

MITSUBISHI DENKI

三菱電機

エレクトロニクス特集



新テレビ工場の一部

7

VOL 32 1958



表紙説明

当社無線機製作所の新テレビ工場では製品の品質を高めるため種々な考慮が払われている。この第一ヒートランコンベヤもその一つで、調整前に初期故障があればそれを出し切ってしまう、これと同時に十分エージングのできたものを調整し、特性のズレることを防いでいる。

調整後さらに上を通っているオーバヘッドコンベヤにより第二ヒートランコンベヤにはいり初期不良をさらに減少させるためのヒートランを行っている。

これらのコンベヤはそれぞれ二層式、三層式になっていてスパイラル状に上下する特殊な形態を採り、点検などの便を図っている。

前記オーバヘッドコンベヤへの製品の積降しは自動的にできるようになっている。

三菱電機株式会社

本社 東京都千代田区丸の内(東京ビル)
(電) 和国倉(20) 代表 1631・2331
研究所 兵庫県尼ヶ崎市南清水
神戸製作所 神戸市兵庫区和田崎町
名古屋製作所 名古屋市中区大船
伊丹製作所 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 東京都世田谷区池尻町
郡山工場 福島県郡山市字境橋町
姫路工場 兵庫県姫路市千代田町
福山工場 福山市沖野上町
中津川工場 岐阜県中津川市駒場
和歌山工場 和歌山市岡町
福岡工場 福岡市今宿青木
静岡工場 静岡市小鹿 110
家庭電器工場 名古屋市中区矢田町
無線機製作所 東京都世田谷区池尻町
東京工場 札幌市北二条東 12
札幌修理工場 札幌市北二条東 12
大阪営業所 大阪市北区堂島北町 8 番地 1
(電) 大阪(34) 代表 5251
名古屋営業所 名古屋市中区広小路通
(電) 本局(23) 代表 6231
福岡営業所 福岡市渡辺通り 2 丁目(電気ビル内)(電)福岡(2) 代表 6031
札幌営業所 札幌市大通西 1 丁目(大通ビル)
(電) 札幌(2) 代表 7236
仙台営業所 仙台市東一番丁 63
(電) 仙台(2) 代表 6101
富山営業所 富山市安住町 23 の 2
(電) 富山 4692・5273・2550
広島営業所 広島市袋町 6(富国生命ビル)
(電) 中(2) 2211
高松営業所 高松市寿町 1 丁目(第一生命ビル)
(電) 高松 3178・3250
小倉出張所 小倉市京町 10 丁目(五十鈴ビル)
(電) 小倉(5) 8234

MITSUBISHI DENKI

三菱電機

昭和 33 年 第 32 卷 第 7 号

(エレクトロニクス 特集)

目次

巻頭言	取締役社長 関 義長	2
新工場の落成に際して	無線機製作所長 更田健彦	3
最近の電子機器	津村 隆	4
レーダ電波を捕捉するに要する時間の問題	喜連川隆・有田不二男	14
狭帯域 VHF/FM 無線機	佐藤 晋・黒田忠光・東 勇・奥村 徹	20
航空機用テールキャップアンテナ	喜連川隆・武市吉博・黒田忠光	33
航空電子機器用回転機	戸谷利雄・小島敏男	38
広帯域無指向性誘電体アンテナ	喜連川隆・信岡正祐・有田不二男・武市吉博	41
レーダ用エコーボックス	若田和明	45
TZ-2 形電子管式自動誤字訂正 (ARQ) 時分割多重通信端末装置	竹内彦太郎・熊谷 黄・山内隆郎・富岡欣造・馬場文夫・大島幸幸太郎・嶋村和也・鈴木昌三	54
パラメトロンを用いたモルルス五単位符号変換機	竹内彦太郎・大島信太郎・中込雪男・和田太作・馬場文夫・大島幸幸太郎・磯崎 真	76
トランジスタ直流増巾器	中塚正三郎・小林吉三郎	89
金属検出装置	馬場文夫・寺本吉一	95
レーラ探傷機 CM-1 形クラックメータ	山下精一・飯川三郎・藤沢 亘・渋谷 祐・田村祥一	103
試聴室の音響特性	藤木 一・進藤武男	110
FM ラジオ	武居 明・藤田恒雄	113
三菱オートラジオ	上野芳雄・岡本春樹・中村信弘	120
水銀中における抵抗形点弧子の特性	岡田武夫・青木伸一	128
密封形イグナイトロンの構造・定格・応用	竹内宏	133

技術解説

火力発電シリーズ: 発電所全般 (1) タービン発電機の温度計の形式と配置	142
蒸気タービン (1) タービンプラントにおける熱管理	

原子力情報

加圧水型原子力発電所について(6)	木村久男・前沢芳一・川口 修・迎 久雄	151
-------------------	---------------------	-----

W 社文献抄訳

今日と明日の航空通信および航法、航空機探知組織、誘導弾	161
-----------------------------	-----

ニュースフラッシュ

万能形電子計算機の設置、東武鉄道 2,000 Mc 多重無線回線工事完成、同期機保護用 COQ 形逆相電流継電器の改良形完成	163
--	-----

特許と新案

(特) 主幹制御器	166
-----------	-----

最近における当社の社外寄稿、講演一覧

最近登録された当社の特許および実用新案	13, 102
---------------------	---------

次号予定

	132
--	-----

巻 頭 言

取締役社長 関 義 長



動力機械の発明，合成化学の進歩，さらには原子力の開発，電子技術の開拓等により地球上に今日の文明と繁栄を築きあげた人類は記念すべき1957年11月大空高く人工衛星第1号を発射し遂に地球の外の世界に向って輝かしい歴史的な門出を飾りました。軌跡をえがきつつ地球を巡るスプートニクから発せられる信号音を聞きつつ，もはやわれわれは地球上の人間としてではなく，宇宙人としての教養と科学を身につけなければ，世界の平和はもちろん今日以後の社会に幸福をも招来し得ないことを悟り，第2の世界—宇宙への夢に胸ふくらませる事ができたことは20世紀に生を受けた私どもの最大の喜びといえるでありましょう。

電子技術についていえばまだ青年期の段階に達したばかりであるとはいえ，ラジオ，テレビや電信電話などは四六時中われわれの家庭生活を包み，産業経済の面においても合理化のためのオートメーション化があらゆる部面に行われつつある現状から見て，もはやエレクトロニクスのない生活は考えることができないまでに立ち至りましたが，人工衛星との連絡はもちろん超高空を

飛ぶ誘導兵器から核兵器の制御等エレクトロニクスが人類社会の繁栄と破滅とを，そのボタンひとつの操作に握るまでの役割を演ずるに至ったことは，さらに今後の洋々たる発展を約束しているといっても差支えないでありましょう。

電気機械の製造販売から発足した当社が現在原子力工業，電子工業の分野に企業活動を伸ばしつつあることは，まことに当然でありかつ欣幸に堪えないところでありますが，この方面にとくに努力を傾注し人類社会に微力を尽すことは当社に課せられた重要な責務であると深く信じている次第であります。このために当社は先年新たに無線機製作所を創設し，人員，工場設備等を増強し，主として技術面における強化を図ってきましたが，今回さらに第2期工事として同所に鉄筋コンクリート3階建(建坪1,200坪，延坪3,750坪)の工場を増設し生産能力を倍増いたしました。

本冊子は，当社における電子技術に関する最近の成果を特集したものであります。ご高覧の上ご批判とご指導を賜わり今後とも当社の電子機器に一層のご愛顧を賜われれば光栄これに過ぎるものはないと存じます。

新工場の落成に際して

無線機製作所長 更田 健彦

当社におけるエレクトロニクス生産を、ピラミッドにたとえると、その頂点に位するのが、通信機、電子機器などの機器生産であって、底面となるのが、ラジオ、テレビなどの商品である。前者は最高度の技術と精度を要求されるのに対して、後者は品質の信頼度と価格の低廉さが要求される。無線機製作所は設立以来今なお日は浅いが、ひたすらこのピラミッドの体積の拡大、充実に努力を傾けて来た。幸に大方のご愛顧により、技術、生産ともに近年長足の進歩を遂げ、設立当初の工場は早や手ぜまになったので、このたび新たに組立工場を建設し、過日落成、稼働するに至った。新工場は延床面積 3,750 坪、鉄筋コンクリート 3 階建（付属室は 6 階建）建築であって、菱目梁構造を採用して柱間距離を 10m に広げるとともに、3 階は鉄骨を併用して柱数を少なくし、作業面積を極力広くとりうるよう配慮した。また、階間距離も 5m とし、オーバー・ヘッド・コンベア、作業台などの配置に支障を来たさないよう考慮されている。意匠も近代工場にふさわしく、陰うつさから解放され、建物内外の明快な色調、大きな窓、円い柱、菱目梁などのかもし出す幾何学美は、室内の照明、強制通風、暖房等と相まって緻密、精細を要するエレクトロニクス作業による環境をもたらすであろう。

この工場の 3 階はテレビ受像機の組立に使用しているが、オーバー・ヘッドコンベアを用いた、

完全な流れ作業方式により、月産 20,000 台の能力を優にもっている。また 2 階は旧組立工場とともに、通信機、電波機器、電子応用機器などの組立に用いられ、1 階は製品の発送、部品の入着、検査、スピーカの組立等を使用される外、無響室と試聴室とを備えている。前者はラジオ、スピーカなどの音響試験室であって、 $5.4 \times 4.8 \times 3.3 \times$ 床下 2.25m の容積を有し、20 cm のコンクリート遮音壁に、特殊な無反射吸音材を装備すれば、わが国有数の試験室となるであろう。また後者はラジオ、テレビ、スピーカの試聴祝用の外、講演会、講習会など多目的に使用できるよう考慮が巡らされている。なお新工場の落成とともに、旧組立工場は一部の防衛用機器の組立工場とするが、この機会に品質管理に必要な施設を一段と強化して当社のモットーである「品質奉仕の三菱電機」に名実ともふさわしいものに仕上げたいと考えている。この工場の完成によって、当社はテレビの生産に飛躍的拡大を図りうるとともに、超短波および、マイクロ波通信機、航空用電子機器を初めとする各種電子機器、レーダ、電子計算機、オートメーション用電子応用機器などの生産に大きな発展を期待しうるであろう。この機会に当所員一同はさらに一層生産に励む心構えであるので、大方の各位におかれても倍旧のご鞭撻とご支援を賜わらんことを御願申し上げる次第である。

The Latest Electronic Apparatus

Electronics Works Takashi TSUMURA

It is no exaggeration to say that the electronics plays the most vital role in the civilization of the day. Without electronic apparatus capable of working in the temperature ranging from below zero to several hundred degrees, jet fighters, missiles and man-made satellites will never come into being. From such daily necessities as radio sets to high grade equipment of electronic computers and automation apparatus, they are all applications of electronics, contributing to the progress of the welfare of mankind. The writer tries to review aient points of the latest development in the field of electronics.

1. ま え が き

高速ジェット戦闘機、ロケット誘導弾および人工衛星などを実現させるためには超高空における電子機器、すなわち低圧力低温度から百数十度ないしは数百度にわたって使用可能であり、かつ大重力にも広周波数範囲の振動にも耐える電子機器および部品を必要とし小形にして強靱な電子機器の研究が重点的に採りあげられるに至った。一方社会各層への弱電機器の普及は必然的に、より信頼度高く、より安価な、より小形の製品を要求している。電子計算機はその用途を広げるため、さらに高精度でかつ高級な計算能力を持たせるべく研究が進められ産業のオートメーション化のためには冷い原子力のピックアップを始め精密加工によって始めて可能なピックアップ、計算機、サーボ機構などの組合わせにより、各種の産業機械、製造設備、事務用機械を生みつつあり、新しい電子機器開発の努力は一瞬の休みもなく進められつつある。本文では無線機製作所における、新製品を中心にして最近の進歩の動向を述べたいと思う。

2. 航空機用電子機器

ジェット戦闘機に搭載する VHF および UHF 無線電話機射撃用測距レーダおよび照準器の研究試作はほとんど終了し、今春から生産にはいりつつある。このため米軍 MIL 規格に合格する部品の研究開発が当社を始め有力無線機製造会社ならびに協力部品メーカーの長期にわたる研究によって、計画的に行われ、わが国弱電技術の向上に大きな貢献をしたことはご同慶の至りである。また当社においては、精密歯車の製作、特殊処理加工の研究および製造管理、材料、回路の研究など、品質の改善に努力がはらわれた。この種機器の研究および試験に必要な耐候性試験設備として、温度高度試験機、(温度範囲 $-73\sim 93^{\circ}\text{C}$ 圧力可変範囲 1 気圧 ~ 0.82 in Hg, 湿度可変範囲 5 $\sim 100\%$) 振動試験機 (5 $\sim 2,000$ CPS 振巾 0 \sim

$\frac{1}{2}$ in), 衝撃試験機 (100 g) およびカビ試験機, 加速度試験機 (20 g) などを新たに設置した。航空機用電子機器製造のためには米空軍品質管理規格 (MIL-Q-5923 C) を適用する必要があるため、社内の製作、試験、現品管理など品質管理上高度の管理技術を必要とすることとなり、生産の合理化、品質管理の向上には見るべきものがあり、その影響が部品メーカーにまで及んだことはわが国電子機器工業の発展に寄与するところが大きかったと思う。

3. 無線通信機

3.1 VHF/FM 無線機

使用者に少しでも多く電波を割当ててるため郵政省では 150 Mc バンドは 40 kc セパレーション、60 Mc バンドでは 30 kc セパレーションと定め、認定試験合格機器だけ使用許可する方針を採られ、当社としても混交調の改善、スプリアス、レスポンスの向上、フィルタの改良などを行うと同時に装置の小形化、消費電力の低減の研究をも行い、FS-3 形、FM-3 形、FS-5 形、FM-5 形、FM-6 形、無線機を新たに開発した。今後この種機

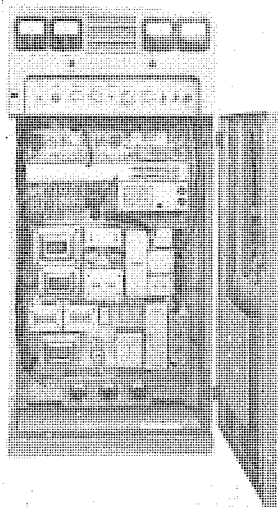


図 3.1 FS-3形自動中継局 (50 W)

Fig. 3.1 Type FS-3 VHF/FM radio telephone equipment for automatic relay station.



