊な状態で動作させて寿命試験を行うことが

ある。

製品のロットの倉入や出荷は最終的には寿命試験の結果によって決定されるので、それぞれに目的に応じて寿命試験に

かけて置く時間が異ってくるが、これは一定の方式はなく各真空管製造業者はその品質管理の方法にしたがい独自の方式を採用している。

オ. 出荷試験

倉庫品を出荷する時に行う試験で、倉庫に保管中に生じた不良品を選別するのが目的である。したがって全数について検査するが特性の試験は一般に定められたAQLにより抜取で試験する場合が多い。この場合の試験項目および試験装置は工場試験の場合と大体同様である。

なお需要者の要求により特別な規格の試験を行ったりすることもある。

カ. 特殊試験

いままで述べたのは普通の製品について行われる試験であるが、真空管の使用材料とか設計の検討のためにつぎのような特殊な試験も行う。

(1) 接触電位差試験

カソードと他電極との間の接触電位差を測定するもので、使用材料や処理法により接触電位差はかなり変動するものであって、相互コンダクタンスの大きい真空管ではその特性に与える影響が大きいので問題となるものである。

(2) 正格子特性試験

B級増幅に使用する出力管や、小型発振管として使用する真空管では、その正格子特性が重要なので、この試験をする。

(3) 入力および出力インピーダンス試験

高い周波数で使用する真空管は、その入力および出力インピーダンスがとくに重要となってくるので、この試験を行う。

なおこの外にもハム、ブロッキング、二次電子放射、ヒータ点滅、整流管のスパークなども必要に応じて試験をすることがある。

3. 真空管の試験規格

真空管が良品として受け入れられるための試験項目とその許容範囲を決めたものが試験規格である。

工場で実施している試験規格はその会社の技術水準とか品質管理方式などにより若干差はあるが、一般に発表されている試験規格としては、国内では無線通信機械工

2 表 6SK7-GT の CES 試験規格
この規格は CES ET-1 受信用真空管試験方法による

CES 6SK7-GT									
用途	高周波可変増幅								
**構造	傍熱型5極管								
**口金	8SB 型ベース, ベース・スリーブ付き								
	ピン番号	1	2	3	4	5	6	7	8
外形	電極	BS	H	G ₃	G ₁	K	G ₂	H	P
最大定格	*全長 90mm Max., *最大部直径 34mm Max., **バルブ T-29								
		E _f	E _b	E _{c1}	E _{c2}	E _{c3}	P _p	P _{g2}	E _{hk}
試験条件		V	V _{dc}	V _{dc}	V _{dc}	V _{dc}	W	W	V
		5.7~6.9	330	—	140	—	4.4	0.44	45
		6.3	250	-3	100	0	—	—	—
試験規格									
項目	略号	試験方法	条件	標準値	許容値最小	許容値最大	単位		
震動	V _{ib}								
*ヒータ電流	I _f	4-1		300	270	300	mA		
*ヒータ陰極間漏洩電流	±I _{hk}	4-6	E _{hk} =±45V _{dc}	—	0	50	μA _{dc}		
格子逆電流	-I _{c1}	4-7		—	0	2	μA _{dc}		
陽極電流	I _b	4-2		9.2	6.5	12.0	mA _{dc}		
*第2格子電流	I _{g2}	4-3		2.6	1.6	3.4	mA _{dc}		
相互コンダクタンス	G _m	4-8		2000	1600	2400	μV		
*相互コンダクタンス第2点	G _{m c0}	4-8	E _{c1} =-35V _{dc}	—	1	50	μV		
雑音									
*第1格子・陽極間	C _{pg1}	4-16	No. 308 シールド付き	—	—	0.009	μμF		
*容量	C _{in}	4-16	No. 308 シールド付き	約 6.5	—	—	μμF		
出力	C _{out}	4-16	No. 308 シールド付き	約 7.5	—	—	μμF		
*第1格子・陰極間	R _{g1-k}	4-5	E _{test} =100V _{dc}	—	20	—	MΩ		
*絶縁	他電極相互間	Rothers	4-5 E _{test} =500V _{dc}	—	50	—	MΩ		

業会の受信管技術委員会が決めた CES ET-3 の規格がある。

CES 規格には現在国内の主な真空管はほとんど全部規定されている。この規格は初期の特性のみについて規定されたもので、寿命試験の規格は規定されていない。一例として 6SK7-GT の CES 試験規格を 2 表に示す。

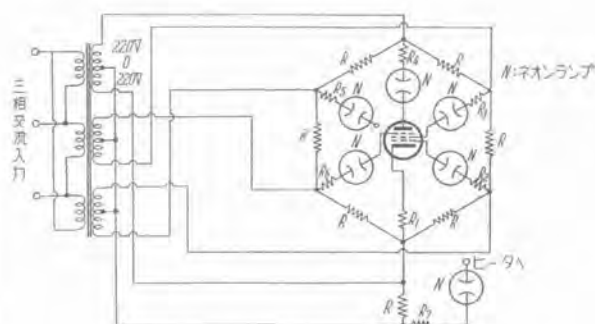
なお国内で CES 規格の外に、電々公社とか防衛庁などでは、それぞれの使用目的に応じておのおの独自の試験規格を採用している。

米国では JAN-1A 規格が一般に採用されているようであるが、この規格は元来陸海軍用の真空管の試験規格であるので相当厳格なようである。この試験規格には寿命試験の規格も規定してある。

4. 真空管の試験装置

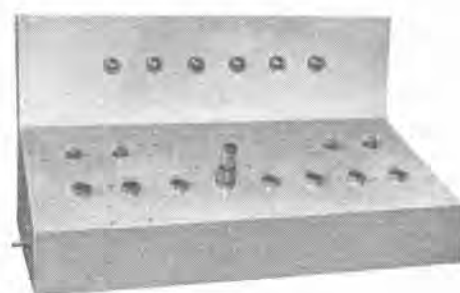
いままで述べた各種の試験目的に応じて、試験装置は試験項目、測定精度、測定時間等を考慮して使用に便利なものに作ってある。その主なものについて説明する。

受信用真空管の試験・吉本



1 図 短絡試験装置結線図

Fig. 1. Short and continuity test circuit.



2 図 短絡試験装置

Fig. 2. Short circuit test device.

ア. 短絡試験装置

真空管の各電極の接続の良否および電極間の短絡の有無を試験する装置で、主として工場試験に用いるものである。

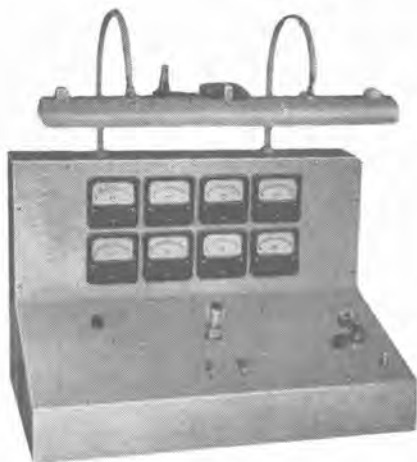
この装置は 1 図のような回路で 6 相の交流を使用しネオンランプの点滅によって試験するようになっている。

真空管のヒータは規定電圧で点火し軽く真空管を叩いて試験をする。この場合電極の接続が完全ならば、その電極に直列に接続されたネオンランプに直流が流れ、ネオンランプの 1 極のみが光り、断線している時は全然光らない。また電極が短絡している時は両電極に直列に接続されている二つのネオンランプに交流が流れ、二つのネオンランプは両極共に光る。このようにして接続、断線、短絡が同時に試験できる便利なものである。

2 図はこの装置の写真で、先方に並んだ 6 箇のネオンランプが真空管の各電極に直列に接続されている。中段左右の二つずつのネオンランプは位相を検するためのものである。手前のソケットは試験する真空管を挿入するソケットで、この装置は 1 台で各品種の試験ができるようになっている。

イ. 静特性試験装置

真空管の静特性および簡単な動特性を試験する装置で工場試験に使用するものである。この装置は多数の真空管を早く試験しなくてはならないので、真空管の品種毎



3 図 静特性試験装置

Fig. 3. Static characteristics test device.

に装置が別になっている。また計器もパネル型を使用し操作も簡単にできるように作ってある。

3 図の写真は 6SK7-GT 用の静特性試験装置で、中段の二つの切換スイッチを3段に切換えることにより1表記載の試験項目は全部試験できるようになっている。測定に必要な電源は別の定電圧直流電源装置より供給する。

ウ. 精密特性試験装置

真空管の諸特性を精密に測定する装置で、抜取試料の精密試験に使用するものである。使用する計器も0.5級のものをを用い、工場試験の試験項目以外にカットオフ特性、陰極効率、グリットエミッション、歪率などの測定に便利ようにできている。

4 図の写真の中央がこの装置で、左端にあるのが定電圧直流電源装置、その右が 1,000 c/s の発振器で、右端に見えるのは真空管の予熱器である。この装置は3極管および5極管の大抵の品種の諸特性が6箇の切換スイッチをおのおの3段に切換えることにより測定できるようになっている。

エ. 雑音試験装置

真空管を動作状態で軽く叩いた時に出る雑音を試験す



4 図 精密特性試験装置

Fig. 4. Precision characteristics test device.



5 図 A.F. Noise 試験装置

Fig. 5. A.F. Noise test device.

る装置で、この試験により電極の接触や半断線による不良品が検出できる。また電極構造の良否や電極保持法の適否もこの試験により判断することができる。

真空管の陽極回路に挿入した負荷インピーダンスの両端に生ずる雑音電圧を増幅しスピーカよりその音を聞くのであるが、増幅器に低周波用のものと高周波用のものがあり、それぞれ低周波雑音試験装置と高周波雑音試験装置に分れている。この装置も主として工場試験において使用する。

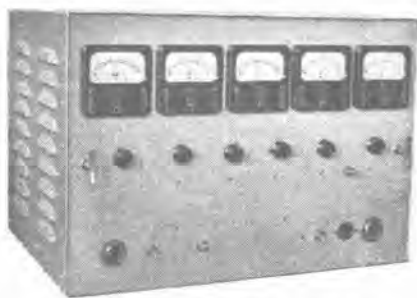
5 図は低周波雑音試験装置の写真で、左が増幅器の利得の較正に使用する発振器で、右が増幅器および定電圧直流電源であってパネル型の電圧計が付属している。発振器の手前にあるのが試験台で、ソケットに真空管を挿入し、先端にフェルトのついたエボナイト棒で真空管の管壁を互に直角な2方向より軽く叩いて試験を行う。

この試験はスピーカから出る音によって良否を判断するのであるから、試験を実施する者は相当に熟練が必要である。



6 図 振動試験装置の振動台

Fig. 6. Vibration stand for vibration test device.



7 図 振動試験装置・増幅器
Fig. 7. Amplifier of vibration test device.

高周波雑音試験装置は増幅器部分が異なるだけで外観はこの装置とほとんど同じである。

マイクロフォニック雑音試験装置は、スピーカの前に真空管を置いて叩く試験で、試験台以外はこれまた低周波雑音試験装置と同じである。

オ. 振動試験装置

真空管を動作状態で振動させ、陽極回路に挿入した抵抗の両端に生ずる交流電圧を測定する装置で、この試験により電極構造の強度や耐震度を知ることができる。また各電極自身の振動やマイカへの固定法の良否の判別にも役立つものである。

この試験は普通抜取試験について行うが、特殊な用途の真空管では全数行うことがある。

6 図は振動台の写真で全振幅 2mm 振動数 25 c/s で水平に振動するようにできている。真空管は水平、垂直いずれの方向にも取付けられるようになっている。

7 図は交流出力電圧を測定する装置で、増幅器、出力電圧指示計および定電圧直流電源が組み込んであり、パネル型の電圧計も付属している。増幅器は 20 c/s より 5,000 c/s まで平坦な特性が必要なので特別な考慮が払われている。

なお振動試験は必要に応じ振幅、振動数を広い範囲に変化させて試験を行うこともある。

カ. 寿命試験装置

真空管を規格状態で動作させて置くだけの装置であるが、寿命試験は相当長時間にわたって行うので、一品種につき少くも 100 本くらいかけられる試験台が必要であり、製作品種の多い場合はこの装置は相当の場所を占めるものである。

8 図は寿命試験台で、右から 6SK7-GT, 6K6-GT, 6SQ7-GT, 6SA7-GT 用のものでおのおの 100 本ずつ寿命試験にかけられるようになっている。電源部は別になっていて、電源電圧の変動は $\pm 1.5\%$ 以下になるように定電圧装置がついている。

キ. その他の試験装置

紙面の都合で写真を載せなかったが、この他に重要な試験装置としてつぎのようなものがある。

(1) 三定数測定装置

真空管の三定数すなわち増幅率、相互コンダクタン

受信用真空管の試験・吉本



8 図 寿命試験装置
Fig. 8. Life test device.

スおよび内部抵抗を測定する装置で、電橋回路を応用したものでつぎの範囲の精密測定が可能である。

増幅率	0.001~10,000
相互コンダクタンス	0.02~50,000 $\mu\Omega$
内部抵抗	50 Ω ~20M Ω

この装置は真空管の設計の検討や他の試験装置の校正用として使用するものである。

(2) 電極間静電容量測定装置

真空管の電極間の静電容量を測定する装置で、これも電橋回路を応用したもので 0.002 pF~20 pF の容量の測定が可能である。

真空管の電極間の静電容量は普通ピン間の静電容量を含まないようにして測定する。したがって高周波増幅管のグリッド陽極間の容量のように 1,000 分の数 PF というようなものの測定には、とくに厳重にシールドされたソケットを取付けた測定台によって試験をする。

(3) 接触電位差測定装置

前に述べた接触電位差を測定する装置で、真空管のカソードの温度を下げた状態で、カソード・グリッド間に低い交流電圧を加え、流れる電流を増幅ブラウン管上に電圧—電流曲線を描かし、接触電位差を直読できるようになっている。

まだこの他に真空管の試験には色々の試験装置を使用しているが、さほど重要性もないので記載を省略する。

5. むすび

真空管の試験方法、試験規格、試験装置の概要を説明したが、真空管は全く日進月歩で次々と優秀な性能の真空管が現われてきており、真空管の試験方法および試験装置もますます複雑になってくる。

われわれも常にこれらの研究改良を重ね、三菱真空管の品質をより良くするための努力を払っている。

おわりに終始有益なご示唆を載いた管球課長山崎技師ならびに試験装置の製作に協力下さった池永工師および大北氏に厚く感謝する。

フェライト系磁性材料

(とくにフェライト磁心“フェリコア”について)

大 船 工 場

河 合 登*・中 村 弘**

Ferrite Magnetic Materials

Noboru KAWAI・Hiroshi NAKAMURA

Ofuna Factory

Ferrite, hardly noticed in the beginning of invention, has come to be limelighted of late in the communication technique. It dates back to 1930 when Dr. Kato and Dr. Takei developed it in the form of hard and soft magnetic materials. With collaboration of Mitsubishi the former has reached a goal of ferrite magnets; what is called “OP” magnets. The latter has had to trudge a hilly road and could hardly make it known much until Philip laboratory made public of its achievement and attracted attention of the world. Hidden gems, however, has began to sparkle and Mitsubishi is introducing “Ferri-core”; ferrite core to the market on the strength of profound knowledge accumulated for these years.

1. ま え が き

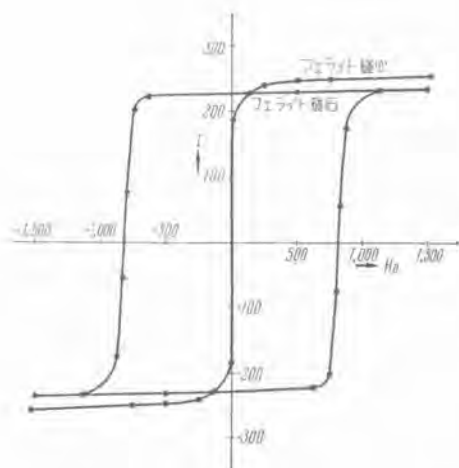
フェライト系磁性材料は、電気工学および物理学界において、最近異常な注目を浴びている。この系統に属する磁性体も、金属におけると同様に、磁氣的に硬いもの(磁石)と軟いもの(磁心)とに大別できる。これら両種のフェライト系磁性材料は、東京工業大学の加藤、武井両博士の独創的研究により、20数年前始めて実用化の途が開かれたのである。当社は当初からこの開拓者に協力し、フェライト系永久磁石の工業的生産に成功して、これを“OP”磁石と名づけた。以来幾多の改良を経つつ、“OP”磁石およびその応用機器が多量に生産された。この間われわれは、“OP”磁石を通してフェライト系磁性材料に関し、豊富な基礎知識と経験とを蓄積した。当社ではこの貴重な集積を基として、さらにフェライト系磁心の試作ならびに工業化の研究を進め、その結果“フェリコア”(Ferri-core)なる名称で、製品を数年前から市場に送り得るに至った。以下に主として“フェリコア”

について説明する。

2. フェライトとは

フェライト(亜鉄酸塩)とは、一般に $MOFe_2O_4$ という形で表わされる化合物のことである。この M は 2 価の金属で、Cu, Mg, Zn, Cd, Mn, Fe, Co, Ni 等である。たとえば M が Fe の場合には $FeO \cdot Fe_2O_3$ となる。マグネタイト(磁鉄鉱)がこれである。

磁石あるいは磁心といえ、金属製のものがまず考えられるであろう。しかし歴史的に見るならば、酸化物であって磁性を持った上記マグネタイトの方が、むしろ古くから知られていた。すなわち人類は、3000 年位前に小アジアのマグネシア地方で、鉄を引きつける不思議な石(磁鉄鉱)にすでに気づいていた。古代支那においても、慈州という所で同様な石が発見されていた。これらの地名はそれぞれ洋の東西において、「磁石」という名の語源となった。このように酸化物磁石の発見は極めて古いにもかかわらず、その後の磁性材料の発展は、理論的にも

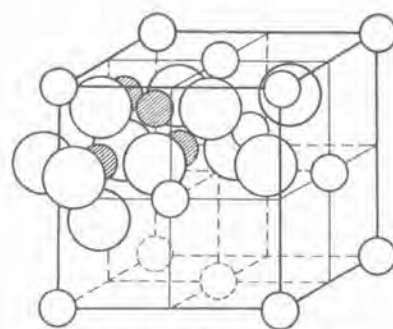


1 図 フェライト磁石(OP 磁石)およびフェライト磁心 (Cu-Zn フェライト) の磁気履歴曲線

Fig. 1. Magnetic hysteresis curve of ferrite magnet and Ferrite core.

実際のにも専ら金属材料に限られていた。漸く 1930 年近くになって、加藤、武井両博士により、酸化金属なるフェライト系磁石および磁心が、世界にききかけて実用に供された。20 数年前に、同じフェライト系磁性材料を以て、磁石および磁心の両用途を拓かれた加藤博士ならびに武井博士の創意は、誠に偉大なものがある。同じフェライトでありながら、磁石と磁心とで如何に違った性質を表わすか、その一例が 1 図である。当社はこの磁石をまず工業化した。“OP”磁石⁽¹⁾⁽²⁾がこれであって磁石史上に一新紀元を画した。OP 磁石は Co および Fe のフェライトから成るものである。これに比べると磁心⁽²⁾⁽³⁾の方は、需要等の関係もあって、やや恵まれぬ状態におかれていた。その間にオランダのフィリップス社では組織的研究を続け、多くの成果と共に各種実用磁心を世に送った。このため、フェライト系磁心の発祥地はオランダであるかのように、誤認される程となったのは遺憾である。

フェライト系磁心について、今一つ間違われ易いことがある。それはこの磁心が、往々にして圧粉磁心(ダストコア)と混同されることである。圧粉磁心は、機械的または化学的に微粉末とした磁性金属を材料としている。金属粉末のみでは、高周波用として渦流損失が大きいため、粉末間の電気的絶縁の意味をも持たせた接着剤と混ぜ、強く圧縮成型して造られる。フェライト磁心も、金属酸化物の粉末を用い、圧粉磁心と同様な工程で造られるが、成型後、高温で焼いて焼結する。酸化物の通有性として、固有抵抗が一般に非常に大きいので、絶縁性のバインダは必要でない。焼結フェライトの固有抵抗は $10^3 \sim 10^6 \Omega \cdot \text{cm}$ の範囲にあるものが多い。したがって高周波でも渦流損失は甚だ小さい。しかしヒステリシス損失は圧粉磁心より大きい。このように両者は全く別物であって、その使用法にもおのずから相違がある。使用に当ってこの材料の特長を十分に理解し、これによく適応する途を選ぶべきことは当然である。



2 図 スピネル構造の単位結晶格子

Fig. 2. Unit cell of spinel structure.

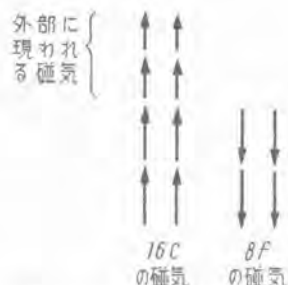
3. フェライトの結晶構造と磁性

フェライトは、天然産の鉱石「スピネル」(MgAl_2O_4)と同じ構造の結晶、すなわちスピネル型結晶に属する。それは 2 図に示すような構造で、図示された全体が一つの単位スピネル型結晶格子である。その稜の長さは、フェライトの種類によっても違うが、 8.4\AA 程度⁽⁴⁾である。この単位立方体は、2 図のようにさらに 8 箇の小立方体に分けて考えるのが便利である。図の●位置は、一つの小立方体中に四つまとまって存在する。このような位置が、隣り合わない小立方体 4 箇のそれぞれに見出される。つまり単位立方体全体には 16 あることとなる。それでこれ等の位置を 16c と呼ぶ。同様にして○は 32b 位置を示している。○は立方体中に見え 18 あるように見えるが、一つの単位立方体の内側にある部分のみについて考えると、実は 8 箇に過ぎない。それ故○は 8f 位置と呼ばれる。図からも明らかのように、8f 位置は四つの 32b 位置で囲まれた 4 面体の中心であり、16c 位置は 6 箇の 32b 位置で囲まれた 8 面体の中心である。

ここでフェライトの一般式 MFe_2O_4 を振り返って見る。この式と上図とを比べると、一単位立方体中に 8 (MFe_2O_4) があって、8 箇の M^{++} が 8f に、16 箇の Fe^{++} が 16c に、32 箇の O^{--} が 32b に入っていると考えたい。しかしこのような配置をとっているのは、実は M が Zn^{++} かまたは Cd^{++} である時のみで、他の金属の場合ではそうでないことが明らかにされている⁽⁶⁾。すなわち他の多くのフェライトでは、8f 位置を全部 Fe^{++} が占め、16c 位置は Fe^{++} の残り 8 箇と M^{++} 8 箇とが入り混って占有しているのである。Zn や Cd のフェライトの場合を正スピネル、他の場合を逆スピネル型構造という。これ等両種のスピネルの構造は、上に述べた所にしたがって次のように表わすことができる。

	8f	16c	32b
正スピネル	M^{++}	Fe^{++}	O_4^{--}
逆スピネル	Fe^{++}	$\text{M}^{++}\text{Fe}^{++}$	O_4^{--}

正および逆スピネル中、強い磁性を呈するのは逆スピネルに限られ、正スピネルは常磁性体である。Néel 氏の説⁽⁶⁾によれば、逆スピネル型フェライトの磁気は 16c および 8f 位置にある 2 群の金属イオンの磁気差に起



3 図 逆スピネル結晶の磁気
Fig. 3. Magnetism of inverse spinel crystal.