図 3.2 FS-5 形 固定用無線機
(10 W または 5 W)

Fig. 3.2 Type FS-5 形 VHF/FM
radio telephone equipment.



図 3.3 FM-5 形 移動用無線機 (10 W
または 5 W)

Fig. 3.3 VHF/FM mobile radio
tephone equipment.



図 3.4 FM-6 形 移動用無線機 (5 W)

Fig. 3.4 Type FM-6 VHF/FM mobile
radio telephone equipment.

器はますます小形化の傾向をたどると考える。

3.2 UHF 対空無線電話機

UHF 航空機用無線電話機 ARC-27 は現在すでに量産しつつあるが、これに対向する地上対空無線機が必要であるため、今回 AS-2 形 UHF/AM 対空無線機を開発した。本機の開発に当っては UHF 帯 225 Mc から

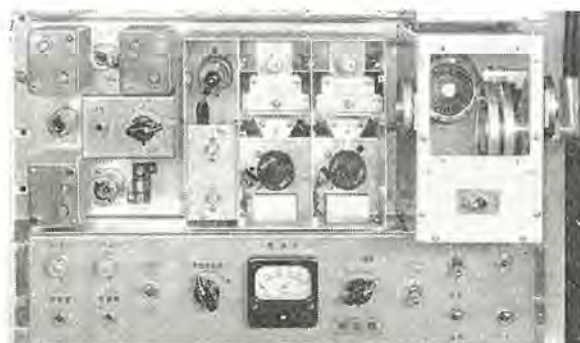


図 3.5 AS-2 形 送信部、操作部

Fig. 3.5 Type AS-2 transmitting section,
operating section.

400 Mc にわたり、連続的に周波数を可変ならしめかつ感度および出力を一定に保つための LC 同時可変同調器の研究および高能率出力増巾器の研究を行ったが、この技術は今後の UHF 帯無線機の進歩に役立つものであろう。AS-2 形は周波数範囲 225 Mc ないし 400 Mc, 出力 25 W, 最大変調度 95%, 受信感度は入力 $15 \mu V$ 1,000 c/s, 30% 変調で S/N 10 db 以上である。

3.3 多重通信機

マイクロウェーブ多重無線通信機としてはオーソドックスな、AM-FM 方式が、技術面、保守面ですぐれており、また従来の回線との結合上も有利であることから、この方式に進むべきであると主張してきたが、近時この方式が各所で採用されてきたことは喜ばしいことである。当社の 2,000 Mc BSB-FM 多重通信機は、経済的でありながら、高度の信頼性と取扱保守の容易な点を認められ、また 7,000 Mc, SSB-FM および 2,300 Mc, SSB-FM 多重通信機もますます販路を広げつつあり、当社のこの方面の技術も実用経験によりさらに進歩しつつある。

4. オートメーション用機器

企業のオートメーションのためにはそれぞれの産業によって個々に部分的な自動化を行い、総合しなければならない。本文では最近開発した当所の各種装置について述べることにする。

4.1 金属検出装置

この装置は誘電体内に含まれる鉄または非鉄金属を磁気的に検出する装置であり、検出コイル、送受信装置、付属装置より構成される。検出コイルは励磁コイル、受磁コイルよりなり、励磁コイルは送受信装置の送信部からの電源で励磁され、受磁コイル出力は受信部で増巾される。金属のないとき送受信装置内にある平衡調整部を調整することにより平衡をとることができる。金属がコイル内にはいるとコイル内の磁場が乱れて受磁コイルに起電力が起り増巾され警報を鳴らすことができ、またはレジェクタを動作させ自動的に金属を除去することもできる。

この装置は木材、製紙、製粉、食品、薬品、ゴム、採鉱、合成樹脂など金属片混入により支障をきたすあらゆる工業に利用でき、その工程の自動化、製品の品質管理に大きな効果が期待できる。

4.2 炉内消火警報装置

この装置は発電所ボイラに設備し、ボイラ燃焼室内の火炎が消失した場合に警報を行う装置である。装置は視窓、光電管検出装置、増巾および電源装置より構成される。視窓はボイラ燃焼室内の火炎を監視できる位置にとり付けられ、シャッター、石英ガラス、熱線吸収フィルタを備えている。光電管検出装置は真空銀セシウム光電管 PL-50-V, 増巾管 2 個、レンズ系よりなり装置全体は空冷されている。増巾および電源装置は前記検出装

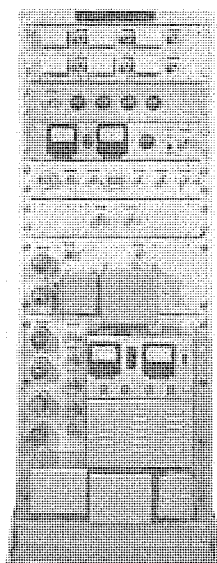


図 4.1 KK-1 形 金属
検出装置, 送受信装置
Fig. 4.1 Type KK-1
metal detector, trans-
mitting and receiving
device.

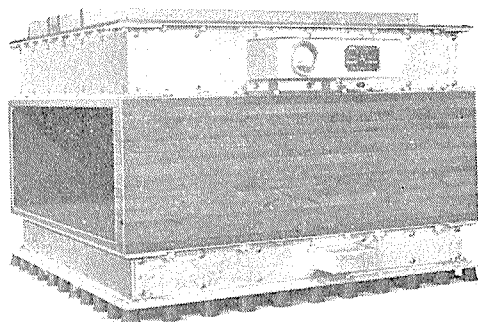


図 4.2 金属検出装置, 検出コイル
Fig. 4.2 Metal detector, detecting coil.

置と約 40 m 離れた位置に取付けられ, 検電管検出装置出力を増巾し警報器を動作させる。警報器を作動させる炉内の明るさのレベルを 10 段階に設定でき最小の視窓前面の必要照度は 850 lx である。

4.3 工業用テレビジョン装置

工業用テレビジョン装置は試験的期間を過ぎ今や実用化の時代となっておりとくに火力発電所および重工業関係への利用が目立っている。IT-1 形工業用テレビジョン装置は火力発電関係では炉内燃焼状況監視および水面計の監視用として各電力会社よりご注文をいただき、すでに納入した所ではその威力を発揮している。とくに炉内監視用 I.T.V. の生命ともいふべき撮像機冷却箱および視窓は数度の改良と独特の設計になるうず状スリット方式 (実用新案登録第 62913 号) により、冷却および防塵の完璧を期すことができた。また重工業関係では本邦初の鉄鋼関係としてストリップミル近辺の振動と塵埃にとくに留意して製作された防塵ケースの中に納められておりエヤーカーテン式の防塵によりきわめて悪い環境の中でなんら支障なく動作している。

4.4 精密速度検出装置実験

航空技術研究所に設置される遷音速風洞用の 30,000

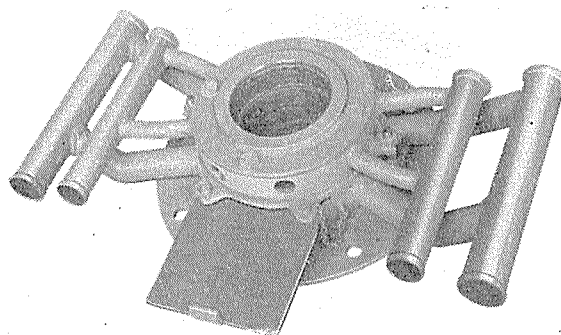


図 4.3 滑流スリット形炉内燃焼監視用視窓
Fig. 4.3 Slit type furnace fire watching window.

HP の電動機の回転数を精密に検出する装置の予備実験装置である。予備実験の電動機は実物の約 1/200 の大きさの誘導電動機, 直流電動機, 負荷用の直流発電機を使用し, 速度検出のため 400 個のスロットを設けたスリット板を電動機軸に取りつけ 4 個の光電管式のピックアップ装置による速度に比例した周波数のパルスが発生させた。速度検出の方法としてこのパルスと水晶標準発振器とのビートをとりこのビートの周波数を直流電圧に直して誤差信号にする方式と, ピックアップ装置よりのパルスを適当な遅延回路を通しその出力パルス間隔を標準時間と比較しその時間差に相当する電圧を発生させる方式と二つの方式につき実験した。検出精度としてはいずれも 1/10,000 以上の精度が得られることが確認されたが, 前者のビート方式のほうが応動時間が短い点すぐれている。

4.5 水分計制御装置

最近各種の製造工程において, 品質管理, 計測運転の問題がとりあげられてきているが, この装置は, たとえば紡績工場における乾燥工程の製品の含水分率を連続的に測定指示し, さらに継電器と組合わせて一定含水分率に自動制御できる装置である。

物質の含水分率が変化すると, その物質の電気常数である電気抵抗, 誘電率あるいは誘電体力率が変化するが, 今回比較的高乾燥度の繊維製品を対称として測定の有利性を考え, 誘電率の変化を測定して被測定物の含水分率を指示する SB 形水分計を製作し 8 台を鐘淵紡績株式会社各工場に納入した。

この装置は電極部, 本体およびこれらをつなぐケーブル類からなっており, 電極部は測定電極間に被測定物をとおしその含水分率の変化を連続的に検出する部分で, 690(長)×160(巾最大)×310(高) mm である。

本体は測定部および電源部よりなり, 自動電圧調整器を自蔵している。寸法は 350(巾)×400(高)×555(奥行) mm である。電源電圧変動±10%, 電源周波数変動±2.5%において総合測定精度として規定水分率±0.5%を保証している。

4.6 FD-5 形超音波探傷機

金属材料内部の欠陥を加工前あるいは一部加工中に材



図 4.4 SB-3 形水分計本体
Fig. 4.4 SB-3 water content meter.

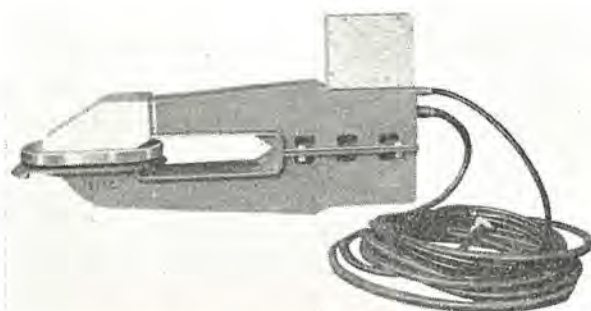


図 4.5 水分計電極部とケーブル
Fig. 4.5 Electrode and cable of water content meter.

料を破壊することなく発見することは非常に重要なことであり、また製品の品質管理、原価低減の意味からも非常に望ましいことである。

超音波探傷機は超音波インパルスを金属体の中に投射し、その反射あるいは透過の状態をブラウン管上に指示させて金属材料などの中の欠陥、たとえばラミネーション、ゴースト割れ、疲労疵、金属材料の組成の良否などを簡単に検査する装置である。今回最近の研究と技術の進歩をとり入れた、より高い信頼度を備え、小形軽量の超音波探傷機 FD-5 形を製作した。写真はこの装置の外観と電車モータ軸の実際探傷状況を示している。

寸法および重量

外形寸法 200(巾)×290(高)×540(奥行)mm
重 量 本体……約 22 kg, 付属品箱……4 kg

主要性能

測定可能な厚み 2 cm～3 m (標準垂直探傷法)
測距精度 10%
使用周波数 標準 1, 1.5, 2, 3, 5 Mc
スイッチ切替
パルス波形 衝撃性高周波減衰振動
パルス巾 1～30 μ S 連続可変
受信増巾度 約 100 db
利得調整範囲 約 60 db

最近の電子機器・津村



図 4.6 FD-5 形超音波探傷機本体
Fig. 4.6 Type FD-5 supersonic flaw detector.

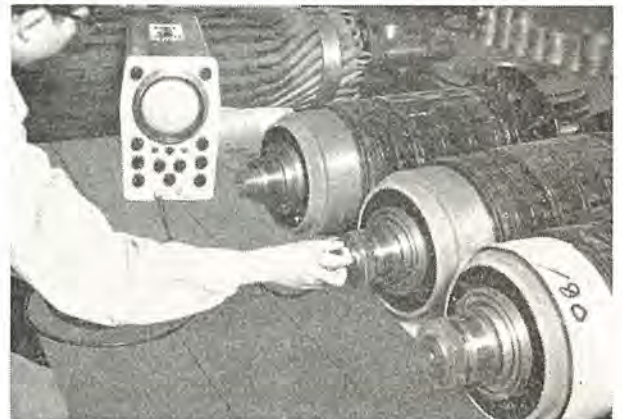


図 4.7 FD-5 形による車軸探傷状況
Fig. 4.7 Detecting state of axis-flaw with type FD-5 flaw meter.