因する。16cにある磁性イオンの磁気能率は互に平行で、8fにある磁性イオンの能率は、すべてこれ等に反平行に並んでいる。16cおよび8fには同数の Fe^{++} が存在するから、 Fe^{++} の生ずる磁気は打消し合い、16cにある他の M^{++} の数だけ、この逆スピネルの磁気として外部に現われる(3図)。Néel氏は、このような発生機構による磁気を、“Ferrimagnetism”と名づけた。当社のフェライト磁心を、“フェリコア (Ferri-core)”と呼ぶのはこれに由来する。

一般にフェライト同志は互に固溶体を作り易い⁽⁷⁾。実験⁽⁸⁾によれば、各種逆スピネル型フェライトに Zn フェライトを固溶させて行くと、Zn フェライト量が或る値に達するまでは、その固溶量が増すにつれて飽和磁気の値も増大する。前に記した構造式をかりると、このことは次のようにいえる。 $(\text{Fe}^{++})(\text{M}^{++}\text{Fe}^{++})(\text{O}_4^{--})$ に $(\text{Zn}^{++})(\text{Fe}_2^{++})(\text{O}_4^{--})$ を何%宛か加えて行くのであるが、これ等両者が均一な固溶体を作る場合、 Zn^{++} はまず 8f 位置に入り込む。8f の残りの位置には Fe^{++} が入り、16c には Fe^{++} の残り と M^{++} とが位置を占める。すなわち $1 > x > 0$ として $(\text{Zn}_x\text{Fe}_{1-x})^{++}(\text{M}_{1-x}\text{Fe}_{1+x})^{++}(\text{O}_4^{--})$ という形となる。この均質固溶体において、 x を 0 から次第に増して或る値に達するまでは、この $\text{M}_{1-x}\text{Zn}_x\text{Fe}_2\text{O}_4$ の飽和磁気の値は MFe_2O_4 単独の場合の値よりも漸次増大するのである。このことは Néel 氏の理論でよく説明出できる。現在の実用磁心のほとんど全部は、Zn フェライトを含んでいるが、その理由の一つはここにある。

4. フェライトの製造

フェライト系磁性体は、先にも述べたように一般に 2 種以上のフェライトを混合して固溶体としたものである。これを工業的に製造する方法は、乾式法と湿式法とに 2 大別できる。

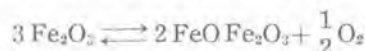
乾式法とは各成分酸化物の微粉末を、所要の割合によく混合し、強圧で成型した後、高温で微粉末間に固体反応を起させて焼結し、製品とする方法である。原料として酸化物そのものでなくとも、加熱等によってこれ等酸化物になるもの、たとえば硝酸塩、炭酸塩等を用いてもよい。いずれにしても、乾式法では固体反応に頼って

いるから、この点に特に注意を要する。当然のことであるが、成分粒子間の接触を良くし、反応に必要な温度⁽⁹⁾と時間とを充分に与えなければならぬ。要すれば加熱—粉碎—成型—加熱—粉碎—の過程を繰返して、所望のフェライト固溶体の生成を完璧にする。

湿式法では所要成分を溶液とし、目的の化合物を溶液中で共沈せしめ、乾燥、成型、焼結する。条件を適当にして共沈を完全にするならば、成分間の反応が進行しやすい点において、乾式法よりもすぐれている。しかし共沈物の乾燥、脱水等を慎重にしなければならない。

この他に上記両方法の中間とも見られる方法もある。成分元素の、たとえば硝酸溶液を混合し、これを蒸発乾固したもの进行处理して行く方法である。この方法では硝酸塩ないし酸化物間の接触が極めてよく、以後の操作が容易になる。

これ等いずれの方法においても、とくに注意を要するのは、フェライト結晶中の酸素の行動である。酸素含量は磁性に大きく影響する。それ故、たとえば次のような 1300°C 付近における平衡関係を利用する。

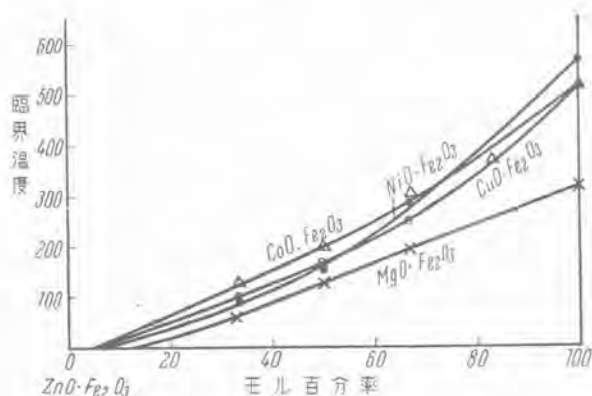


製品の種類によって、この反応を右にあるいは左に進行させ、所要の磁性を得るように努める。そのためには焼結温度、保温時間、炉内の雰囲気、冷却速度等を適当にする。この他、成型時または高温での多孔度も酸素の吸収、放出に影響するから注意せねばならぬ。

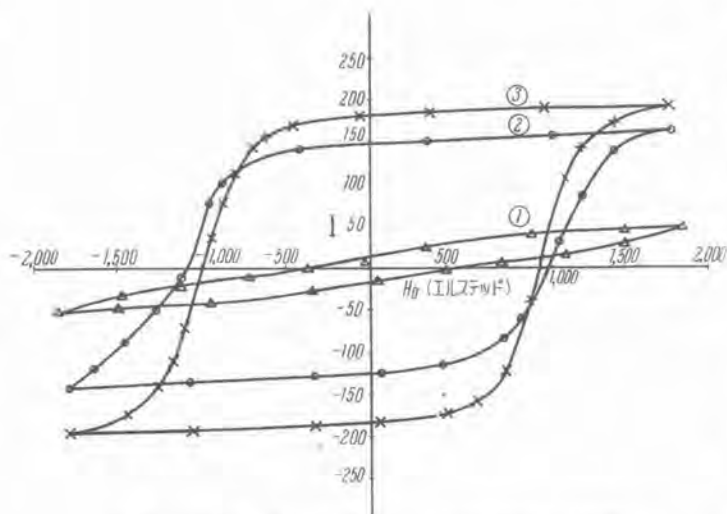
5. フェライトの性質

フェライトには興味深い種々の性質がある。これ等の性質の中には、磁性体製造に当って利用価値の高いものがある。その一例は 3. で述べたような Zn フェライトの作用である。これ等を断片的に述べる。

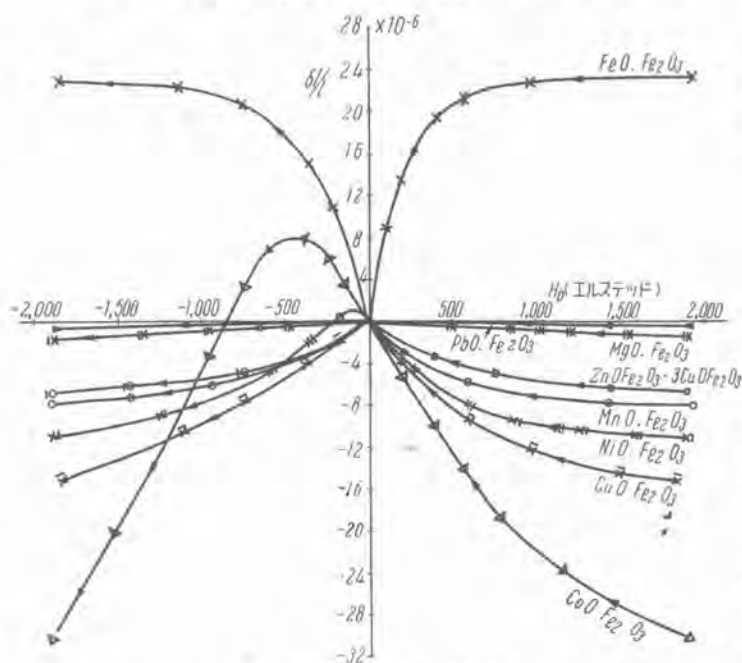
上記の他に Zn または Cd フェライトの添加は、キュリー温度(磁気臨界温度)の低下を来す。その数例を 4 図⁽²⁾⁽¹⁰⁾に示した。一般にキュリー温度の直下付近で、



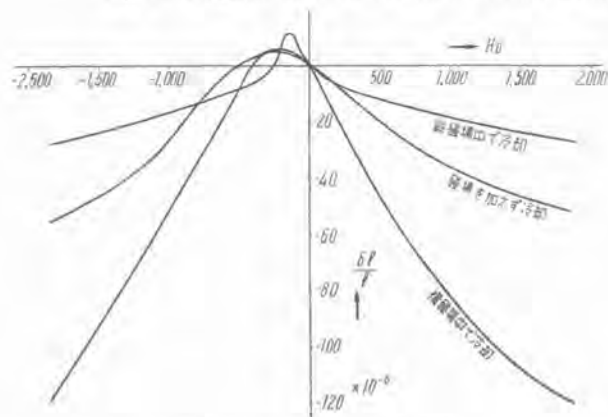
4 図 $\text{ZnO} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3$ + 各種亜鉄酸塩の磁気臨界温度
Fig. 4. Magnetic critical temperatures of solid solution $[\text{ZnO} \cdot \text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{various ferrite}]$.



5 図 $[\text{CoOFe}_2\text{O}_3+\text{Fe}_3\text{O}_4]$ における磁場冷却の影響
(1) 無処理冷却 (2) 200 エルステッド磁場冷却
(3) 1,000 エルステッド磁場冷却
Fig. 5. Hysteresis loops of $[\text{CoOFe}_2\text{O}_3+\text{Fe}_3\text{O}_4]$ cooled
(1) without field, (2) with field of 200 Oa. and (3) of 1,000



6 図 各種重鉄酸塩の磁歪曲線
Fig. 6. Magnetostriction curves of various ferrite.



7 図 Co フェライトの磁歪曲線
Fig. 7. Magnetostriction curve of Co ferrite cooled
without field and with longitudinal and transverse field.

強磁性体の初導磁率は極大値をとる。この現象をホブキンソン効果という。フェライト磁心の多くは Zn フェライトの添加により、キュリー温度を常温付近に持ち来し、日常の使用温度において高導磁率を得ているのである。しかしこの方法も度を越すと、フェライトの温度特性を悪くする。キュリー温度を下げる限界は、少くも 100°C までとしたい。温度特性を劣化させる原因は、低過ぎるキュリー温度のみにあるのではなかろう。しかしホブキンソン効果に頼らないで高導磁率を得る方法があるならば、温度特性を改良する手段にはなるであろう。

Fe フェライトでは、 -160°C 付近に磁気変態点がある⁽¹¹⁾。この変態点から少しく高い温度で、結晶の異方性エネルギーが著しく減少する。常温付近にこの種の変態点を有するフェライトと、上記フェライトとで固溶体を造らせると、その変態点を 0°C 付近にすることができる。そうすれば常温の近くで異方性エネルギーを最小ならしめ、初導磁率を最大にすることができるという東北大学岡村博士の説もある。これはフェライト磁心に対し、ホブキンソン効果を利用しない方法の一つといえる。当社においてもこれに似た方法に成功しているが、他の機会に発表することとしたい。

フェライトには磁場冷却効果の著しいものがある。すなわち高温からの冷却途中で磁場を働かせると、その磁気特性が著しく変るフェライトがある。この効果が最もよく活かされている例は、OP 磁石の場合である。その様子は 5 図⁽¹²⁾で明らかである。OP 磁石はこの効果あるが為にこそ、永久磁石としてのすぐれた性質を持ち得たといえ切ることができよう。磁場冷却法は磁石のみならず、磁心材料に対しても面白い効果を期待できる。磁場冷却効果の起る機構については、2, 3 の考え方⁽¹³⁾が発表されているが、未だ決定的なものはない。