距離目盛 3 cm より 30 cm 連続可変
電源電圧 AC 100 V 単相 50～60 c/s ただし
80～110 V まで切替可能

4.7 坑内ポンプ運転表示装置

坑内における坑内水排除ポンプの運転状況を、自動的に坑外にある運転監視所に表示させる装置で、ポンプ 1 台に対して、一対の送受信器が対応する。伝送方法は電話回線を利用した搬送波重畳方式で、同一電話回線に 1kc 間隔で最大 6 チャンネルまで、すなわち最大 6 台のポンプ運転状況を伝送することができる。信号周波数としては、4～10 kc 帯の 300 c/s 隔った 2 周波 (f_1 および f_2) を使用し、ポンプ動作状況に応じてこの 2 周波が送出または抑制され、受信側はこれを受けて弁別、表示を行っている。すなわちこの方式によればつぎの四つの場合の表示が可能である。

運 転 状 態	送 出 周 波 数	表 示	
		ラ ン プ	警 報
ポンプ運転中止	f_2	青 1	
ポンプ停止故障	f_2	青 2	
ポンプ装置故障	f_1, f_2 とともになし	赤 1	ベルブザー
		赤 2	

写真のように送信器は防爆形ケースに収容され、また受信器は搬送標準鉄架に実装される構造であり、現在三菱鉱業株式会社崎戸鉱業所において 6 台実用願っている。

おもな電気仕様はつぎのとおりである。

周波数配置 4~10 kc 帯, 1 kc 間隔

送信出力 標準+5 db とし, ± 10 db の間可変

最低受信レベル -20 db

最大許容線路損失 25 db

信号対雑音比 6 db 以上

消費電力 送受信器とも約 30 VA

4.8 糸むら判定器

紡績用のスライバ機に太さ測定用ピックアップを付属させスライバのむらをなくすることは望ましいが従来このような方法は簡単に行い得なかった。

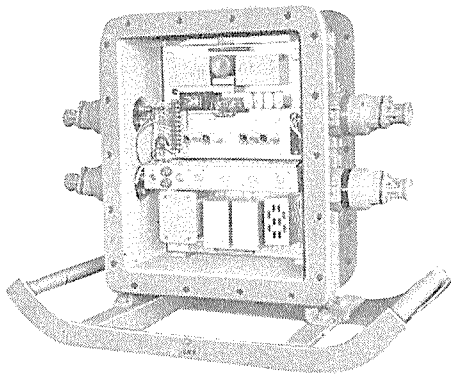


図 4.8 CC-1 B 形坑内ポンプ運転表示装置, 送信器

Fig. 4.8 Type CC-1 B indicate equipment (transmitter) of pump operation in coal mine.

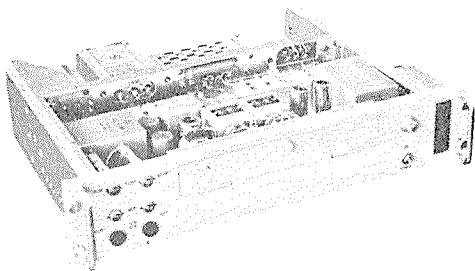


図 4.9 CC-1 B 形坑内ポンプ運転表示装置受信器

Fig. 4.9 Type CC-1 B indicate equipment (receiver) of pump operation in coal mine.

この装置は本体, 指示器, 検出部およびこれらをつなぐケーブル類からなり, 原理的には商用周波数で動作する高感度ブリッジ回路で構成されている。本体にはブリッジにかかる交流電圧を制御する小形自動電圧調整回路, ブリッジの平衡を調整する回路および不平衡電圧を取り出す検波回路がある。指示器は高感度で内部抵抗の低い 1 mA 直流電流計であり, また検出部は糸の太さの大小により動く機械的レバーの上下運動をインダクタンスの変化として取り出す構造である。

検出部の最大上下移動距離は 7 mm, 電流計 1 mA の振れを生ぜしめる偏移距離は約 0.7 mm であり, 0~7 mm の任意の位置で平衡指示させることができ, 総合測定精度は $\pm 5\%$ である。

5. レーダ装置

当社は船舶用, 艦船用, 気象用, 陸上用レーダについて実績を重ねてきたが, 最近では航空機用として特殊条件下の小形レーダの試作も終り, さらに大形化, S/N 改善など搜索距離増大の研究およびミリ波による分解能力増大に研究を進めており, 着々と成果が上がりつつある。またドップラーレーダによるスピードチェックも新しい技術として研究を進めているから, その一端を紹介することにした。

5.1 大形搜索レーダ

今年遠距離レーダ 2 台を製作した。性能などの説明は割愛するが, その大口径アンテナの写真を下に示す。アンテナ駆動機構および駆動モートルには特別の考慮を配ったものである。

5.2 24,000 Mc レーダ

従来わが国で製作されてきたレーダの周波数は, 9,375 Mc/s に止まっているが, 空港管制用レーダなど特殊の用途には, 分解能を従来のものよりあげることが要求される。

高分解能を得るためには, 空中線の輻射ビーム巾と送信のパルス巾をできるだけ小さくするとともに, 波長を短くしなければならない。

レーダの諸特性, 真空管, 空中線の曲面精度, 諸外国におけるデータなど種々の項目について検討した結果 24,000 Mc/s を取り上げることとし, レーダの試作を行った。

(1) 主要諸元および性能

a. 空中線

水平ビーム巾: 0.5 度

回転数: 20 rpm

反射鏡の水平の長さは 2 m で, 曲面精度は中心部で ± 0.8 mm であるが, 寸法精度, 製作期間および経済的な見地からアラルダイト樹脂で製作した。また金属化の方法としては, 種々検討した結果, 表面に銅鍍を埋め込んだ。

b. パルス変調器

方式: 水素入サイラトロン 4 C 35 を使用した

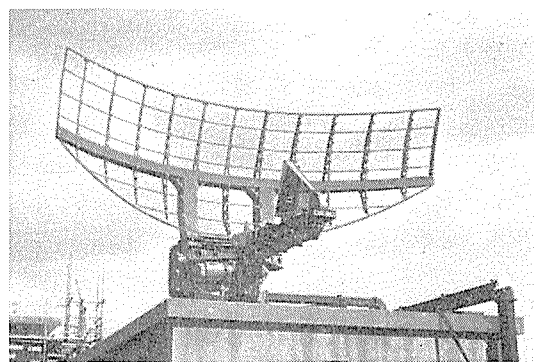


図 5.1 空中線装置外観

Fig. 5.1 Appearance of aerial.

ラインパルサ方式

パルス巾: $0.05\ \mu\text{s}$, $0.07\ \mu\text{s}$ および $0.1\ \mu\text{s}$ に
切替可能

繰り返し: 4,000 PPS

c. 送受信機内超高周波部

先頭出力: 約 30 kW

マグネトロン: 3 J 31

クライストロン: 2K 33

d. 中間周波増巾器

中心周波数: 100 Mc

バンド巾: 20 Mc

雑音指数: 4 db

利得: 102 db

e. AFC

送信パルス巾が小さいため、そのスペクトルの
広がり非常に大きいので、従来の方式では不
十分であるので、中間周波数 100 Mc の前後約
8 Mc の位置に共振周波数をもつ二群の共振回
路より構成される AFC 増巾器の出力を差動的
に働かせて、その出力で制御を行った。

f. ビデオ増巾器

帯域巾: 12 Mc/s

利得: 39 db

g. シンクロナイザ

ゲート回路、スweep回路など各種パルス回路
はいずれも高速作働が要求され、高 Gm で極
間容量の小さい真空管を使用し、回路の浮遊容
量もできるだけ小さくすることが必要であった。

h. 指示方式

PPI (12 in) および A スコープ (5 in)

高分解能を目標として試作した 24,000 Mc レーダは、
総合試験の結果、方位約 0.5 度距離約 15 m の高分解能
を得ることができた。

5.3 レーダスピードメータ

この装置は、日本国有鉄道操車場において、カーリタ
ーダを通過する貨車の速度を連続的に測定して、その制
御を可能ならしめるために用いる測定装置である。

クライストロンにてレーダ周波数の連続波をパラボラ
アンテナより、カーリターダを通過する貨車に輻射し、
ドップラ効果を用いて速度を周波数に変換し、周波数計
数にはモノステーブルマルチバイブレーター回路を使用
し、貨車の速度に比例した直流電圧を出力として出し、
同時に指示計にて速度を直読させた。

この装置は、空中線と測定点までの見通しの距離約 50
m で、 $0.6\ \text{m/s}$ ~ $10\ \text{m/s}$ の貨車の速度を測定できるが、
距離と速度に応じて、送信周波数、空中線などを考慮す
れば、各分野の速度測定装置に適用することができる。

最近の電子機器・津村

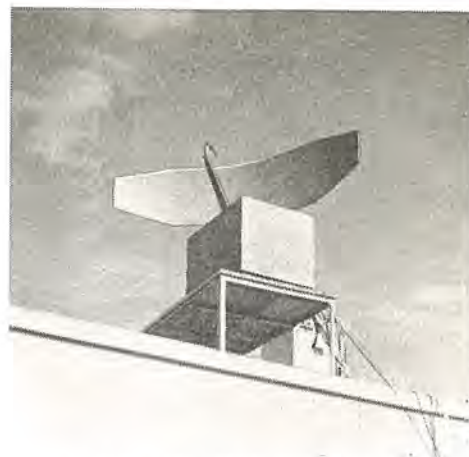


図 5.2 24,000 Mc/s レーダ空中線

Fig. 5.2 Radar antenna.



図 5.3 24,000 Mc/s レーダ指示機

Fig. 5.3 Radar indicator.

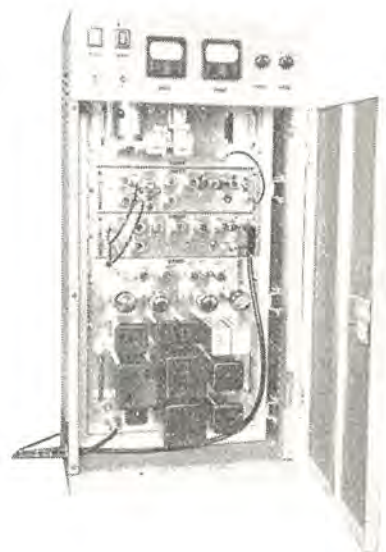


図 5.4 レーダスピードメータ本体

Fig. 5.4 Radar speedometer.

6. 電子計算機とその応用機器

計算機は文字や数字で表わされた情報をそのまま取扱う数字計算機 (Digital Computer) と、数値を軸の回転角や電圧などの物理量で表わされた情報を取扱う相似形計算機 (Analog Computer) とに大別される。当社ではすでに EA-1 形低速度相似形計算機を製作しているが、関数発振器、乗算機、むだ時間発生器などの非直線要素をも製作し電気や機械や航空などの過渡現象の計算を始め、自動制御系の設計や非線形の研究にも需要を願っている。

6.1 アナログ

航空、航海、土木、発電電、自動制御など多くの部門において高精度の相似形計算機の需要が高まりつつある現状に即応して、精密形相似形計算機 EA-20, EA-30 形の製作を開始した。計算に必要な各要素の段数は提示され問題の種類に応じて増減するが、その特長をつぎに列記する。

1. プレバッチ方式を採用し計算の能率を上げている。
2. ドリフト補償のチョッパ安定器を有しており、演算増巾器のドリフトを $100 \mu\text{V/h}$ 以下におさえてある。
3. 演算用の抵抗およびコンデンサは偏差 0.1% の高精度のものを使用し、演算増巾器の精度は 0.1% 以下である。
4. 高精度の電子管スイッチパルスおよび演算増巾器を組合わせた時分割形の関数発生器、関数乗算器を備えている。

などであり、その他解記録装置として熱ペン書式オシロ装置および XY 記録装置を有し、電源には自動電圧調整器、配電盤が付属している。

6.2 デジタル

情報の処理、伝達あるいは記憶を行わせるのに、デジタル方式が高精度の情報処理を行えること、および情報の記憶密度が高い点に着目して各種デジタル形計算機の開発が行われている。当社では、電子管式 TZ-2 形 ARQ 端局装置 (本文 54 ページ参照) パラメトロンを使用したモールス 5 単位符号変換装置 (本文 76 ページ参照) を製作しているが、それは電子管あるいはパラメトロンを使用した記憶および論理回路の組合わせを行ったデジタルである。また、純デジタル計算機の開発を行っており、当社が通産省の補助金を得て開発製作中のアナログ、デジタル交換装置は電圧比較方式で 10 チャンネル、精度 0.2% で標準電源、入力増巾器、コンパレータ、パルスディストリビュータ、レジスタ、チャンネルディストリビュータ、電源の各部より構成されている。

7. 電子管応用機器

7.1 誘導加熱用ラジオ・ヒータ

誘導加熱の利用は年々ますます盛んに行われ、とくに最近においては自動制御技術の発展にともないその重要度が増加してきた。すなわち加熱する方法としてのみならず、被加熱物の温度制御をする方法としても利用されるようになり、したがって誘導加熱装置も高周波電力が連続に簡易に変化できることが必要となってきた。

EH-4 A 形出力 30 kW 周波数 $350 \sim 450 \text{ kc}$ のラジオ・ヒータにおいてはサイラトロン 3 本を電源整流回路に用いて、その格子の位相角を移相器により変えて発振管陽極電圧を任意に増減しそれに応じて出力電力を増減できる。またこの移相器にサーボモータを直結して、電源電圧、被加熱物温度などをフィードバックすることにより自動制御ができる。

EH-1 C 形 出力 10 kW 周波数 $350 \sim 450 \text{ kc}$ のラジオ・ヒータにおいてはサイラトロンの格子位相制御方式をとっていることは前と同じであるが、移相器として上記のような機械的なものでなくリアクタを用いた純電気的方法を採用しているためその応動はきわめて早い。この装置を用いて $800 \sim 900^\circ\text{C}$ の炉を $\pm 0.2^\circ\text{C}$ 以内に制御することができる。

7.2 可搬式磁場測定器

船体磁気測定器の開発を行ったが本機はとくに可搬式の点に留意して試作した。

この装置は本体、電源部、測定線輪、つり具およびこれらを連結するケーブル類からなっており、本体のミリガウスに目盛った指示器には基準値より変化した磁界の強さをサーボ機構により自動的に直読指示せしめている。測定線輪は高透磁率の磁性材料を使用し、その他測定線輪を鉛直に保持するためのジンバル機構、水深 10 m で使用できるための水密機構に特殊な設計を行っている。

測定範囲は $0 \sim 500 \text{ mG}$, $0 \sim 50 \text{ mG}$, $0 \sim 5 \text{ mG}$ の三範囲切替えて総合測定精度は最大目盛に対して 10% 以内である。

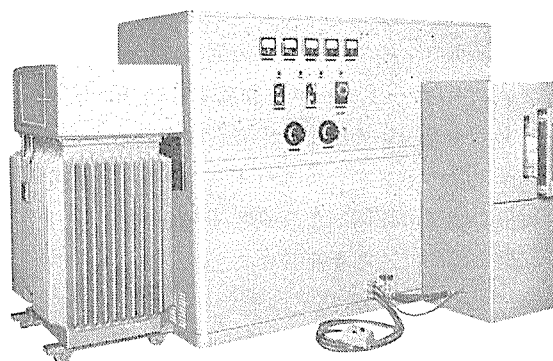


図 7.1 EH-4 A 形 30 kW 誘導加熱用ラジオヒータ
Fig. 7.1 Induction radio heater.