種々のフェライト中で、Fe フェライトのみが正の磁歪を示す。他のものの磁歪はすべて負である(6 図⁽¹⁴⁾)。磁歪が正および負のフェライトを適当に固溶させ合うと、磁歪 0 のものが得られる。磁歪を小さくすることは、結晶の異方性を減らすことと共に最大の初導磁率を得るのに役に立つ。

磁歪は組成の他に磁場冷却、その他の熱処理等によっても著しい影響を受ける⁽¹²⁾⁽¹⁴⁾。その 1, 2 の例を 7 図⁽¹⁵⁾に示した Fe フェライトの混入は、磁歪を減らす意味において望ましいが、固有抵抗を小さくする傾向があるから注意を要する。

6. 磁気測定

フェライト磁心について測定すべき特性は、これを磁気関係のみに限っても種々のものが考えられる。その中

でも導磁率 μ と、その磁心を入れたコイルの Q の測定は、実用価値からいってもとくに重要である、これ等の値の測定法を Polder 氏¹⁵⁾は、周波数範囲により次の3種に大別している。

1. 1~100 kc ブリッジ法
2. 10 kc~100 Mc LC 回路による共振法
(リアクタンス変化法)
3. 1~500 Mc 同軸ケーブル法

このような方法によって正確な特性が求められる筈であるが、実際にはそうは行かない。フェライトの誘電率が大きいことや、測定回路に種々の分布容量のあることなどから、かなり測定精度の落ちることは免れない。結局、よく校正された Q メータを用いる同調法でも、粗雑なようではあるが役に立つものと考えられる。

測定用には常識的にも、まず環状試料を使うべきであろう。しかし現在までのフェライト磁心の実状としては、環状のものもあるが、丸棒状で使われる場合の方が圧倒的に多い。棒状試料を使えば、測定の手数からいっても非常に簡単で、かつ充分実用的な特性が判る。それ故 Q メータによって、棒状試料を測定する方法が広く行われている。

その方法は、まず測定用コイルを或る周波数で同調させ、この時の Q メータの同調容量 C_1 および Q の読み、 Q_1 を読む。次にこのコイルに試料を挿入し、同じ周波数で同調をとり、 C_2 および Q_2 を読む。棒状試料の導磁率すなわち実効導磁率 μ_{eff} は C_1/C_2 で表わされる。同じ測定コイル、同型の磁心を用いておればこの Q_2 も実用的な特性値と考えて支障は起らない。

環状試料の場合はこれに直接コイルを巻き、やはり Q メータで測定できる。上と同様に $f = \frac{\omega}{2\pi}$ なる周波数で同調したとすると、 Q は直読でき、導磁率 μ は次式から計算できる。

$$\frac{1}{\omega^2 C} = \mu \frac{0.4 A n^2}{d \times 10^8}$$

ここに A は試料の断面積、 n はコイルの総巻数、 d は環状部の平均直径である。

次に同じ材質の試料を環状および棒状として測った時、それぞれの場合に特性値がどのようになるかを考えて見る。実用されている棒状磁心では、寸法比すなわち長さ/直径は3以下が普通である。このように小さな寸法比の丸棒に対する反磁場係数 N は計算されていない。寸法比の大きい場合の値⁽¹⁷⁾から外挿して求めると、 μ によっても異なるが、3以下の寸法比では N は少くも1以上となる。今、試料に加わる外部磁場および有効磁場をそれぞれ H_{ext} および H_{eff} とし、磁化の強さを I とすると次のようになる。

$$\begin{aligned} H_{eff} &= H_{ext} - NI \\ &= H_{ext} - \frac{\mu - 1}{4\pi} N \cdot H_{eff} \end{aligned}$$

$\mu \gg 1$ であるから

$$H_{ext} \div \left(1 + \frac{\mu N}{4\pi}\right) H_{eff}$$

$\mu=100$, $N=1$ の場合、外部磁場は同じでも、磁心に作用している磁場は、棒状試料では環状試料の1/10程度に過ぎない。寸法比の小さな試料では正確な N の設定は困難で、測定に際し、環状および棒状試料での有効磁場を等しくすることすら難かしい。したがって両種の試料で得た特性値の比較さえできない。ただ有効磁場を等しくして測定した場合のみ、環状試料について得た値から、棒状試料の特性を知ることができる。このような考え方からすれば、現状では磁心の測定は、それが使用される形での測定を重視すべきであるといえよう。

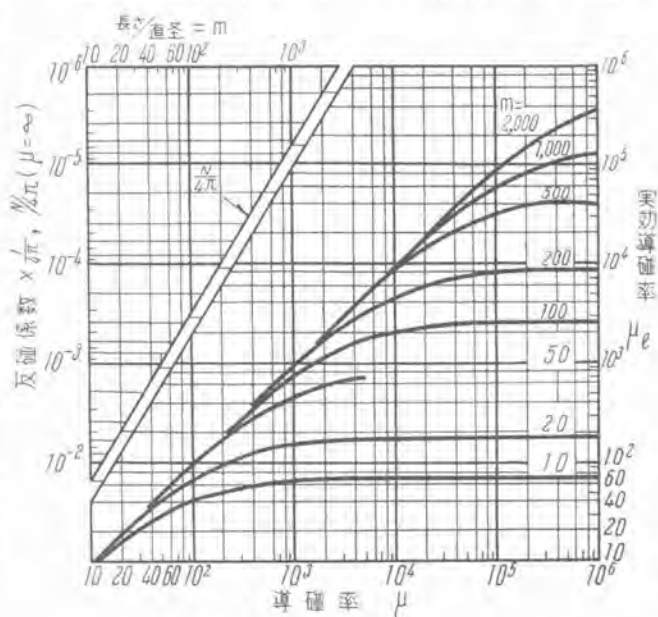
上と同様にして、真の導磁率 μ および有効導磁率 μ_{eff} の間には次式が導かれる。

$$\frac{1}{\mu} = \frac{1}{\mu_{eff}} \frac{N}{4\pi}$$

この関係を図示したのが8図である。これから明らかなように空隙のある磁心では、 μ を幾ら増しても、 μ_{eff} は或る飽和値以上にはならない。寸法比 m が小さい程 μ の増加が、 μ_{eff} の増加に対して効かなくなってくる。したがって寸法比の小さい棒状磁心では、その材質の μ よりむしろ Q の増加を計るべきではなかろうか。もちろん両者の積 μQ の大きい材質であることは望ましく、 μ を常に二次的に考えてよい訳ではない。製造者の立場としては使用目的に応じ、必要にして充分な特性を備えた磁心を、経済的に造ることを考えるべきである。

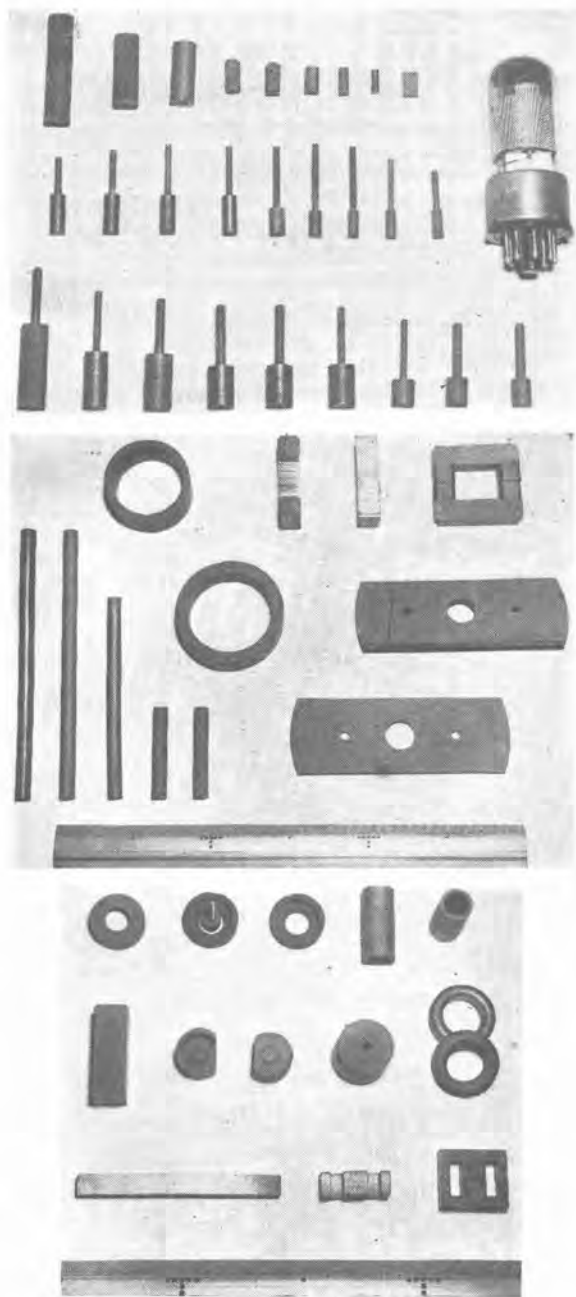
7. フェリコアの現状

現在実用されているフェリコアには非常に多くの種類



8 図 種々の寸法比における真の導磁率と実効導磁率との関係

Fig. 8. Relation between true and effective permeability of cylinders at various dimension-ratios.

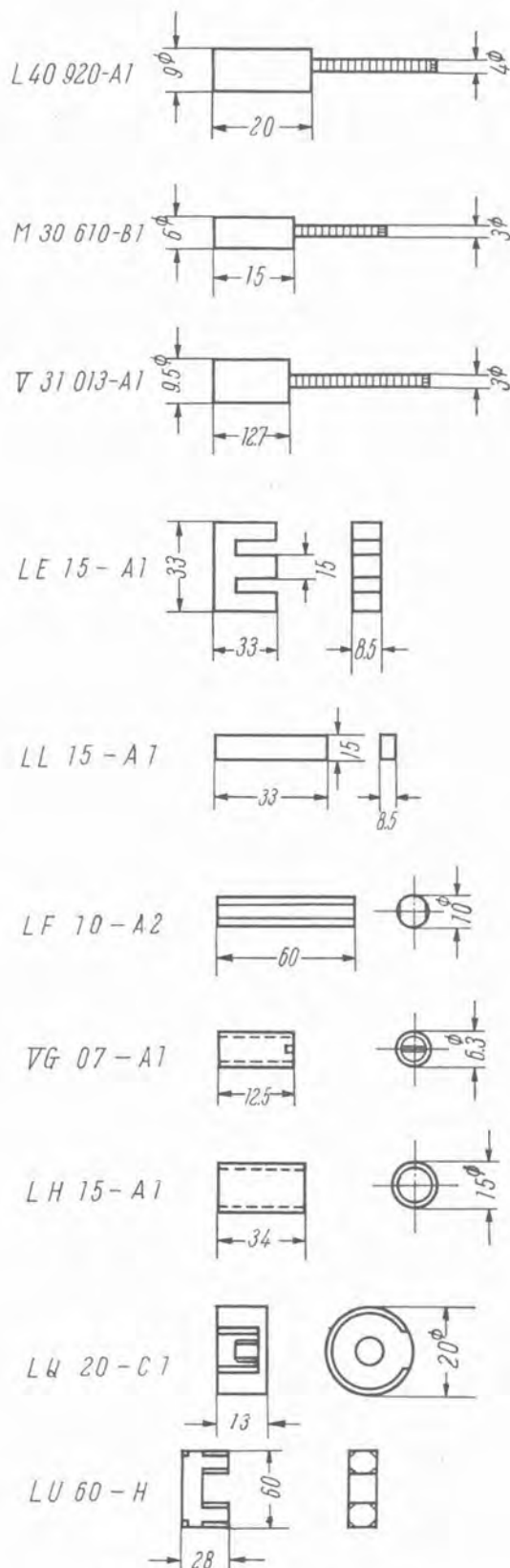


9 図 各種フェリコア
Fig. 9. Various Ferri-core.

がある(9 図)。その中で最も多いのはラジオまたは無線機用として、各種の周波数に使われるビス付丸棒磁心である。しかしテレビジョンの発達、普及に伴って、近い将来にはこれに必要な磁心が、量的にも首位を占めそうな傾向にある。また搬送周波用として、200 kc あるいはそれ以下の周波数で使われる壺型磁心等への要求も見逃せない。

10 図に主要なフェリコアの型名とその形とを示した。型名を簡単に説明すると、最初の文字は、主として使用される周波数範囲を示す。すなわち *L*, *M* および *V* はそれぞれ中波、中短波および超短波を表す。一般に第2字は形を、第3, 4 字は直径またはその他の主要寸法を表す。ビス付丸棒の場合に限り、第2字はビスの

フェライト系磁性材料・河合・中村

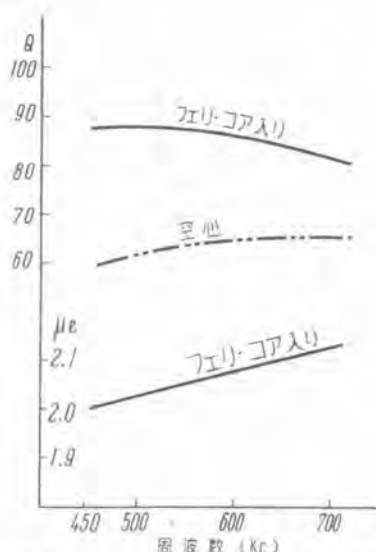


10 図 主要フェリコアの型名と形状
Fig. 10. Type and shape of Ferri-core.

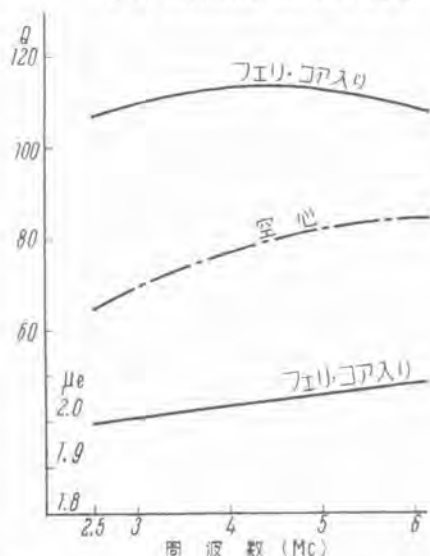
直径、第3, 4 字は磁心の直径、第5, 6 字は磁心長を示す。一を隔てて材質その他細部を区別する。

ア. 中波用フェリコア

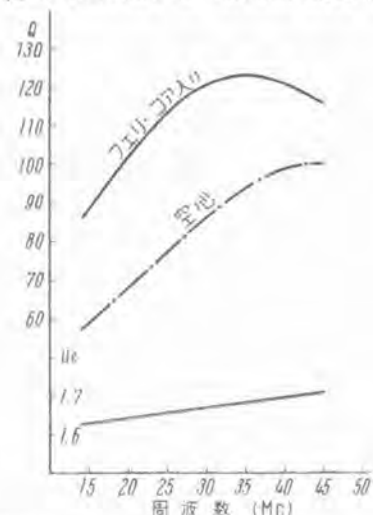
主として Cu-Zn フェライトから成り、実用フェライ



11 図 中波用フェリコアの Q および μ_e の周波数特性
Fig. 11. Frequency characteristic of Q and μ_e of Ferri-core for long wave.



12 図 中短波用フェリコアの Q および μ_e の周波数特性
Fig. 12. Frequency characteristics of Q and μ_e of Ferri-core for medium short wave.



13 図 超短波用フェリコアの Q および μ_e の周波数特性
Fig. 13. Frequency characteristics of ferri-core Q and μ_e of Ferri-core for ultra short wave.

ト磁心中、最も古いものである。しかも今日に到るまでその生命を失わず、ラジオの中間周波トランス用として多量に使用されている。その一例 $L30615-B1$ につき、 Q および μ の周波数特性を 11 図に示す。測定に使ったコイルは、0.1 二重絹巻線を 225 回ハネカム巻としたもので、内径 12、インダクタンス $710\mu\text{H}$ 、分布容量 8pF のものである。これは上述のように古典的なもので、とくに述べることもないが、当社では、使用周波数がさらに中短波範囲まで広がったものの生産を準備中である。

イ. 中短波用フェリコア

12 図にこの種の例として $M30610-B1$ の特性を示した。測定コイルは外径 12ϕ のボビンに 0.16 エナメル線を 25 回密接巻きとしたもので、インダクタンス $8.6\mu\text{H}$ 、分布容量 3.7pF である。

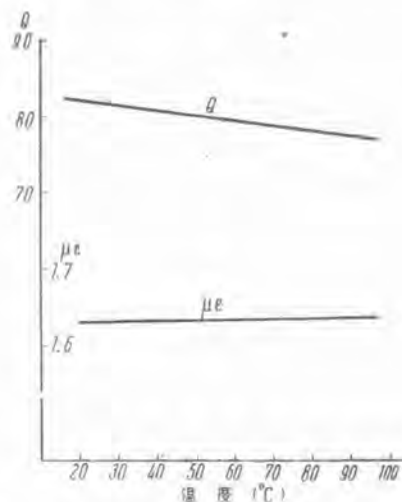
ウ. 超短波用フェリコア

$V30610-A1$ を例としてその特性を 14 図に示す。測定コイルは 0.2 エナメル線を、外径 8ϕ のボビンに 4 回スペース巻きとしたもので、インダクタンスは $0.29\mu\text{H}$ である。この材料は図からも判るように、使用周波数範囲が数十 Mc にまでも及ぶ優秀なフェライトである。20 Mc 付近に広がるアマチュアバンドを避けて、44 Mc 等を使用するに最も良く、無線機用、テレビジョン用等に広く応用されている。

$VG07-A1$ は、コア自身にねじを切ったもので、テレビジョン用に使われる。

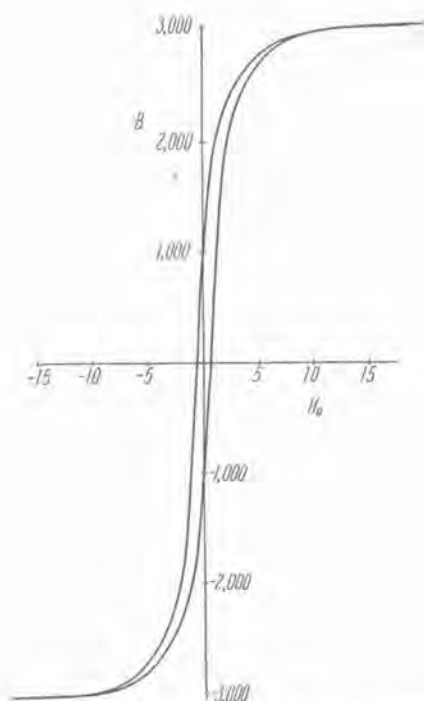
エ. フライバックトランス用フェリコア

今まで述べたことはすべて棒状磁心についてであった。しかしこのフライバックトランス用は 2 箇の U 字型磁心を組合わせ、磁気回路を閉じて使用する。したがってこの場合は、真の導磁率 μ や Q 、およびその温度特性の良否が、敏感に製品の質に響いてくる。磁心に加えられる磁場も大きく、かつ直流磁場も重畳されるから、こ



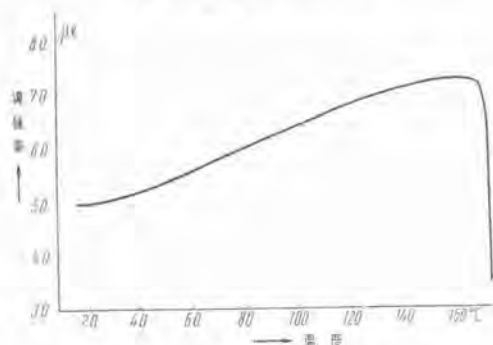
14 図 超短波用フェリコアの Q および μ_e の温度特性 (20 Mc)

Fig. 14. Temperature characteristics of Q and μ_e of Ferri-core for ultra short wave (at 20 Mc).



15 図 フライバックトランス用フェリコア LU60-H の B-H 曲線

Fig. 15. B-H curve of Ferri-core LU60-H for fly-back transformer.



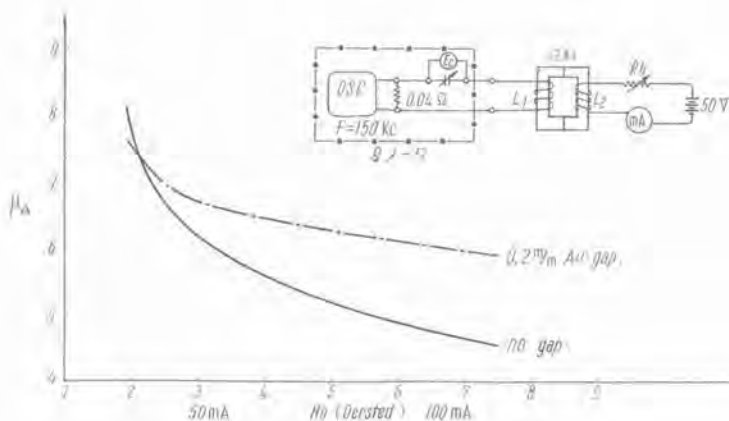
16 図 LU60-H の μ の温度特性

Fig. 16. Temperature characteristic of μ of LU60-H.

れ等の点をも考慮して磁心の組成、熱処理等を決定しなければならない。フェリコア LU60-H の特性を 15～17 図に示した。

8. むすび

磁心を主としてフェライト系磁性体につき、その構造、性質を物理的、化学的に概観し、当社の製品“フェリコア”に言及した。フェライト磁心とはどんなものか、どのようにして造られるか、実際の製品はどんな状況にあるか等々に関し、一般読者に多少の参考ともなれば幸である。現在における諸種の応用、その将来への期待につ



17 図 LU60-H の直流磁場重畳特性

Fig. 17. Change of incremental permeability μ_{inc} of LU60-H when d-c field is superposed.

いても述べるべきであるが割愛した。

フェライト工業のスタートを切ったのは日本でありながら、その後は外国にお株を奪われたかのような観があった。わが国においても外部からの刺激を受けて、ここ数年来フェライトの研究熱が漸く高まってきた。物理、化学および電気工学各界の人々の協力により、フェライトの総合的研究ならびに工業が、一層盛になることを希って止まぬ次第である。

引用文献

- (1) 加藤、武井：電学誌，53 (1933) 408，工化誌，36 (1933) 506，鉱業会誌，50 (1934) 95；特許 110820～110823；U.S.P. 1976230，1997193
- (2) 武井：機械及電気，2 (1937) 67，380，540，電気化学，5 (1937) 411
- (3) 特許 98844
- (4) Harvey, Hegyi, Leverenz: RCA Rev., 11 (1950) 321
- (5) Vervey, Heilman: J. Chem. Phys., 9 (1941) 85
- (6) Néel: Ann d. Phys., 3 (1948) 137
- (7) 河合：工化誌，36 (1933) 506
- (8) Guiland: Compt. Rend. 229 (1949) 133；Gorter: Nature 165 (1950) 798；Went, Gorter: Philips Tech. Rev., 13 (1952) 181
- (9) 加藤、武井：鉱業会誌，46 (1930) 167
- (10) 武井：電学誌，59 (1939) 274
- (11) Weiss, Forrer: Ann. d. Phys., 12 (1929) 279；Domenicali: Phys. Rev., 78 (1950) 458
- (12) 武井、中村：電気学会聯合大会予稿 (1943，4 月)
- (13) 武井、安田、石原：電学誌 59 (1939) 568；杉浦：応用物理 19 (1950) 198，231，20 (1951) 98；飯田：強磁性酸化金属の研究，第 2 輯 (1954) 17
- (14) 河合：金属学会分科会報告 III (1950)
- (15) 中村、中山：物理学会分科会予稿 (1953，4～5 月)
- (16) Polder: Proc. I. E. E. (London) 97 II (1950) 246
- (17) Bozorth: Ferromagnetism (1951) 849
- (18) Owens: Proc. I. R. E. 41 (1953) 359
- (19) Bozorth: Ferromagnetism (1951) 848；Bozorth, Chapin: J. App. Phys. 13 (1942) 320

RM-1A 型 船 舶 用 レー ダ

無線機製作所

榎 本 俊 弥*・吉 田 武 彦**

The RM-1A Marine Radars

Toshiya KASHIMOTO • Takehiko YOSHIDA

Electronics Works

Type RM-1A Marine Radars, having 50 W peak power, which have been under trial manufacture since 1952, are now ready to go out into the world.