8. 応用部品

8.1 可撓導波管

すでに、FW シリーズとして当社製可撓導波管は、各方面へ納入されているが、製作を開始しているものは、10,000 Mc, 7,000 Mc 帯用である。

目下引続いて、6,000 Mc, 4,000 Mc 帯用の電電公社向け可撓導波管の製作を計画中である。

10,000 Mc, 7,000 Mc 帯用は、主として、コンポリエート式の可撓導波管であって、内部を高い気圧状態にて使用する場合には、非ねじれ形のもの、大気圧あるいはややこれより高い気圧で使用する場合には、ねじれ形が適している。いずれも電氣的、機械的性能は、米国製のものとほぼ同等である。

6,000 Mc, 4,000 Mc 帯用のものは、とくに VSWR を小さくするため、特別に広帯域整合を行ったものを開発しており、6,000 Mc 帯用のものは、基礎実験もほぼ完了している。

屋外用には、すべて耐候性のすぐれたゴム被覆を行っていて、耐寒、耐熱性も良好で、 $-30 \sim +70^{\circ}\text{C}$ において、抗張力の変化は、20% 以内である。

図 8.1 7,000 Mc 帯用 (FW 07) の一例 (12 in)

	FW 07 A (非ねじれ)	FW 07 B (ねじれ)	FW 07 C※ (ねじれ)
VSWR (最大)	1.05	1.08	1.03
損失 (最大)	0.1 db/ft	0.1 db/ft	0.1 db/ft
ねじれ角 (最大)	—	45 度	20 度
E 面曲り	最小半径 100 mm	最小半径 100 mm	最 大 15 度
H 面曲り	最小半径 200 mm	最小半径 200 mm	最 大 30 度

※ とくに広帯域整合を行ったもの。



図 8.1 10,000 Mc 帯可撓導波管 (FW 03B412)
Fig. 8.1 10,000 Mc Band flexible waveguide.



図 8.2 10,000 Mc 帯可撓導波管 (FW10A124)
Fig. 8.2 10,000 Mc Band flexible waveguide.

8.2 防振クッション

現在精巧をきわめた電子機器が多く、多くの場所で用いられているが、これらの機器はその使用場所により、種々の最近の電子機器・津村

振動・衝撃を受けるため、適当な・防振緩衝装置なしには満足な動作は期待できない。その上、振動・衝撃の種類・大きさなどの条件が使用場所によりまったく異なるため、使用目的に応じクッションを選ばなければならない。

当社では車載用として、C-25 B 形 (警察庁指定品・PAT. No. 405517)などを製作してきた。このクッションは円錐つる巻ばねをゴムスポンジに埋設した構造で反復性の衝撃を十分に緩衝し、また連続的な大振幅の振動もよく遮断し、耐久性も良好である。

最近ジェット機搭載電子機器用として、米軍規格 MIL-C-172 B を満足する CA-8 形を開発製作した。このクッションは 1 個所だけ空気の出入りする小穴を持ったゴム袋の中に、円錐つる巻ばねを入れた構造で、連続的な広い周波数範囲にわたる振動を十分に遮断し、伝達率が小さいため共振点近辺の振動も非常に小さな振幅におさえることができる。またその構造上の特長として、広い荷重範囲にわたり良好な特性を示し、各方向に対し十分の強度を持っている。今後この種のクッションはますます多く必要となるので引続き荷重の異なるものを開発中である。

形名	定格荷重 (kg)	荷重範囲 (kg)	静的ばね 定数 (kg/mm)	実効固有 振動数 (c/s)	共振倍率	使用温度 範囲 ($^{\circ}\text{C}$)
C-25B	5	4~6	1.0~1.2	7~12	5 倍以下	$-30 \sim +65$
C-28B	8	7~9	1.2~1.4	7~12	5 倍以下	$-30 \sim +65$
CA-8	8.3	6~12	1.8~2.0	7~10	3 倍以下	$-55 \sim +85$



図 8.3 C-25B, C-28B 形
防振クッション
(車載用)
Fig. 8.3 Type C-25B,
C-28B vibrationproof
mount for electronic
equipment.



図 8.4 CA-8 形防振クッション
(機上電子機器用)
Fig. 8.4 Type CA-8 vibration-
proof mount for aircraft elec-
tronic equipment.

9. 商 品

9.1 テレビジョン受像機

相次ぐ放送局の増設に伴い、聴視者数は急カーブをもつて上昇しつつあるが、反面市場は激化の一途をたどっている。受像機の技術的進歩もめざましく、構造、性能、安定度を始めいろいろ改善された。初期においては、アメリカの技術を直輸入したため回路や構造の変化が激しかったが、近來は設計や工作の合理化と専用真空管の

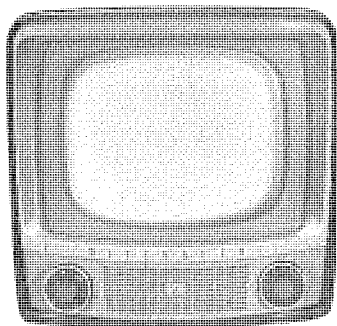


図 9.1 三菱テレビ 14T560 形
Fig. 9.1 Mitsubishi television set.

進歩とにより、日本的な技術も固まり安定してきた、また本年5月、東洋一を誇る新テレビ工場の完成をみ、ますます生産の合理化が可能になったので今後の飛躍的発展が期待される。テレビジョン受像機の技術的傾向については所々に記されているので割愛するが当社は品種を遠距離標準品と超遠距離高級品に分け、月産8,000台を製造している。

9.2 ラジオ

ホームラジオとしては短波付2バンドラジオの要望が多く、BCバンドだけのものは激減する傾向にあり、また、大形ラジオの需要も減りつつある。当所としては、小形にして音質のよいラジオの研究に技術を注ぎ、スピーカとキャビネットによる音響特性の合理化を行うためにはスピーカの自製が絶対必要条件と考えている。ダイヤトーンスピーカは世界的水準を行くものとして有名である。また、信頼性高く電源コード、アンテナ不要のトランジスタホームラジオが実現する日も近いであろう。

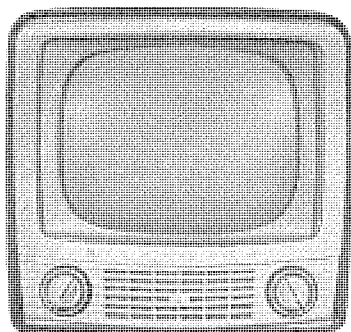


図 9.2 三菱テレビ 14T500 形
Fig. 9.2 Mitsubishi television set.

トランジスタポータブルラジオについては音量の増大すなわち小形高能率スピーカの研究、音質の改善、信頼性の向上など慎重な研究を続けてきたが、昨年秋からいよいよ生産販売にはいり好評を得ている。

超短波FM放送が開始せられ、当社もAM、FMラジオの製造を開始したが、音質がとくにすぐれ、しかも安価なラジオの開発が望まれており、そのためには高周波増巾部、IF部、低周波部、キャビネットなど各部分別に研究を進めている。

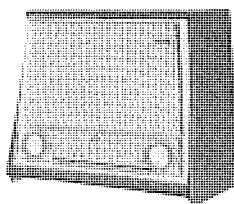


図 9.3 三菱ラジオ
5P-770 形
Fig. 9.3 Mitsubishi radio.

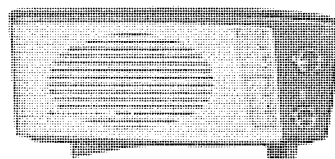


図 9.4 三菱ラジオ
5P-350 形
Fig. 9.4 Mitsubishi radio.

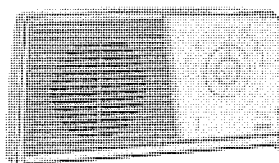


図 9.5 三菱トランジスタ
ーラジオ 7X-550 形
Fig. 9.5 Mitsubishi
transistor radio.

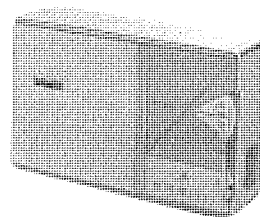


図 9.6 三菱トランジスタ
ーラジオ 6X-300 形
Fig. 9.6 Mitsubishi
transistor radio.

9.3 オートラジオ

さきに AR-56 形 オートラジオを発売中であったが、前面パネルの意匠、押しボタンスイッチの機構などに斬新な設計を採用し、受信部の奥行寸法をさらに 15mm 短縮した新形 AR-210 形を開発した。

特長は感度が高いこと、とくに、独特の最高級押しボタンスイッチを自製し、周囲の温度上昇による感度低下がないことである。

6V 12V の切替えがきわめて簡単であり、整流器はセ

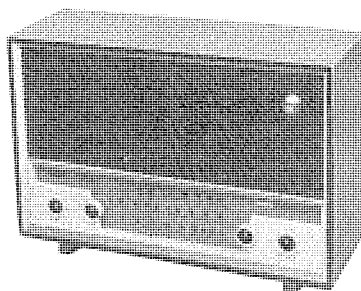


図 9.7 9H-880 形 AM, FM ラジオ外観
Fig. 9.7 Appearance of type 9H-880 AM, FM
radio equipment.

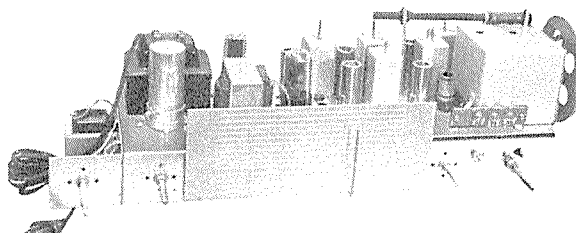


図 9.8 9H-880 形 AM, FM ラジオ内部
Fig. 9.8 Interior of type 9H-880 AM, FM radio
equipment.



図 9.9 AR-210 形 オートラジオ受信部外観
Fig. 9.9 Appearance of type AR-210 auto-radio receiving section.

レン整流器を使用している。外形寸法が小形であって、国産、外国製いずれの車にも取付け可能であるととも、AR-56 と互換性があり、かつ AT-320 形短波チューナと組み合わせることができる。

受信部の外観を図 9.9 に、また短波チューナとともに車に取付けた一例を図 9.10 に示す。



図 9.10 AR-210 形 オートラジオと AT-320 形短波チューナの取付の一例
Fig. 9.10 Example of mounting type AR-210 auto-radio and type AT-320 short-wave tuner.

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	所属場所
新 案	限時形電磁装置	33- 3-11	472879	広瀬 薫	福 山
"	磁石発電機	"	472880	稲森良夫	姫 路
"	エレベータかご室の非常脱出装置	33- 3-14	473186	八木信郎	名古屋
"	遅相装置	"	473187	山県 穆	福 山
"	電動機の導線引出部	"	473188	大蔵保範	名古屋
"	磁石発電機	"	473189	大村半弥	姫 路
"	整流式遠方制御装置	"	477190	尾畑喜行	神 戸
"	端子装置	"	477191	高橋福重	無線機
"	着火用磁石発電機	"	477192	宮崎秀夫	姫 路
"	制動制御装置	"	477193	高松茂利	福 岡
"	熱形需用計器	33- 3-19	473661	広瀬 薫	福 山
"	移動階段	"	473662	藤尾保正	名古屋
"	始動電動機のオーバーランニングクラッチ	"	473663	駒田時寿	姫 路
"	発熱体	"	473664	飯田幸雄	名古屋
"	投光器	"	473665	佐々木武敏	福 管
"	端子盤	"	473666	立石俊夫	神 戸
"	磁石発電機	"	473667	品川朝一	姫 路
"	遠心送風機	"	473687	池田悌二	長 崎
"	防爆形開閉器	33- 3-28	474348	{高島秀二・山下源一郎 山崎 肇	大 船
"	点火用配電装置	"	474349	大森俊郎	姫 路
"	電動発電機の手速度調整装置	"	474350	小山健次	神 戸
"	着火用配電盤	"	474351	宮崎秀夫	姫 路
"	ダイヤル駆動用フライホイール取付装置	"	474352	牟田克巳	無線機
"	フライホイール形マグネット	"	474353	三木隆雄	姫 路
"	内燃機関保護装置	"	474354	岡本弘之	"
"	角度補正装置	"	474462	森川 洋	無線機
"	電気温水器	"	474463	奥田文一・野畑昭夫	名古屋
"	電気車電動機電気制動装置	"	474464	{小田利雄・大野 彰・ 待鳥 正	名鉄伊丹
"	変圧器鉄心	"	474465	小林国雄・平山広勝	伊 丹

レーダ電波を捕捉するに要する時間の問題

研 究 所 喜 連 川 隆*・有田不二男*

Problems on the Time to Catch Radar Waves

Engineering Laboratory Takashi KITSUREGAWA・Fujio ARITA

In case a radar is radiating waves in a spinning beam, the reception of signals arriving intermittently is made by means of an omnidirectional antenna with frequency sweep or of a directional antenna rotating by itself. It is not always the case that the receiving frequency of the detector is the same as that of the radar, nor is the directive beam rightly directed thereto when the waves arrive. Here arise the problems on the time to detect the signals as well as on the means of minimizing it. Studies have been made on the assumption close to the actual cases as much as possible to get results.

1. ま え が き

ビームを回転しつつ電波を発射しているレーダがある場合、これを適当な無指向性、または指向性アンテナにより受信してその周波数またはレーダ方位を判別しようとする探知装置につき、その所要探知時間がどの程度となるものであるか、この探知所要時間を短かくするにはどのような方策を講じればよいかという問題について考察した。

レーダアンテナが回転しているために、探知器方向には間歇的にしかビームが指向されず、また電波には通常パルス変調がなされているため、ビームが指向されている時間中も電波入射が断続的であるという事情のため、受信周波数掃引を行いつつ、あるいは指向性アンテナを回転しつつこれを受信しようとする場合、電波が入射する時期に探知器の受信周波数がレーダ周波数にあっているとは限らず、あるいは探知器の指向性アンテナのビームの向きがこの電波の受信が可能な位置にあるとは限らないため、状況によっては、相当多数回電波が到来した後、始めてこれを検知するようなことも起る。これを能率的に探知するには、受信方式として適良なものをえらばなければならない。以下本文には、なるべく実際に近い若干の仮定の下にこの問題を具体的に考察した結果について述べる。

2. 無指向性アンテナによる周波数掃引受信

周波数の所要判別精度程度の通過帯域巾をもって、所要搜索周波数範囲の内部を繰り返し掃引を行う受信方式を用いるものとする。この掃引受信方式にはまた諸種のものがあるが、ここではこれを二つに大別してその一つを緩速掃引方式、その二を高速掃引方式とする。前者は、通過帯域が搜索域内の任意の周波数点を通過するのに費やす時間を、その周波数のレーダがもし存在す

るとすればこれを検知するに十分な時間、たとえばレーダの数回転時間に等しくなるように緩速をもって、搜索区的一端から他端までの繰り返し掃引を行う方法で、後者は、レーダビームが探知器方向を1回通過する時間の間に少なくとも搜索区域内を1回掃引し終る程度に高速をもって掃引する方法であって、緩速掃引方式よりも実際上受信装置が複雑となるおそれがあるが、迅速な電波探知が可能となる。

2.1 緩速掃引方式

この方式を図2.1に図解例示してある。搜索周波数範囲内の任意の固定周波数通過に要する時間を τ とし、これがレーダの n 回転分時間となるように掃引速度 v を定めると、

$$\tau = B/v \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

$$\tau = nT_R \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

ここで、 B は通過帯域巾、 T_R はレーダの1回転相当時間であるが、レーダ回転数を N_R rpm とすれば、

$$T_R = 1/N_R \text{ (min)} \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

したがって式(2.1)、(2.2)、(2.3)より

$$v = B/nT_R = BN_R/n \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

となり、搜索周波数区間 K を1回掃引するに要する時間 T は、ほぼつぎのようになる：

$$T = K/v = (n/N_R)(K/B) \text{ (min)} \quad \dots\dots\dots (2.5)$$

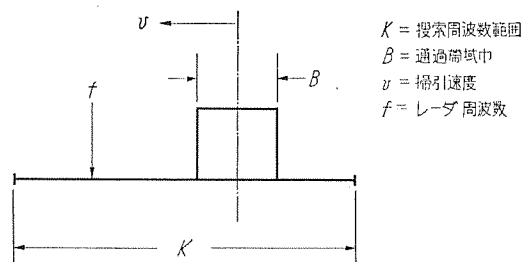


図 2.1 掃引状態図解

Fig. 2.1 Sweep diagram.

これはまた、搜索範囲内の周波数をもつレーダが存在する場合、掃引開始より電波発見に至るまでの最大所要時間に等しい。

一つの数値例として、レーダ回転数 N_R が、

$$N_R = 10 \sim 30 \text{ rpm} \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

の範囲にあるものとし、 T の上限を定めるためにはこのうちとくに $N_R = 10 \text{ rpm}$ をとっておけばよいものと考え、さらにまたレーダの 2~3 回転分の電波入射があればこれを検知しうるものと仮定して

$$n = 3 \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

とおくと、

$$T_{\max} = (3/10)(K/B) \text{ (min)} \quad \dots\dots\dots (2.8)$$

となる。たとえば 1,000 Mc の周波数範囲を 100 Mc の精度で探知したいときは、 $K/B = 1,000/100 = 10$ として、 $T_{\max} = 3 \text{ min}$ がレーダ発見に至るまでの所要最大時間となる。

2.2 高速掃引方式

ϕ_R° なるビーム巾を持つレーダビームが、探知器方向を 1 回走査する時間 τ_R 以内に搜索区 K 内の周波数掃引を少なくとも 1 回終るとするのがこの方式の骨子であるが、まずそのための掃引繰り返し周波数 N_c (回/min) の下限がどの程度になるかを考える。周波数掃引周期を T_c (min) とすると、上記の要求は、

$$\tau_R = \phi_R / 360 N_R \text{ (min)} \quad \dots\dots\dots (2.9)$$

を用いて、

$$N_c = \frac{1}{T_c} > 1/\tau_R = 360 N_R / \phi_R \text{ (回/min)} \quad \dots\dots\dots (2.10)$$

という形に書ける。数値例として、

$$N_R = 10 \sim 30 \text{ rpm} \quad \dots\dots\dots (2.11)$$

$$\phi_R = 1 \sim 3^\circ \quad \dots\dots\dots (2.12)$$

を仮定すると、これは、

$$N_c > 360 \times (10 \sim 30) / (1 \sim 3) = 1,200 \sim 10,800 \text{ (回/min)} \quad \dots\dots\dots (2.13)$$

であることを要求することになる。この程度の高速掃引を実施することは実際上もさほど困難なことではないであろう。

掃引速度を上記のように定めて高速掃引条件を満足せしめれば、レーダビームが探知器方向に向けられている時間 τ_R 中にかならずレーダ周波数の掃引が行われるから、探知操作開始後遅くともレーダの 1 回転時間後にはこれを捕捉しうるはずであるが、実はレーダからは連続波でなくパルス状に電波が発射されているため、あまりに早く掃引を行い、レーダパルス発射間隔以下の時間中に通過帯域がレーダ周波数を通ってしまうようになるとこの掃引の際にパルスが受信される時とされぬ時とが生じ、受信が不確実となるおそれがある。これを防ぐためには掃引方式に新たな制限条件を与えなければならない。

まず掃引状態を緩速掃引の場合と同じ図 2.1 につき考える。この場合、巾 B なる通過帯域がレーダ周波数を通過するに要する時間 τ は、掃引速度を v として、

$$\tau = B/v \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

で与えられるが、ここでは 1 分間に K なる周波数巾を N_c 回繰り返して掃引するのであるから、

$$v = N_c K \quad \dots\dots\dots (2.14)$$

である。したがって、レーダ周波数を 1 回掃引するときの受信パルス個数 ν は、レーダの送信パルス繰り返し周波数を $\mu \text{ pps} = 60 \mu \text{ 個/min}$ として式 (2.1), (2.14) より

$$\nu = 60 \mu \tau = 60 \mu \cdot 1 / N_c \cdot B / K \quad \dots\dots\dots (2.15)$$

となる。この ν があまりに小さくならないように掃引条件を定めたいわけである。レーダのパルス繰り返し周波数 μ が或る一定値を持っているとすると、この ν を大きくするためには掃引繰り返し数 N_c が小さく $B/K = (\text{通過帯域巾})/(\text{搜索周波数巾})$ が大きいことが必要になる。ただし、 N_c に下限のあることは式 (2.10) に示したとおりである。たとえば式 (2.11), (2.12) なる範囲の各種レーダに対処するためには、式 (2.13) で与えられる必要限界をこえないようにすべきで、掃引繰り返し速度は、

$$N_c = 10,800 (= 360(N_R)_{\max} / (\phi_R)_{\min}) \text{ (回/min)} \quad \dots\dots\dots (2.16)$$

に止める必要がある。そこでパルス繰り返し周波数を、

$$\mu = 600 \text{ pps} \quad \dots\dots\dots (2.17)$$

程度の値であると考えて式 (2.15) を評価すると、

$$\nu = (60 \times 600 / 10,800)(B/K) = 3.3 B/K \quad \dots\dots\dots (2.18)$$

となる。このようなレーダ条件については、レーダ周波数を掃引してもパルスが受からないというようなことが起らぬためには、すなわち $\nu > 1$ なるためには、

$$K/B \leq 3 \quad \dots\dots\dots (2.19)$$

程度のところにおさめておく必要がある。式 (2.16), (2.19) が上に仮定したようなレーダに対し、そのビームが探知器方向に向けられている時間中にかならずレーダ周波数を掃引するとともに、1 回掃引ごとにならず 1 個以上パルスを捕捉しうるという条件である。

しかしこのような条件を満たす掃引を行っている探知器について、レーダビームが 1 回探知器方向を走査するときの捕捉パルス個数 ν' は、式 (2.15) または (2.18) でなくこれにビームの走査時間 τ_R 中のレーダ周波数掃引回数 $N_c \tau_R$ を乗じる必要がある。すなわち式 (2.9), (2.15) を考慮して、

$$\begin{aligned} \nu' &= N_c \tau_R \nu = N_c (\phi_R / 360 N_R) (60 \mu \cdot 1 / N_c \cdot B / K) \\ &= (\mu \phi_R / 6 N_R) (B / K) \quad \dots\dots\dots (2.20) \end{aligned}$$

がレーダ 1 回転当りの捕捉パルス個数平均値であって、この値は掃引速度 N_c には直接関係しない。式 (2.16) で示されるような N_c を用いるべきであるというのは、平均捕捉パルス個数の問題でなく、捕捉頻度の不安定さをなくするためである。

そこで仮にいままでのレーダ条件: $\mu = 600 \text{ pps}$, $\phi_R = 1 \sim 3^\circ$, $N_R = 10 \sim 30 \text{ rpm}$ を入れ、また掃引条件として式 (2.19) より $K/B \leq 3$ を用いたとすると、(2.20) は、

$$\begin{aligned} \nu' &= [600 \times (1 \sim 3) / 6 \times (10 \sim 30)] (B / K) \\ &= \begin{cases} 10 \text{ (レーダ条件良: } \phi_R = 3^\circ, N_R = 10 \text{ rpm)} \\ 1.1 \text{ (レーダ条件悪: } \phi_R = 1^\circ, N_R = 30 \text{ rpm)} \end{cases} \quad (2.21) \end{aligned}$$

となる。これは $\mu=600$ pps と仮定した結果であって、これが変れば比例的にこの数も変りうる。しかしともかく上記仮定条件の範囲では、レーダ条件が悪ければレーダ1回転当たり1個程度しかパルスが受からぬが、レーダ条件がよくなると相当多数個数の受信ができ、レーダ1回転当たりの捕捉が相当確実なものとなる。

この場合のレーダ条件が悪い時にレーダ1回転当たりの捕捉パルス数が上記のように低下するという欠点は、たとえば十分長い残像時間を有する指示ブラウン管を用いるとか、あるいは特殊な積分効果を持った回路を用いてブラウン管上に信号の積分映像を現出せしめるとかの手段により、レーダの何回転分かの総合受信パルスをもって探知するようにすれば改善される。たとえば、 s 分間の受信パルスが実効受信パルス個数 ν'' を定めるものとする、 ν'' は、式 (2.20) の ν' に s 分間のレーダ回転回数 N_{RS} を乗じて、

$$\nu'' = N_{RS} \nu' = (\mu \phi_{RS} / 6) (B/K) \dots\dots (2.22)$$

により与えられ、レーダ回転速度 N_R には無関係となる。たとえば、いままでどおり $\mu=600$ pps, $\phi_R=1\sim 3^\circ$, $K/B=3$ とし、また実効残像時間 s を仮に 0.2 分とすれば、

$$\begin{aligned} \nu'' &= [600 \times (1\sim 3) \times 0.2/6] (1/3) \\ &= \begin{cases} 20 (\text{レーダ条件良: } \phi_R=3^\circ) \dots\dots (2.23) \\ 7 (\text{レーダ条件悪: } \phi_R=1^\circ) \end{cases} \end{aligned}$$

で、有効捕捉パルス個数が式 (2.21) に比し相当増大し、確実な捕捉ができるようになる。

以上においては、探知が確実に行えるための条件として搜索周波数区間の広さと通過帯域巾との比 K/B の値を式 (2.19) に示したように ≤ 3 と仮定していたのであるが、もしこれ以上の周波数区間の搜索が行いたいときには、単一の高速掃引受信では無理で、たとえばこれに第2.1節の緩速掃引方式を併用して、図2.2に示すよう

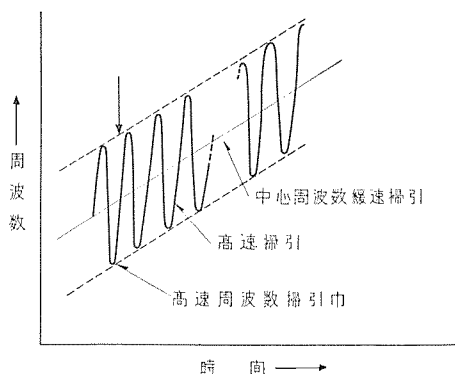


図 2.2 二重掃引方式
Fig. 2.2 Double sweeping.

に、高速掃引区間の中心周波数を搜索区間の一方から他方に逐次移動する二重掃引方式を採用する、等の方策を講じなければならない。この場合の全域搜索所要時間は、たとえば緩速掃引の例で述べたように、レーダの2~3回転分の電波入射があればこれを検知しうるものとする、式 (2.5)

$$T = (n/N_R) (K/B) \dots\dots (2.5)$$

における K を搜索全周波数巾、 B を通過帯域巾の代り

にここでは高速掃引周波数巾とおいたものにより与えられる。高速掃引巾が前述のように通過帯域巾の3倍程度にとれるものとすれば、これにより第2.1節の緩速掃引方式に比して探知所要時間を約1/3に短縮できる、という結論になる。

3. 指向性アンテナによる方向走査受信

本章では、レーダ周波数はわかっているものと考え、到来方位未知の間歇入射電波を指向性アンテナを回転しつつ受信する問題を取扱う。

これは、ほとんどの実質内容が周波数未知の間歇入射電波を周波数掃引を行いつつ受信する前章の問題と同一であって、“周波数”という語を“方位”という語に置換すればそのまま今の場合に適用できるが、とくに以下では、方向探知アンテナに特長的な問題に重点をおいて説明を行う。

3.1 緩速走査方式

要求搜索角度範囲を Φ° 、方探用指向性アンテナのビーム巾を ϕ_c° とすれば、このアンテナによる搜索状態を図解したものは図2.1とまったく同様で、単に図2.1で $K \rightarrow \Phi$, $B \rightarrow \phi_c$ なる置換を行ったものにすぎなくなる。

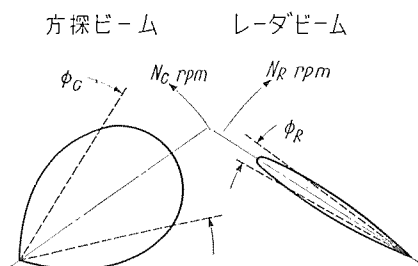


図 3.1 指向性アンテナによる方向探知

Fig. 3.1 Detection by the directional antenna.