The construction, performance and results of measurement are given with respect to the transmitter, indicator and antenna of this equipment together with an introduction of P. P. I. Views obtained with it.

1. ま え が き

船舶用レーダはいうまでもなく、船舶、港湾その他に設置して、海洋、河川の航行、港湾業務その他各種の用途に使用するものである。当社は、戦後米国の Westinghouse 電機会社の MU-1 型船舶用レーダの据付調整を行ってきたが、昭和 27 年より MU-1 型を参考として、研究所と当時の無線機部と協同で RM-1A 型レーダの開発に着手した。昭和 28 年末に試作を終り、ひきつづき調整試験を完了した。また同じ頃レーダ用鉄塔を設置し昭和 29 年 3 月 25 日に実験局の免許を得た。

なお RM-1A 型レーダは特殊部品として輸入品を使用した。これ等を全面的に国産品に置き変えるべく調査、および開発試作を昭和 28 年より行ってきた。この方針の下に、また機構上の改良をも含めてさらに RM-2A 型レーダの設計製作に着手した。

2. 構成および性能の概略

ア. 構 成

RM-1A 型レーダはつぎの各部より成る。その寸法、および重量は下記のとおりである。

	高さ(mm)	幅(mm)	奥行(mm)	重量(kg)
送受信機	1,080	610	660	180
指示機	1,250	510	650	155
空中線	910	1,627	1,627	100

イ. 性 能

RM-1A レーダの動作周波数は 9,320~9,430 Mc で、尖頭出力 50 kW、パルス幅 0.25 μ s で、最大 40 哩の

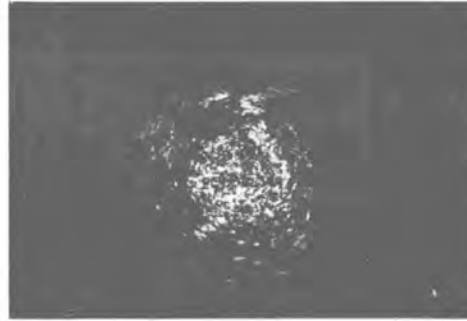


1 図 レーダ外観

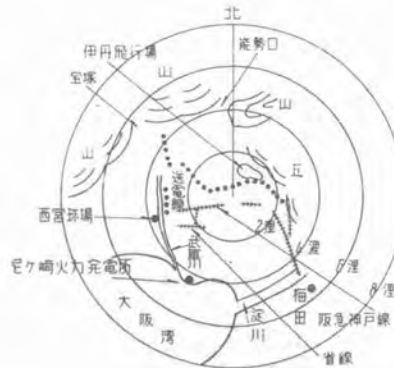
Fig. 1. Outside view of the radar.



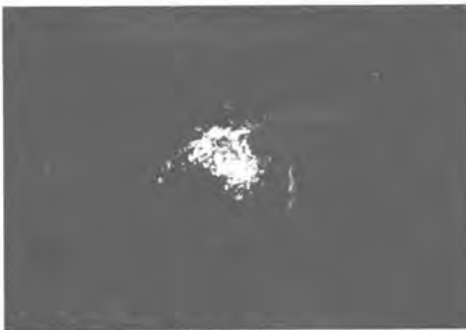
2 図 鉄塔上の空中線
Fig. 2. Antenna on the radar tower.



3 図
距離範囲 8 哩のレーダ図形
Fig. 3. p. p. l. View of 8 nautical miles distant range



4 図
3 図に対する地図
Fig. 4. Geographical map for Fig. 3.



5 図 距離範囲 20 哩のレーダ図形
Fig. 5. p. p. l. View 20 nautical miles distant range.



6 図
5 図に対する地図
Fig. 6. Geographical map for Fig. 5.

探知半径を有し、12.5 in 平面型ブラウン型を使用して P. P. I 表示 (Plan Position Indication) をする。送受信機および指示機の配置外観を 1 図に、また無線機製作所の建物(地上 9 m)の屋上に建てた高さ 16 m の鉄塔上に置いた空中線を 2 図に示す。またこれによって得られたレーダ図形と、これに対する地形を 3, 4 図(距離範囲 8 哩)、および 5, 6 図(距離範囲 20 哩)に示す。

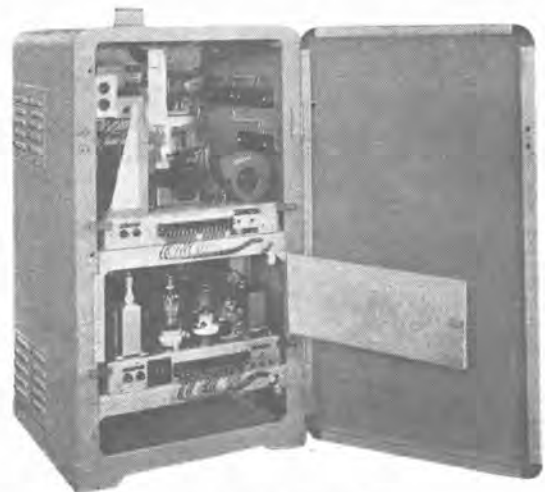
3. 送受信機

ア. 構成

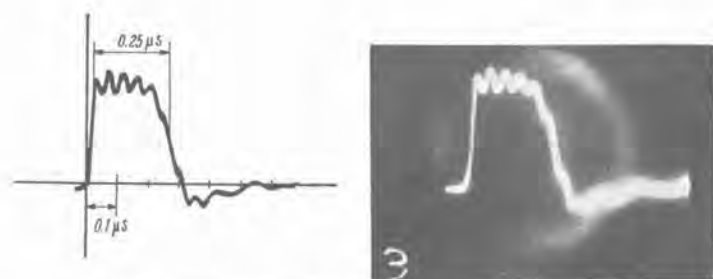
送受信機の外観は 7 図に示すとおりであるが、これはつぎの各部より成る。

変調部・高周波部・導波管混合器・自動周波数制御部・前置中間周波増幅部・継電器盤。

RM-1 A 型船舶用レーダ・榎本・吉田

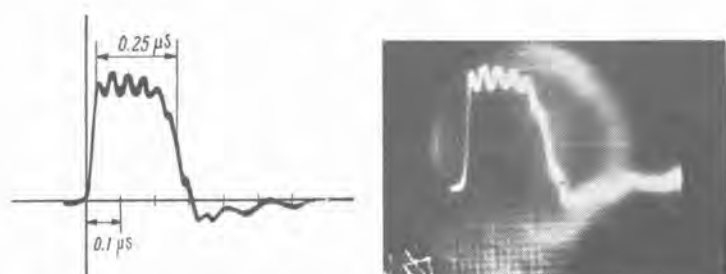


7 図 送受信機外観
Fig. 7. Outside view of the transmitter.



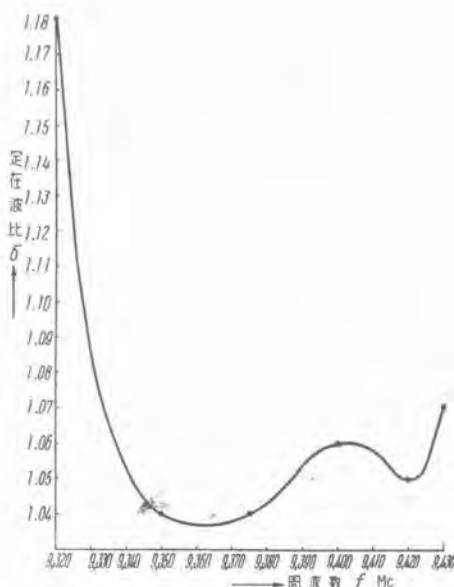
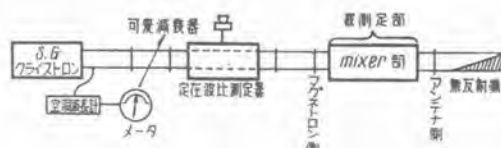
8 図 変調器の出力波形(輸入のパルス形成回路網使用)

Fig. 8. Output wave form of modulator.



9 図 変調器の出力波形(当社設計のパルス形成回路網使用)

Fig. 9. Output wave form of modulator.



10 図 混合器の定在波比

Fig. 10. Standing wave ratio of mixer.

なおマグネトロン保護用として過負荷継電器、選択遮断多段階継電器、時間継電器および冷却送風機風量継電器を備えている。

4. 性能

周波数	9,320~9,430 Mc
発振管	マグネトロン 2J55
尖頭高周波出力	50 kW
パルス繰返周波数	1,100 c/s
パルス幅	0.25 μs
切換放電管	1B63A, 1B35

(1) 変調

水素サイラトロロン 4C35 を使用する変調方式であるが、マグネトロンにかかる変調波形は 8, 9 図のとおりである。8 図は輸入したパルス形成回路網を使用した場合 9 図は当社設計のパルス形成回路網を使用した場合であるが両者共ほとんど同じ性能であることが判る。

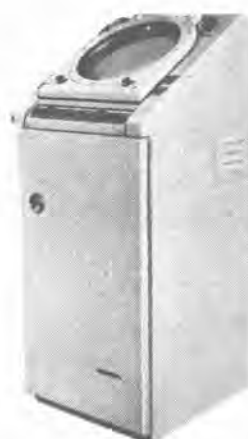
(2) 自動周波数制御部

掃引管 2D21 のみによる鋸歯状波電圧の周期は 3.8 c/s その電圧は 10 V である。制御管 2D21 は入力電圧が 3 mV のとき、57~59.5 Mc で動作する。

(3) 混合器定在波比

擬似 TR 管, ATR 管を使用して、マグネトロン側から測定した定在波比は 10 図のとおりで、動作周波数帯で 1.2 以下になっている。

4. 指示機



11 図 指示機外観

Fig. 11. Outside view of the indicating machine.

ア 構成

外観は 11 図に示すとおりで、ダイヤル部、ブラウン管承部、パルス増幅部(中間周波増幅部、掃引部、距離回路部を含む)、船首表示部、ブラウン管用高圧電源部、および電源部より成る。

イ. 性能

(1) 受信部

局部発振管として 2K25/723A/B を使用し、検波器 1N23B に直結して前置中間周波増幅部(送受信機内)があり、これをさらに指示機中の中間周波増幅部にケーブルで連結する。中間周波増幅部の性能はつぎのとおりでその特性曲線を 12 図に示す。

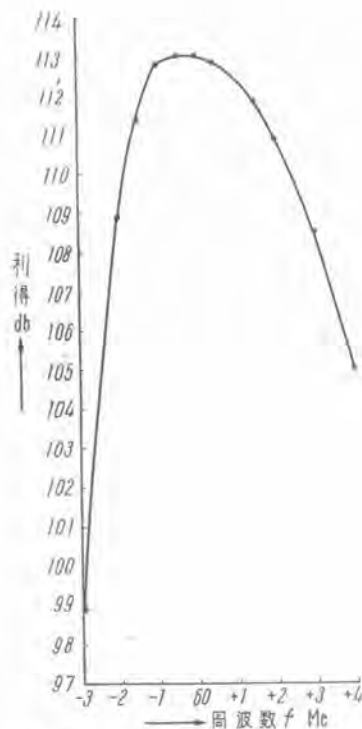
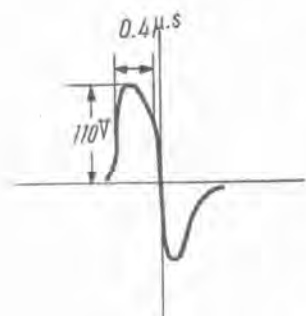


Fig. 12. Characteristic curves of intermediate frequency amplifying part.