したがって搜索域の一端から他端までの走査搜索中に、レーダの n 回転分入射電力を検知しうればこれを探知しうるものとして、任意の固定方位を走査するための時間がレーダの n 回転相当時間となるようにするときの全域搜索完了時間 T は、式 (2.5) 同様、

$$T = (n/N_R) (\Phi/\phi_c) (\text{min}) \dots\dots (3.1)$$

となる。ここでレーダ回転速度 N_R としては式 (2.6) と同様の値 10~30 rpm を考え、また n として式 (2.7) と同様に $n=3$ 、すなわちレーダの2~3回転分の入射電波があればこれを探知しうるものと仮定すると、低速回転のレーダにも対処しうるための T の値は式 (2.8) 同様

$$T_{\max} = 0.3 \Phi / \phi_c (\text{min}) \dots\dots (3.2)$$

となる。たとえば全周 360° 範囲を、 40° のビーム巾を持つ方探で探索するものとして、 $\Phi=360$, $\phi_c=40$ とおくと、 $T_{\max}=0.3 \times 360/40=2.7$ 分となる。

なお、この際の測角精度は、ほぼビーム巾 ϕ_c によって規定され、測角精度を向上しようとして ϕ_c を小さくすればこれに逆比例して探索所要時間が長くなって具合が悪い。方探装置による方向探知は、実際問題として非常に正確な方位を知る必要のある機会是比较的少ないも

のとすれば、たまたま必要が生じる程度の目的のためにビーム巾を細くして探知時間をいつも長くかけるのは能率的でない。このような場合は、ビーム巾は或る程度太くしておいて、レーダ電波を検出した個所付近で図 3.2 のようにビームを左右に振り、ビームを振っても受信感度の変わらない中心方位を求める等感度法によって正確な方位を求めるのが有利であろう。

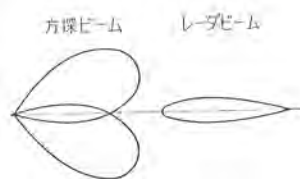


図 3.2 等感度法による正確な方向探知

Fig. 3.2 Precise measurement of direction by balancing method.

3.2 高速走査方式

無指向性アンテナにおける高速周波数掃引による探索法と同様、レーダビームが 1 回方探方向を走査している時間中に、方探ビームを搜索角度範囲内にわたって少なくとも 1 回走査を完了するような走査方式である。

この場合についても無指向性アンテナによる探知に関して述べた、第 2.2 節の説明をそのまま流用できる。すなわち方探ビームの走査繰り返し周波数 N_R は、上述の高速掃引条件を満たすためには、式 (2.10)：

$$N_R > 360 N_e / \phi_R \dots\dots\dots (2.10)$$

を満たさなければならない。レーダ条件として無指向性アンテナの場合につき考えたのと同一条件をとり $N_R \text{ max} = 30 \text{ rpm}$, $\phi_R \text{ min} = 1^\circ$ とし、

$$N_R \approx 10,800 \text{ (回/min)} \dots\dots\dots (2.16)$$

となることも前章同様である。ただしこれは或る角度範囲を往復掃引する状態に対するもの、つまり有限角度範囲内のセクタスキャンニングに対する繰り返し周波数を与えていることになるが、もしエンドレスに 360° 全周回転をさせるような場合については、式 (2.16) は 1 分間の方探アンテナビームの所要回転数を与える。なお、このアンテナビーム回転を、実際に機械的にアンテナを回転することによって与えるという場合には、かかる高速回転の実現は望みうすで、何らかの、単なる機械的方式以外の特種なビーム走査方法の工夫を必要とするであろう。しかし今は、このような何らかの高速ビーム走査方式が実現しうるものと仮定する。

かかる高速走査実施の場合のレーダ 1 回転当りの捕捉パルス個数は、式 (2.21) 同様の低下を来すおそれがあるが、その欠を補うためにはやはり前章で述べたのと同様、実効残像時間の長い指示装置を用いればよく、それによりたとえば式 (2.23) のように捕捉パルス実効個数を増大しうる。

なお、高速走査の別の条件として、たとえばレーダのパルス繰り返し周波数 $\mu = 600 \text{ pps}$, レーダ回転数 $N_R = 10 \sim 30 \text{ rpm}$, レーダビーム巾 $\phi_R = 1 \sim 3^\circ$ の場合には、式 (2.19) 相当の関係

$$\Phi / \phi_e \leq 3 \dots\dots\dots (3.3)$$

レーダ電波を捕捉するに要する時間の問題・喜連川・有田

(Φ =搜索角度巾, ϕ_e =受信ビーム巾)

が成立つことが要求される。たとえば、全周エンドレスに方探ビーム回転を行いつつ走査する場合ならば、 $\Phi = 360^\circ$ で、 $\phi_e \approx 120^\circ$ ということになる。つまりこのように広いビーム巾でないと探知洩れを来すおそれがあることになるが、これでは方位測定精度が非常に悪くなる。より測角精度を向上するには、高速走査角度巾 Φ を小さく、すなわち全方位搜索でなくてセクタスキャンニング方式とし、もし広い角度範囲の搜索が必要とされるならば前章末で二重周波数掃引方式として述べた方法をこの場合にも適用して、高速走査角度巾の中心方位を徐々に所要搜索角度範囲の一端から他端まで緩速走査するなどの方式を採用すればよい。これにより第 3.1 節の単なる緩速走査受信の場合に比して、所要探知時間を (ビーム巾/高速走査角度巾) に比例して縮小しうることも前章の場合と同様である。

3.3 中速走査方式

ここにいう中速走査とは、レーダの回転よりは十分早い回転数で方探アンテナビームの回転を行うが、レーダビームが方探方向を 1 回走査する時間中に所要搜索角度範囲の全部を探索し終るには至らない程度の速度で走査する場合をいう。

この走査方式では、前節の高速走査方式のように、レーダビームが向けられるごとにこれを探知できるわけではなく、レーダビームが方探方向を向く時機と、方探ビームがレーダ方向を向く時機の偶然的一致をたのみとする確率的な捕捉方式となる。したがって捕捉の確実性に関しては必ずしも保証しがたいが、前節のような高速走査がたとえばアンテナビーム回転機構上の問題から行いにくい、ともかくレーダを捕捉するに至るまでの平均的な所要時間を第 3.1 節の緩速走査よりも短かくしたいときに利用しうるものである。

以下本節では簡単のために、走査はセクタスキャンニングでなく、全周エンドレス回転走査を行うものとし、またレーダ、および方探共扇形ビームを持つものとして議論を進める。その際、レーダ、方探のそれぞれのビームが相互の見通し線を過ぎる状態を数学的に見やすい形に表わしたのが図 3.3 である。同図には時間を横軸にとり、それぞれのビームが上記見通し線に重なっている時間中は縦軸の値を 1 に、その他の時間中はその値が零となるように描いてあつて、レーダおよび方探に関する値がともに 1 なる値をとっている区間が、方探にレーダ電波が受信されている期間である。図 3.3 を重なり回数に関しては数学的に等価な、しかしより見やすいものを書き換えを行ったのが図 3.4 である。これはあたかもレーダビーム巾を無限小とみなし、その代りに方探ビーム巾を太くして、レーダ方位を過ぎる時間を図 3.3 の τ_e , τ_R の和 $\tau_e + \tau_R$ となるようにおき換えたものである。

ここで、レーダが発動してから初めてこれを捕捉するに至るまでの時間は、レーダ、方探の回転周期およびビ

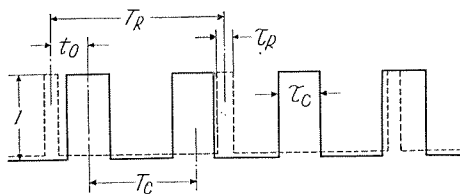


図 3.3 レーダおよび方探ビームの重なり状態

Fig. 3.3 Schematic representation of beam overlapping.

T_R =レーダ回転周期 τ_R =レーダビームの方探方向走査時間
 T_C =方探回転周期 τ_C =方探ビームのレーダ方向走査時間

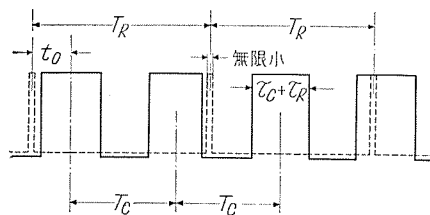


図 3.4 図 3.3 の数学的等価ビームへの置換

Fig. 3.4 Replacement to a mathematically equivalent beams.

ーム中に左右されるほかに図 3.4 の、両ビームの初期相互関係位置 t_0 によっても支配される。しかし、以下では平均的捕捉確率を問題とする意で、 t_0 はあらゆる値を一樣確率でとりうるものとする。すると、レーダビームが入射するごとのそれが方探に受かる確率 α は、

$$\alpha = (\tau_C + \tau_R) / T_C \quad (3.4)$$

に等しい。したがってレーダの n 回転目に始めて受信する確率 P_n は、

$$P_n = (1 - \alpha)^{n-1} \alpha \quad (3.5)$$

となり、これをもとに種々の量の計算ができる。まず、レーダが発動してからその何回転目に始めて受かるかの平均レーダ回転数 \bar{n} は、

$$\bar{n} = \sum_{n=1}^{\infty} n P_n = \alpha \sum_{n=1}^{\infty} n (1 - \alpha)^{n-1} = \frac{1}{\alpha} \quad (3.6)$$

すなわち捕捉に至るまでの平均所要時間 \bar{T} は、

$$\bar{T} = T_R \bar{n} = \frac{T_R}{\alpha} = \frac{\tau_C T_R}{\tau_C + \tau_R} \quad (3.7)$$

捕捉所要時間の平均自乗分散 $(\Delta T)^2$ は、

$$\begin{aligned} (\Delta T)^2 &= T_R^2 (\bar{n}^2 - \bar{n})^2 = T_R^2 (\bar{n}^2 - \bar{n}) \\ &= T_R^2 \left[\sum_{n=1}^{\infty} n^2 P_n - \left(\sum_{n=1}^{\infty} n P_n \right)^2 \right] \\ &= \left(\frac{T_R}{\alpha} \right)^2 (1 - \alpha) \\ &= \bar{T}^2 \left(1 - \frac{\tau_C + \tau_R}{T_C} \right) \quad (3.8) \end{aligned}$$

またレーダが n 回転してもつかまらない確率 Q_n は、

$$Q_n = (1 - \alpha)^n$$

であるから T 時間経てなお方探につかまらない確率 Q_T は、 $T = n T_R$ とおいて、

$$Q_T = \left(1 - \frac{\tau_C + \tau_R}{T_C} \right)^{T/T_R} \quad (3.9)$$

また以上は、捕捉に際してどの移度の個数のレーダパルスが受かるかを問題にしていなが、この希望値を計算

するには、図 3.3 に立もどって、レーダおよび方探ビームが重なりうる範囲で τ_C と τ_R との位相関係を逐次ずらせて得られる平均重なり時間 $[\tau_C \cdot \tau_R / (\tau_C + \tau_R)]$ にレーダのパルス繰り返し周波数 μ を乗ずれば求め、結局捕捉パルス個数平均値 $\bar{\nu}$ は、

$$\bar{\nu} = \mu \frac{\tau_C \cdot \tau_R}{\tau_C + \tau_R} \quad (3.10)$$

となる。ここでさらに同様の考えを進めることによりたとえば、この平均捕捉個数 $\bar{\nu}$ を下らぬパルスの受信を行うという意のレーダビームと方探ビームの邂逅確率は、式 (3.4) の α の代りに、

$$\alpha' = \frac{\alpha}{2} \left[1 + \left(\frac{\tau_C - \tau_R}{\tau_C + \tau_R} \right)^2 \right] \quad (3.11)$$

とすることにより得られることがわかり、 τ_C 、 τ_R のいかに関係せず $\alpha' \geq \alpha/2$ であるから、たとえば式 (3.7)、

(3.9) において α を $\alpha/2$ に置き換えて得る \bar{T}' 、 Q'_T :

$$\bar{T}' = 2 \frac{T_C T_R}{\tau_C + \tau_R} \quad (3.7')$$

$$Q'_T = \left(1 - \frac{\tau_C + \tau_R}{2 T_C} \right)^{T/T_R} \quad (3.9')$$

により、“ $\bar{\nu}$ を下らぬ捕捉パルス個数をもってレーダ電波が方探に受かるための所要平均時間”，および“ T 時間を経過してもそのような受信が行われない確率”の若干の安全率をとった目安とすることができる。以上の諸式は、式 (2.3)、(2.9) および方探におけるその相当式を用いることによりレーダおよび方探の回転数およびビーム中の関数として表わすことができるが、そのようにして、レーダ電波捕捉時の平均捕捉パルス個数 $\bar{\nu}$ 、 $\bar{\nu}$ を下らぬパルス個数をもってレーダ電波を捕捉するに至るまでの平均所要時間 \bar{T}' 、および 99% の確率をもってそのようなレーダ電波捕捉に至る所要時間 ($Q'_T < 0.01$) をそれぞれグラフに例示したのが、図 3.5、3.6、3.7 である。図 3.5 は、レーダパルス繰り返し周波数 $\mu = 600$ pps としたときの値を例示してある。

図 3.5 を見て知れるように、方探回転数増加とともに、平均捕捉パルス個数が減少するので、その意で回転数の増加は都合が良くない、ただしこの捕捉パルス低下度は、おおむね受信パルス個数に相当余裕があるときのみ顕著である。つぎに図 3.6、3.7 により明らかなように、回転数増加によって電波捕捉所要時間を相当に短縮できることは確かで、たとえば 500 rpm 程度の方探回転数を与えておけば、図 3.6 より平均 40 秒以内に、また図 3.7 より 99% の確率をもって 3 分以内に、図 3.5 に示した平均値以上の検知パルス個数をもってレーダ電波を捕捉しうることになる。この平均以上のパルス個数をもってレーダ電波を捕捉するに至るための平均所要時間は、第 3.2 節の高速走査方式の捕捉所要時間に比べれば長いけれども、第 3.1 節の緩速走査方式に比べれば相当短縮されている。しかし 99% 確率での捕捉の段になると、緩速走査方式に比してもとくに早いとはいえない。

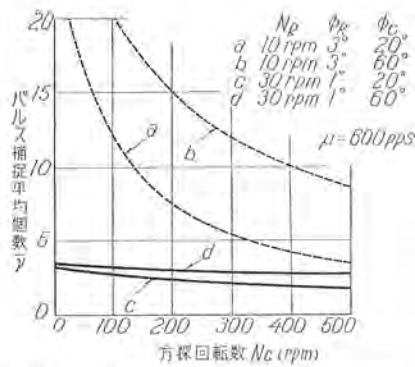


図 3.5 方探回転数と平均捕捉パルス個数

Fig. 3.5 Spinning velocity of the directional antenna and the average number of detectable pulses.