13 図 ブロッキングトランスの波形
Fig. 13. Wave form of blocking transformer.

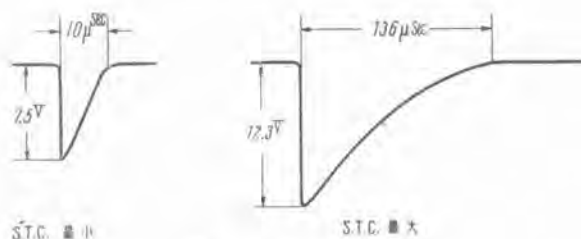
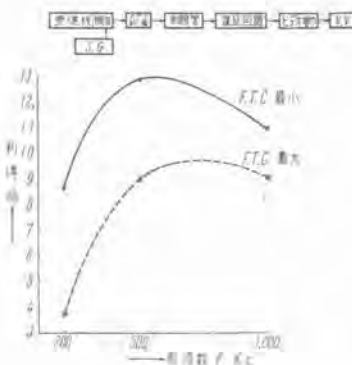


Fig. 14. S. T. C characteristic curves.



15 圖
F. T. C 特性曲線
Fig. 15. F. T. C
Characteristic curves.

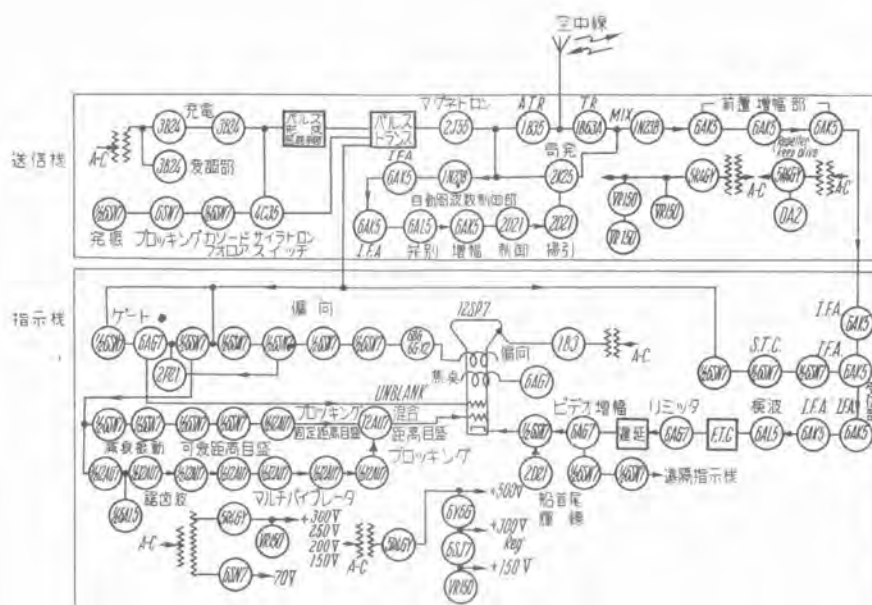
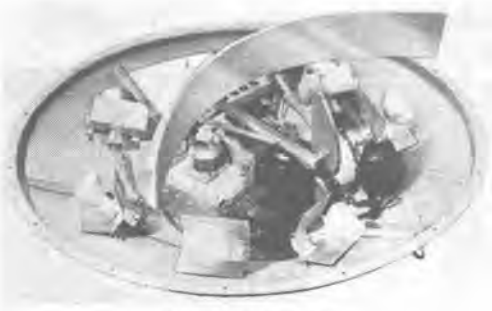
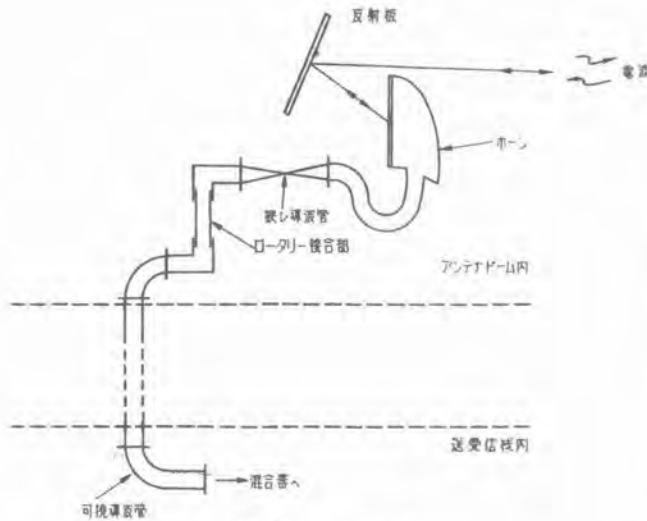


Fig. 16. Schematic diagram of the apparatus.



17 図 空中線外観
Fig. 17. Outside view of an antenna.



18 図 空中線
Fig. 18. Antenna.

中間周波数 60 Mc
バンド幅 4.4 Mc
利得 113 db
雑音指数 4.8 db

さらにこの出力を映像増幅部に入れこれを平面型ブラウン管 (12SP7A) に加える。検波部を含めた受信部の総合利得は 118 db, 雑音指数は 14.7 db である。

(2) 探知距離範囲および距離目盛

探知距離範囲(哩) 固定距離目盛間隔(哩)

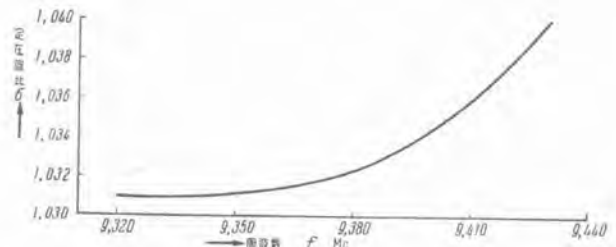
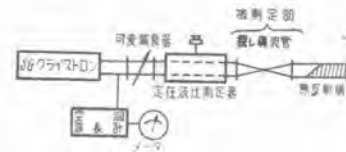
1	1/4
2	1/2
4	1
8	2
20	5
40	10

固定距離目盛精度

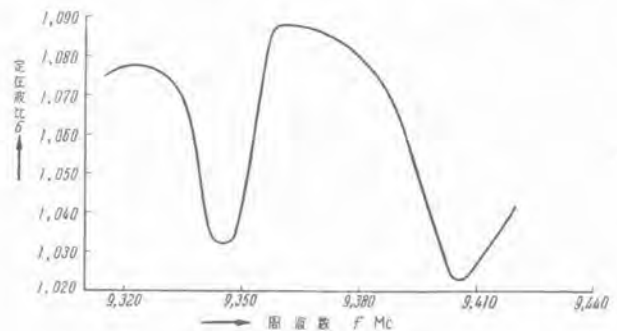
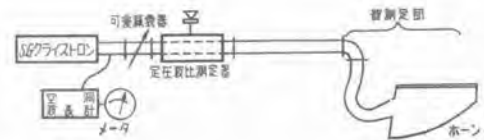
各距離範囲における一番内側の目盛で $\pm 4\%$ または ± 50 yd (大きい方)。

その他の目盛りで $\pm 1\%$ または ± 50 yd (大きい方)

可変距離目盛精度



19 図 捩し導波管定在波比
Fig. 19. Standing wave ratio of twisted wave guide.



20 図 ホーンの定在波比
Fig. 20. Standing wave ratio of horn.

$\pm 2\%$ または 150 ft (大きい方)

なお可変目盛は 200 yd から 20 哩までで、読取はカウンタにより 0.1 哩単位まで直読できる。

距離目盛回路に使用するブロッキングトラジスは設計としてパルス幅 $0.2 \mu s$ 以下を目標とした。Westinghouse 電機会社では厚さ 0.05 mm のハイパーシル C 型コアを使用しているが、国産品を使用すべく他社に製作を依頼したが、 $1 \mu s$ 以下のものが得られなかった。当社で設計したものは 13 図のように約 $0.4 \mu s$ のものが得られ実用上は使用可能であるがさらにパルス幅をせまくすべく研究中である。

(3) 掃引直線性

掃引の始めおよび終りの各 10% の範囲では $\pm 5\%$ 以下、その他の範囲では $\pm 2\%$ 以下。

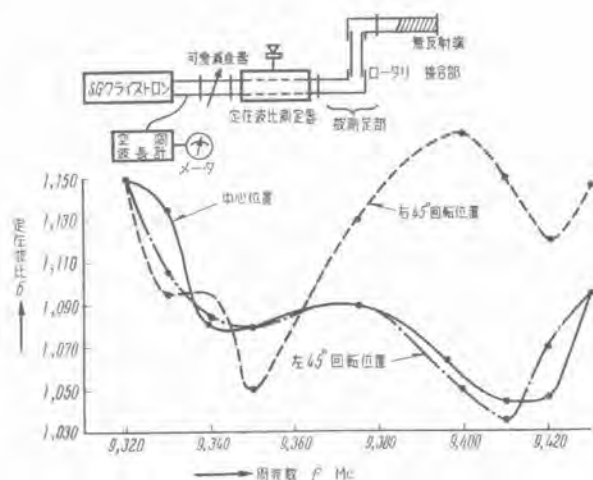
(4) 海面反射抑制(S. T. C) 雨雪反射抑制(F. T. C)

S. T. C., および F. T. C. の特性をそれぞれ 14 図, および 15 図に示す。

なお送受信機および指示機の系統図を 16 図に示す。

5. 空中線

ア. 構成



21 図 ロータリ接合部の定在波比
Fig. 21. Standing wave ratio of rotary joint.

ホーン、反射鏡、歯車機構部、ラドームおよび解氷装置より成り、ラドームを取外した外観を 17 図に示す。

イ. 性能

- (1) 偏波 水平偏波
- (2) 指向性 電力半値幅 水平 2° 垂直 15°
- (3) 回転数 毎分 14 回転
- (4) ラドーム

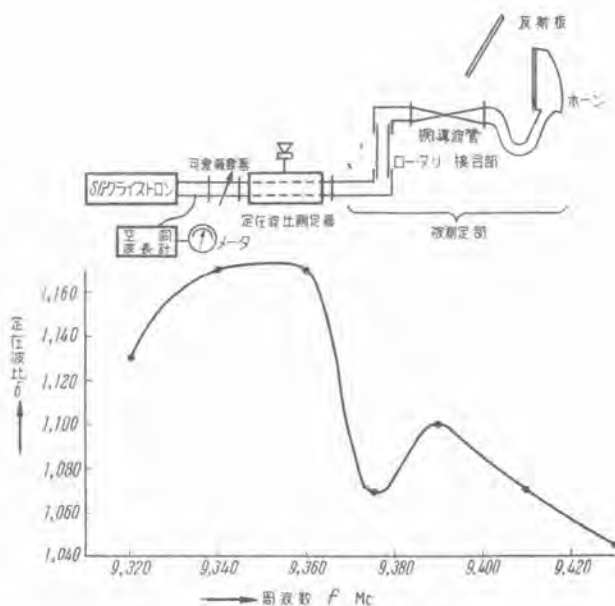
空中線はラドームにより完全に覆われているので、風雨に対して回転に不整を生ずることなく、また漏水による不都合を生ずることもない。ラドームは電波の減衰および反射を少なくするために、その寸法、および材料に注意を払っている。すなわち材料としては、ポリエステルを含浸させたグラスウールの内外層の中間に、ハネカム式のポリエステルをはさんで機械的強度をもたせている。

(5) 解氷装置

250 W の赤外線ランプ 6 筒を外側に向けて設け、サーモスタットによる自動開閉式によってラドームの解氷を行う。

(6) 空中線の整合

ホーン、振れ導波管、およびロータリ接合部が 18 図



22 図 空中線の定在波比
Fig. 22. Standing wave ratio of antenna.