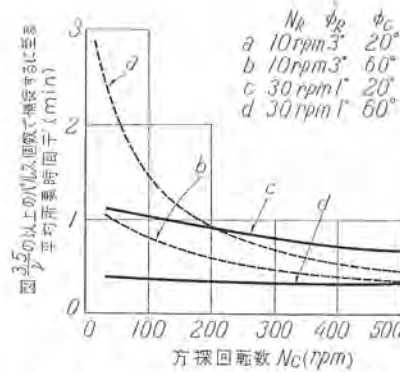


図 3.6 方探回転数と平均所要捕捉時間

Fig. 3.6 Spinning velocity of the directional antenna and the average time to catch the signal.

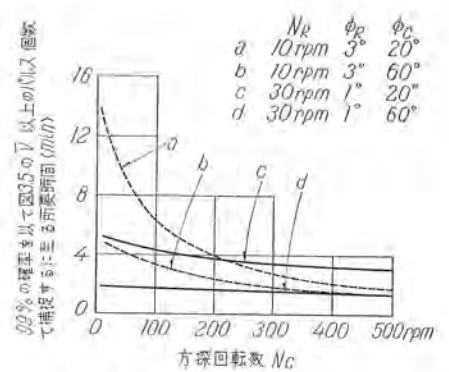


図 3.7 99% の確率で捕捉するための所要時間

Fig. 3.7 Time required to detect with probability of 99-percent.

しかしながらここで更に問題となることは、上記の所論は始めに述べたように、レーダと方探ビームの相互の初期相対方位につき均一確率分布をとした場合について、レーダ電波発射開始後始めてこれが捕捉されるまでの所要時間に予期されるところを述べたにとどまり、個々の初期条件が与えられた場合について、時間の経過とともに電波捕捉時刻がどのように分布するか、とくにそのバラツキ状態がどうなるかについての結論を下しているものでないことである。ただ、任意の特定初期条件についても無限に長い時間経過の中のレーダ電波の平均捕捉時刻間隔は式 (3.7) または式 (3.7') で与えられるものと同じになることは容易に示されるが、捕捉時刻間隔のバラツキに関しては今までと問題が別になり、たとえば或る時刻にレーダ電波が捕捉されたとき、つぎに捕捉するに至るまでの時間を式 (3.9) あるいは図 3.7 から判定予期するわけには行かない。これは、或る瞬間においてレーダ電波を捕捉したということが、方探とレーダのビームの向きに一つの初期条件を与えたことになり、初期の相互のビーム方位に均一確率分布を仮定した式 (3.9) はもはや用いるわけに行かないからである。実際捕捉時刻間隔のバラツキ状態は、レーダおよび方探ビームのおおのの回転周期および初期相対方位いかんで非常に変わり得て、場合によっては捕捉時刻間隔の分散が事実上無限大ともなりうる。たとえば、レーダ回転数の整数倍に非常に近い回転数を方探に与えたとすると、或る時間の間はレーダビームが方探に向けられるごとにこれを捕捉するが、続く或る時間の間はまったく電波が受からないという一種のうなり現象を繰り返す。このように捕捉頻度のバラツキが非常に大きいという現象は必ずし

も方探の回転数がレーダ回転数の整数倍に近いときに限らず、その他諸種の条件の下でも生じうるが、この事情の詳しい解析は複雑なためここでは省略する。しかし、このような現象があるため、この中速走査方式は、前 2 節にわたって述べた緩速または高速走査方式に比して探知の確実性を欠くことになり、同時にたとえば高速走査方式の節で述べたような、1 回ごとの入射パルス個数減少の欠を補うための手段としての実効残像時間の大きい指示装置を用いるといったことも、かかる電波捕捉時刻間隔のバラツキの大きくなりうる場合にはその効果を期待しにくくなる。要するに確実な探知を行うためには、本節の中速走査方式よりも、第 3.1 節の緩速走査方式、または第 3.2 節の高速走査方式を用いるのが適当で、とくに探知時間を十分に短縮しうる高速走査方式の採用がもっとも望ましい。

4. む す び

以上に考察したところによって、間歇的に入射して来るレーダ電波に対し、周波数掃引を行いつつ、あるいは方探アンテナビームを回転しつつ探索受信を行う場合について、その主要な問題点がどのようなところにあるか、また各種受信方式について探知所要時間をどの程度のものとする必要がある、その探知性能を向上するためにはどのような方策を講じればよいかなどについて、おおよそその目安が得られた。

一般にレーダ電波探知の場合に限らず、他にもここで行ったのと類似した取扱いによって解決を要する問題が多いと思われるが、その際にも、以上の考察は一つの参考資料となりうるものと考えらる。

狭帯域 VHF/FM 無線機

無線機製作所 佐藤 晋・黒田忠光・東 勇・奥村 徹

Narrow-band VHF-FM Radio Telephones

Electronics Works

Susumu SATO・Tadamitsu KURODA・
Isamu AZUMA・Tōru OKUMURA

Great contribution to the maintenance of public safety and improvement of business efficiency by the VHF-FM radio equipment is so broadly appreciated that its demand is rapidly increasing. But there is a limit to the applicable frequencies and to overcome difficulties the spacing of the allocated frequency has been made a half for the time being. This increase in the number of channels may lead to the interference of communications, the avoidance of which calls for more exacting design feature of radio equipment. After painstaking effort on the part of the manufacturers and thorough discussion with the authorities a few narrow-band VHF-FM radio telephones have been selected to answer for the purpose. Those developed by Mitsubishi will be put into the market in no distant date.

1. ま え が き

最近の FM 移動無線機は、技術の進歩により性能の向上と小形軽量化の点でいちじるしく改良され、警察・消防・鉄道などの公共事業をはじめ、電力・ガス・水道・新聞社・金融関係・自動車交通機関・その他一般民間産業で、移動業務に広く使用されている。これはいうまでもなく、迅速確実な通信の確保が、公共の安全保持と会社業務の能率向上に大きく貢献しているという事実を物語っている。しかし VHF 帯（とくに 30~160Mc 帯）での周波数の利用は、現在までのわが国の周波数割当基準では、ほとんどその限度に達しているように見受けられる。しかも現在国内ではこの周波数帯内で電波割当許可を新規に希望する者が多く、この希望をできるだけ満たし、利用しうる周波数チャンネルを増すように現存の周波数間隔をせばめる方向に進んでいる。

外国に例をとれば、米国においては 150 Mc 帯では 60kc の間隔であるが、さらにこの 1/2 にしようという計画のもとに Split Channel 割当を行うための“新技術基準”が 1956 年 11 月に決定され、その発効時期は 1958 年 11 月と 1963 年 10 月の二つに分けられている。また 40Mc 帯においては 1950 年ころまでは周波数割当が 120 kc 間隔であったが、最近では需要の増大につれて 40 kc 割当にまでせまめられた⁽¹⁾。その結果、利用しうるチャンネルの数は増加したがそれにもなつて混信妨害も増加するわけで、この混信妨害を軽減するための技術的要求はチャンネル数の増加につれて一層きびしくなつてきている。

欧州においても、チャンネル増加に対する要求は同様な傾向を示しており、たとえば英本国では 1946 年ごろから 71.5~88 Mc (low band) と 156~184 Mc (high band) (最近では 156~174 Mc に変更された) で VHF 移動業務

を行っているが、前者では 50kc 間隔、後者では 100kc 間隔の割当であったが、その後の技術的進歩により両方とも 25 kc 間隔にまでせまくするように計画されている⁽²⁾。

このように限られた周波数帯域の中で、できるだけ多くの移動無線通信を行うことが技術上の大きな問題となつてきている。周波数間隔をせまくするためには、以下本文で述べるような諸問題について、あらかじめ機器の設計製作上で十分な検討を行うことが必要であり、これらの問題を満足する技術を基礎にして始めて良好な運用が可能になる。

上に述べた周波数割当の新方式に対する対策としてわが国では従来の 150 Mc 帯の 80 kc チャネルセパレーションを 40 kc に縮小するために、郵政省電波管理局陸上課と無線通信機械工業会との間で、昭和 31 年 11 月より数回にわたって“40 kc セパレーション実施に伴う無線設備の技術基準”の審議を行い、そこで決定した技術基準（表 1.1 参照）に対して昭和 32 年から郵政省電波研究所において性能試験が行われ、技術基準に合格した機器は新チャネルセパレーションによる運用に適するものと判定されることになった。また 60 Mc 帯の従来の 60 kc チャネルセパレーションを 30 kc に縮小することも計画され、150 Mc 帯の技術基準作成とほぼ同一時期に 60 Mc 帯における 30 kc チャネルセパレーションの技術基準も決定になり、これに対する性能試験も昭和 32 年から実施されている。なお性能試験は現在も続行されている。

当社は昨年来 150 Mc 帯用 40 kc セパレーションおよび 60 Mc 帯用 30 kc セパレーションに適するものとして、大別して各 3 系列の標準形の無線機の開発を完了したので、本文でこの種狭帯域 VHF/FM 無線機の設計上の問題点、要求される性能および性能試験結果などに

表 1.1 150 Mc 帯 40 kc セパレーションおよび 60 Mc 帯
30 kc セパレーションを行うための技術基準

項 目	150 Mc 帯	60 Mc 帯	(参考) 従来の規格 (150 Mc, 60 Mc 共通)
周波数許容偏差最大周波数偏移スプリアス輻射強度	±0.003 %以内 ±10 kc	左と同じ ±7.5 kc	±0.01% 以内 ±15 kc
占有周波数帯巾	帯域内-80 db 以下 帯域外-60 db 以下 26 kc	左と同じ	-40 db 以下
受 調 度	±25 Kc において -70 db 以下	左と同じ	40 kc
スプリアス感度感度抑圧効果	80 db 以上 隣接通路 (±40 kc) において 80 db 以上	左と同じ 隣接通路 (±30 kc) において 80 db 以上	なるべく適正であること
相互変調特性	同方向の隣接通路 (±40 kc) 次隣接通路 (±80 kc) の妨害波に対して 65 db 以上	同方向の隣接通路 (±30 kc) 次隣接通路 (±60 kc) の妨害波に対して 65 db 以上	

ついて説明するとともに機器の概要を紹介し、さらに将来の問題についても言及したい。

2. 設計上の諸問題

受信機設計上問題になることは、要求される各種性能の間に相対的關係があり、信号対雑音比と相互変調特性・感度抑圧効果・スプリアス感度および選択度と帯域巾などの要求をいかに妥協させるかということである。すなわち信号対雑音比を上げるには、前段側の利得を大きくしたほうが容易であるに反し、相互変調・感度抑圧効果は前段利得をおさえたほうがよい結果が得られる。また帯域巾と選択度の間にも、フィルタで決まる減衰傾度に限度があるため、妥協点を見出さなければならない。スプリアス感度を向上させるため、高周波同調回路数を増し、結合を小にすると当然挿入損失が大きくなり、信号対雑音比の低下をきたす場合が多い。

今回開発完了した各機種間の共通の設計方針としてはつぎの原則に基づいている。

- (1) 妨害波を除去するための選択度を受持つ区分と利得を得るための増巾区分をわけて考える。
- (2) 選択度を決定するすべての同調回路は増巾部の前に置く。
- (3) 減衰傾度の大きいバンドパスフィルタを第二中間周波部に使用する。
- (4) バンドパスフィルタの前のすべての増巾段は、その利得を次段の真空管雑音が前段の信号対雑音比を害さない程度におさえる、すなわちセットの信号対雑音比は初段の真空管で決定されるように考慮する。

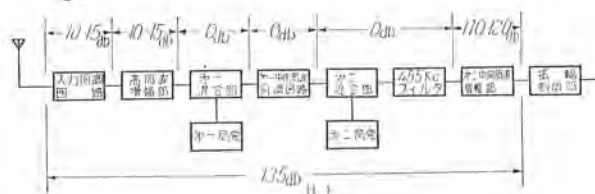


図 2.1 各段利得配分の一例

Fig. 2.1 Example of various stages gain distribution.