のように連結されており、それぞれの定在波を別箇に測定した。これを 19, 20, 21 図に示す、ロータリ接合部に対しては、入口および出口で整合を取った。(21 図) 空中線の入口でさらに整合を取り入口からの定在波比を 9,320~9,430 Mc の範囲で 1.2 以下になし得た。これを 22 図に示す。

6. むすび

RM-1A 型レーダは船舶用レーダとしては一応満足すべき性能を得られたものとする。今後に残された問題は、部品の改良、および部品の完全な国産化にあるものと思われる。

終りに種々ご指導を賜った薄井所長付、津村第一技術課長、ならびに当初から試作に尽力していただいた喜連川係長、北垣係長をはじめ関係者各位に感謝の意を表する次第である。



ニュースフラッシュ

150Mc 対空用 VHF/AM 送受信機 (53L2号4号)

対空用無線機として試作されたもので、周波数は 120Mc~145Mc の AM 方式の送受信機で、出力は 50W である。

写真1は外観 2 は制御器 3 はモニタ用受信器。

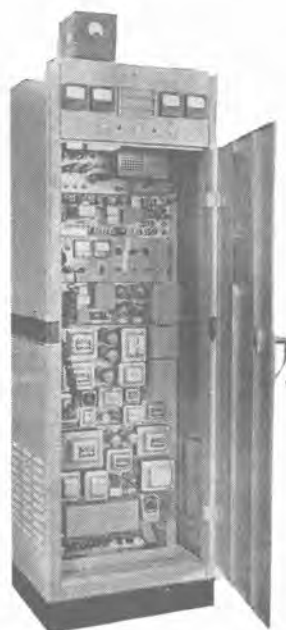


写真 1



写真 2



写真 3

航空機用 VHF/AM 送受信機 (JAN/ARC-3)

航空用として試作されたもので、周波数は 100 Mc~156 Mc の AM 方式航空機用無線機で、出力は 8W である。

8 箇の水晶片により任意の周波数を随時択別使用することができる。全重量は約 35kg で写真 4 右から受信機、電源部、送信機、制御器および前方は空中線である。



写真 4

高周波鋳型乾燥機

本機は高周波で尿素系レジン硬化剤として鋳物用砂型（中子および鋳物型）を乾燥硬化させるものである。出力 20kW DH-3 型ラジオヒーター 2 台で間歇式コンベヤを使用し、1 日 4t の砂型を処理できる。

加熱時間が非常に短く、乾燥むらがなく、電力利用率が良く、しかも設備の床面積が少なくて流れ作業ができる点で優れている。

写真 5 は砂型を乾燥炉内へ搬入している処である。

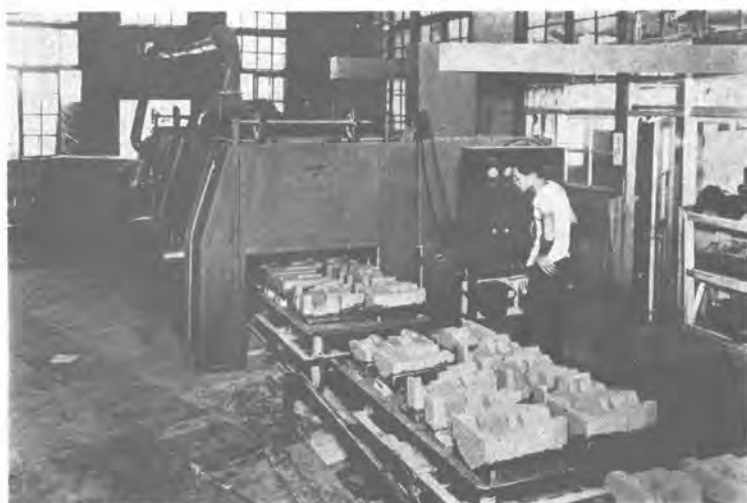


写真 5



ニュースフラッシュ

JGN-58-B 型手回発電機

移動携帯用無線機に電力を供給する携帯用発電装置である。発電機は手動クランク軸より増速装置によって高速回転され、その出力は互に独立した回路により低圧および高圧の2電圧を出している。界磁は共通で低圧側より励磁され、この回路には回転数の如何によらずほぼ一定電圧が得られるようにチリル式自動電圧調整器が設けてある。また受信機に必要な第二高圧および第二低圧は箱体内の抵抗により電圧降下

し、所要の電流において定格電圧が得られる構造になっている。なお箱体には発電機の含む脈動電圧と無線防害雑音を防ぐために濾波装置が設けられている。



出力								間 転 数 (rpm)	定 格	重 量 (kg)
第一高圧 電圧 (V)	第二高圧 電圧 (V)	第一低圧 電圧 (V)	第二低圧 電圧 (V)	第一高圧 電流 (A)	第二高圧 電流 (A)	第一低圧 電流 (A)	第二低圧 電流 (A)			
425	0.115	105	0.032	6.3	2.45	1.4	0.45	4,000~6,300	連続30分	18.3

無線機用ダイナモータ

移動無線機に蓄電池を用いて送信および受信用高圧を供給する発電機である。高速回転の採用により形状は著るしく小型化し重量の軽減、優美な外観と相まってリップル含有率が極度に少く、実用上通信に全然障害を与えない程度となっている。また能率も送信用 60~70%、受信用 47~52% であり、この種小型機として非常に改良されている。



JDM-34

JDM-35



JGN-58-B 型

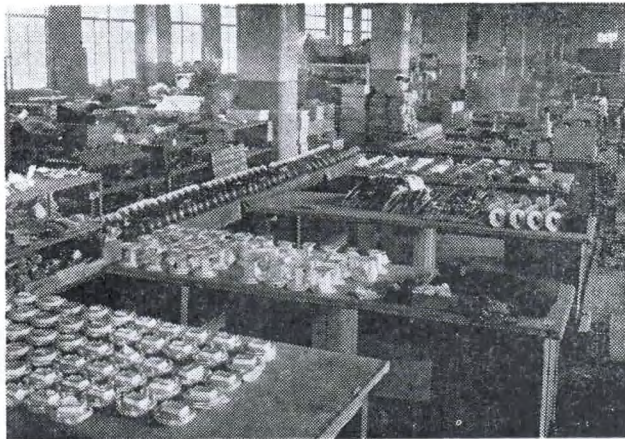
型名	入 力		出 力		回転数 (rpm)	定 格	*外形寸法		重 量 (kg)	用 途	蓄電池 (V)	備 考
	電圧 (V)	電流 (A)	電圧 (V)	電流 (A)			D (mm)	L (mm)				
JDM-34	14	3	220	0.08	7,500	連続	70	124	2.3	無線機 JSCR-608, 508 等 受信用	12	濾波回路を含む
JDM-35	12.5	16.5	625	0.225	7,000	断続(2分運転1分休止) 4時間連続	90	200	4.35	無線機 JSCR-608, 508 等 送信用	12	
JDM-36	28	1.5	220	0.08	7,500	連続	70	124	2.3	無線機 JSCR-605, 508 等 受信用	24	濾波回路を含む
JDM-37	26	8	625	0.225	7,000	断続(2分運転1分休止) 4時間連続	90	200	4.35	無線機 JSCR-608, 508 等 送信用	24	
JDY-21	27.5	7.4	410	0.325	8,500	断続(30秒運転30秒休止) にて連続	89	190	3.75	無線機 JAN/ARC-3 送信用	24	濾波回路を含む
JDY-22	28	1.94	210	0.125	8,500	連続	89	140	2.1	無線機 JAN/ARC-3 受信用	24	濾波回路を含む
KA 250/21 64A	28	3.8	265	0.24	9,500	連続	72	210	2	機上小型 VHF 無線機 送・受信用	24	バリコン駆動用減速装置付
KB 250/12 64A	14	7.6	265	0.24	9,500	連続	72	210	2	機上小型 VHF 無線機 送・受信用	12	バリコン駆動用減速装置付
K 250/6 140 A	5.8	37	390	0.36	5,000	連続 (30分)	102	220	6.2	市営 VHF 無線機 送信用	6	
K 250/6 32 A	6	11	250	0.13	5,500	連続	89	170	3.3	市営 VHF 無線機 受信用	6	
K 250/6 110 B	6.1	27	600	0.18	5,000	断続(10秒運転10秒休止) にて1時間連続	102	199	5.3	国営 VHF 無線機 送信用	6	
K 250/6 25 B	6.2	8	250	0.1	5,500	連続	89	169	3.15	国営 VHF 無線機 受信用	6	

特 許 紹 介

最近登録された当社の特許および実用新案

区 別	名 称	特 許 ま た は 登 録 日	特 許 ま た は 登 録 番 号	発 明, 考 案 者	所 属
特 許	矩形導波管用可変減衰器	29- 4-30	205476	東 野 義 夫	研 究 所
"	木材への油その他の薬液含浸法	29- 5-21	205813	馬 場 文 夫	"
"	炭車逸走防止装置	"	205814	若 杉 始	長 崎
"	並行運転同期発電機の過電流保護方式	"	205815	尾 畑 喜 行	神 戸
"	炭車逸走防止装置	"	205816	若 杉 始	長 崎
"	整流器自動調整装置	"	205833	室 賀 淳	伊 丹
"	誘導子回転型磁石発電機	"	205834	宮 崎 秀 夫	姫 路
新 案	単陽極型水銀整流器の化成装置	29-5-24	413558	坂 上 茂	伊 丹
"	点火断続器	"	413559	宮 崎 秀 夫	姫 路
"	抽出型管制器	"	413560	柴 田 清 昭	長 崎
"	直接制御式遠隔制御装置	"	413561	己斐健三郎	伊 丹
"	埋込型簡易分電盤箱	"	413588	篠 崎 善 助	名 古 屋
"	埋込型簡易分電盤	"	413589	"	"
"	変圧器油槽	"	413590	田 宮 利 彦	伊 丹
"	誘導子回転型磁石発電機	"	413591	三 木 隆 雄	姫 路
"	回転子直結装置	"	413592	宮 崎 秀 夫	"
"	磁石発電機	"	413593	品 川 朝 一	"
"	硝子型遮断器	"	413594	永 田 秀 次	伊 丹

マイクロ波空中線系部品



マイクロ波空中線系部品工場

表紙に示すバスレングスアンテナとマイクロ波送受信機を連絡するために、導波管を用いる。

これは矩形の管であって、この継手、曲り管、気密窓、切換器など一括製作、販売している。

4,000 Mc, 6,000 Mc, 9,000 Mc および 10,000 Mc 用の空中線系部品として下記のものがある。



曲り導波管



小曲り導波管



空気充填窓



可撓導波管

直線引抜導波管 (長さ 3 m)
 曲り導波管 (E 面および H 面)
 小曲り導波管 (E 面および H 面)
 空気充填窓 (局外用および局内用)
 可撓導波管 (局外用および局内用)
 振れ導波管
 導波管切換器
 チョークフランジおよびバットフランジ



チョークフランジおよびバットフランジ

昭和 29 年 8 月 24 日 印刷

昭和 29 年 8 月 26 日 発行

「禁無断転載」 定価 1 部金 60 円 (送料別)

「三菱電機」編集委員会

委員長 岸本久雄
 委員 浅井徳次郎 荒井 潔 石橋英樹 石黒克己
 市吉惟浩 伊東祐義 市村宗明 大久保二郎
 岡屋精二 金内幸三郎 川田勝利 小林治一郎
 進藤貞和 渋谷進一 田宮利彦 松田新市
 毎熊秀雄 前田幸夫 松尾米太郎 松岡 治
 宗村 平 森 範 馬場文夫
 幹事 吾郷侃二 成富公一 (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 吾郷侃二

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
 (29) 0915 0916 振替東京 20018