- (5) 選択度を担当する段では、真空管利得と妨害波を除去するよう十分尖鋭に設計された同調回路の挿入損失とが相殺して、総合の増巾度が 0db に近くなるようにする。

以上の点を考慮し設計した受信機各段利得配分を図 2.1 に示す。

そのほか、送信機および受信機をつねにその最高性能において安定に動作させるために、とくに点検および調整の簡易化に設計の重点を置いた。

日常の点検に必要な箇所は、簡単に調整用メータで監視できる構造とし、調整箇所には表示を行って、一目で見分けられるようにしている。

また全体の電力消費を低減するために、とくに 5 形と 6 形の小出力機に対しては、ゲルマニウムダイオード・小電力 MT 管などを使用し、電力の低減を図るとともに、固定用高圧電源として、送信高圧および受信高圧は、トランス・整流管および浜波回路などを送受共通に使用し、リレーで切替えて送信部および受信部に供給している。この回路には受信機に送信高圧が印加されるような間違いが絶対に起らないように特別の工夫が施されている。

電力消費の軽減に伴い装置も飛躍的に小形になり、50 W 固定用無線機については、その容積を従来のものの約 50% に、また 10 W 移動用無線機については約 70% に縮小することができた。

3. 送受信機の周波数安定度

VHF 帯では送受信機とも水晶発振子を使用することにより、その周波数安定度を確保しているが、周波数変調の受信機では、局発周波数が狂って受信周波数が中間周波の中心からはずれた場合、インパルス雑音による影響や、隣接チャネルからの妨害が大きくなる。良好な信号対雑音比を得るためにはこの周波数のずれは中間周波帯域巾の 1/12 以下でなければならないといわれている⁽³⁾。

受信機の帯域巾は、局部発振の周波数偏差と中間周波のずれ、および送信機の周波数偏差を勘案してきめられるべきものであり、周波数偏差が少なくなるほど、帯域巾を減少させることができ、送信機の不要側帯波から受ける妨害を少なくすることができる。したがって周波数安定度は高いほど有利なわけであるが、狭帯域送信機の周波数偏差は郵政省性能試験基準では ±0.003% 以下に定められており、この狭帯域無線機は送、受信機とも指定周波数からの偏差を零に合わせうように水晶発振回路に微調バリコンを具備しており、電源電圧や周囲温度による変化はほぼ上値より一桁小さい数値となっている。

大形機器ではより高度の安定性を得るために恒温槽を使用しているが、最近の水晶発振子の対温湿度特性の向上と相まち装置の小形化を図るために、小形の機器では恒温槽を使用していないが、その安定度はきわめて満足すべきものである。性能試験結果の一例を図 3. 1~3. 3 に示す。

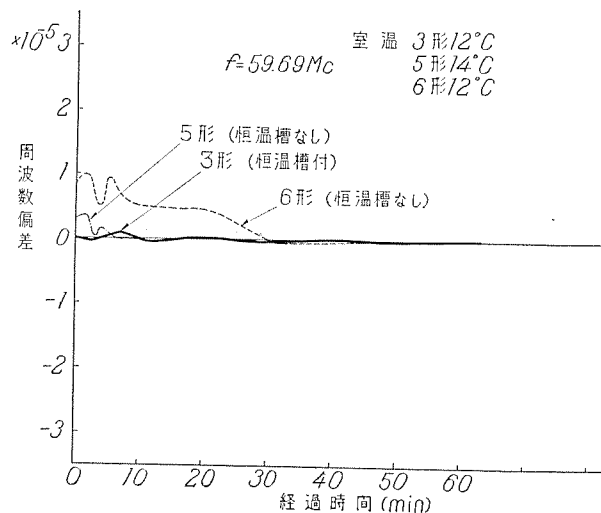


図 3. 1 送信周波数の経過時間対周波数偏差

Fig. 3. 1 Elapsed time of transmitting frequency VS frequency deviation.

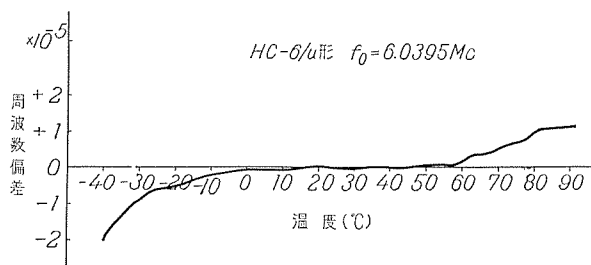


図 3. 2 水晶発振子の周波数温度特性

Fig. 3. 2 Frequency temperatures ckaracteristic of quartz oscillator.

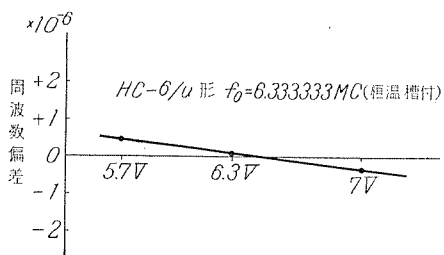


図 3. 3 電源電圧の変化による送信周波数の変化特性

Fig. 3. 3 Variation characteristics of transmitting frequency due to supply voltage change.

またバリコン同調を除く各同調回路には小形にして、かつ高度の選択度を持たせるためにコイルにはコアを使用しているが、温度変化に対しては温度補償用のコンデンサを使用し回路の安定化をはかっている。

4. 二 信 号 特 性

受信機と同調周波数付近の混信分離能力をあらわす従

来の一信号選択度については後の帯域巾の項で触れることにするが、これは受信機の静特性ともいべきもので新チャネルセパレーションのような、電波の輻射した状態ではいろいろな混信が生じて不十分であり、そのため実際の使用時に生ずる二つ以上の妨害波による混信状態を知るため、2 台の信号発生器を用いて測定する、いわゆる二信号特性の向上が望まれてきた。二信号法による測定項目を大別するとつぎの3種類があり、第2項および第3項が郵政省性能試験に指定されている。

(1) 混変調特性

一信号選択度特性上では十分減衰し妨害とならないと考えられるような、希望周波数から相当離調した、たとえば隣接・次隣接チャネルなどの強力な変調電波がはいった場合に、選択度に乏しい第二混合管までの非直線部で希望波を変調し、音声出力となって妨害を与える現象をいう。

(2) 感度抑圧効果

上記混変調の妨害波が変調されていない場合にその妨害波が希望波に対する受信機感度を下げる現象をいう。

(3) 相互変調特性

希望信号 f_d 以外の二つの周波数を $f_{u1}f_{u2}$ 、第一中間周波数を f_{i1} とすると、

$$f_{u1} \sim f_{u2} = f_{i1} \dots\dots\dots (4.1)$$

$$f_{u1} \pm f_{u2} = f_d \dots\dots\dots (4.2)$$

この2式のうちいずれを満足しても混信を生ずることは想像される。

このほかに電波法による周波数割当のように等間隔に電波が存在するとき、その周波数間隔を Δf とすると二つの妨害周波数 f_{u1} 、 f_{u2} の間に、

$$f_{u1} = f_d \pm m \cdot n \cdot \Delta f \dots\dots\dots (4.3)$$

$$f_{u2} = f_d \pm m(n+1) \Delta f \dots\dots\dots (4.4)$$

が成立する場合 $(n+1)$ 倍の f_{u1} と n 倍の f_{u2} との差は

$$(n+1)f_{u1} - nf_{u2} = (n+1)f_d - nf_d = f_d \dots\dots (4.5)$$

すなわち式 (4.5) のように希望波 f_d と同一周波数となる。したがって $m=1$ 、 $n=1$ の場合が、隣接・次隣接チャネルによる混信となる。

以上のように二つ以上の妨害波が非直線部によって生じた倍調波などの組合わせで生ずる混信を相互変調と呼ばれている。

(これら術語の定義および測定法については文献⁽⁴⁾を参照されたい。)

感度抑圧効果特性は、希望信号波による 20 db 雑音抑圧感度が 6 db 悪くなるときの妨害波入力電圧であらわされるが、感度抑圧を起す真空管への妨害波入力を小さくすることが、この特性を良くすることの絶対条件であることから、前に述べたように、おもな増巾部を第二中間周波ブロックフィルタの後につけること、およびフィルタまでの利得を最小限にとどめること等の結論がでて

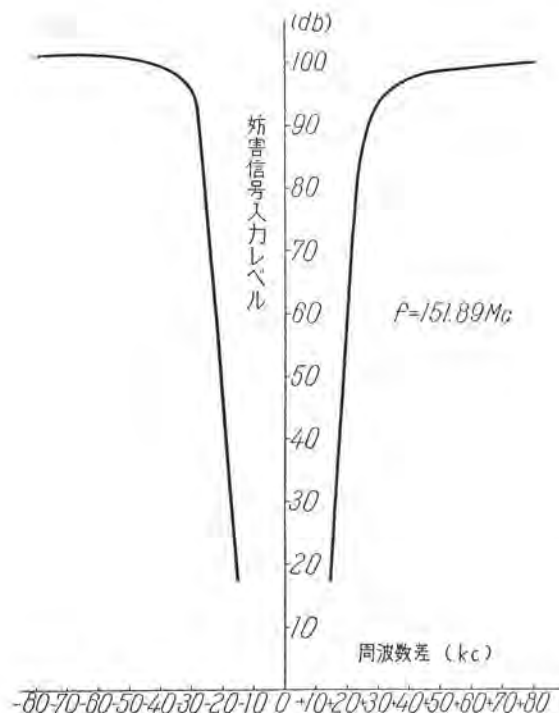


図 4.1 5 形 150 Mc 感度抑圧効果特性
Fig. 4.1 Type 5-150 Mc sensitivity suppression effect characteristic.

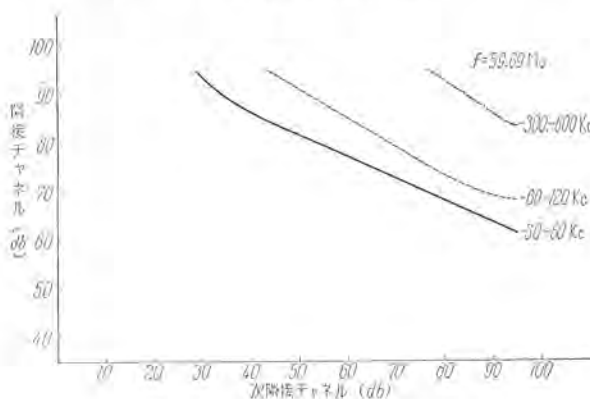


図 4.2 3 形 60 Mc 相互変調特性
Fig. 4.2 Type 3-60 Mc inter-modulation characteristics.

くる。このほか真空管の動作点を選ぶことによっても多少の差はでてくるが、感度抑圧効果の理論値は 120~140 db と報告されているが⁽⁵⁾現在 90~110db が実情であり今後の研究で改良していきたいと考えている。図 4.1 に 5 形 150 Mc 帯受信機特性の一例を示す。

また相互変調特性については、昭和 33 年に郵政省電波研究所において、参考試験として測定された当社 3 形 60 Mc 受信機特性を図 4.2 に示す。これよりわかるように希望波に近いものほど悪くなり隣接・次隣接によるものが最悪となる。相互変調は主として真空管とくに混合管で起しやすいものであり、入力の大さに比例するから、第一中間周波部に利得をもたせた場合、第一混合管より第二混合管の方が早く相互変調を起すことになると考えられるので、第一中間周波部は増巾を行わないかまたは増巾管を用いても選択度特性を大きく設計した

狭帯域 VHF/FM 無線機・佐藤・黒田・東・奥村

多重結合の同調回路の挿入損失と組合わせて妨害波を減衰せしめるとともに、利得をさおえることが必要となる。この狭帯域受信機は、第一中間周波段には増幅管を用いていない。周波数混合方式ではグリッドインジェクション方式よりカソードインジェクション方式としたもののほうが良好な結果を得ている。混合管への妨害信号入力を小さくすることが、相互変調特性をよくする上にもっとも有効であり、妨害波の離調率の悪い高周波段で、妨害波を減衰せしめることは、ほとんど不可能であり、高周波利得を少なくして、かつ信号対雑音比を良好とするために、とくに雑音の少ない三極管を用いている。

米国における 60 kc チャネルセパレーション時代のモートローラ社 150 Mc 帯受信機相互変調特性のデータ⁽⁶⁾を図 4.3 にまた当社 3 形 150 Mc の特性を図 4.4 に示す。

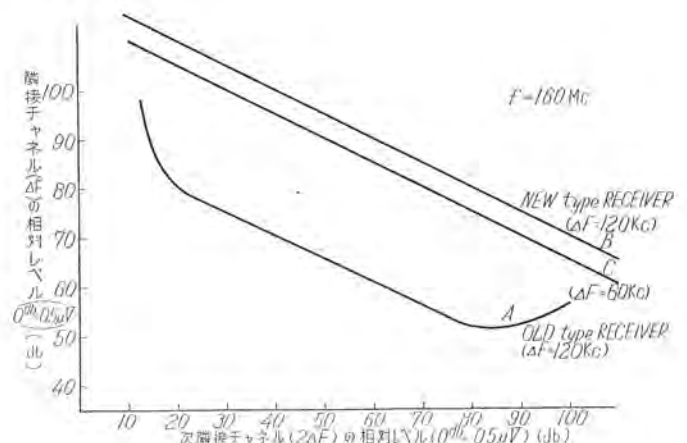


図 4.3 モートローラ社相互変調特性
Fig. 4.3 Inter-modulation characteristic.

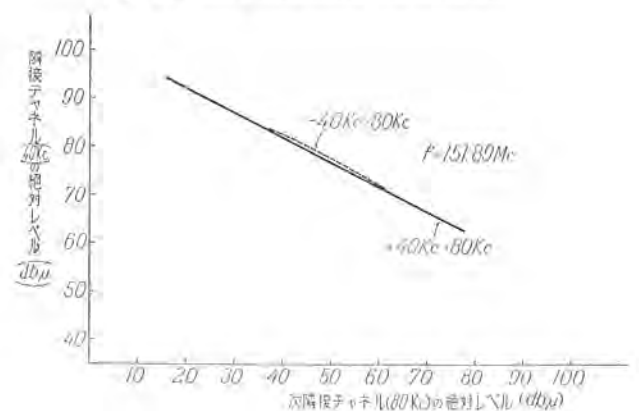


図 4.4 3 形 150 Mc 相互変調特性
Fig. 4.4 Type 3-150 Mc Inter-modulation characteristic.

5. スプリアス

スプリアス比とは希望周波数と希望周波数以外の不要周波数の関係を、送信機では輻射強度の比であらわし、受信機にあっては、受信感度の比であらわすもので、送受とも特性の良いものほどこの比が大きいのである。

送信機にあっては主として送信周波数の 1/2 倍、2 倍および 3 倍調波ならびに $f_a \pm nf_0$ であらわされるもの

(ただし f_a : 希望周波数, f_0 : 水晶の発振周波数, n : 1, 2 等の整数) がおもなもので, 最近までの電波法規格ではこの比の値は 40 db 以上で比較的容易に満足できたが, 新しい狭帯域送信機では帯域内 80 db 以上, 帯域外 60 db 以上の技術基準が定められたためこれを満足するために出力段のフィルタを強化するなどの策をほどこしている. このほか, 部品および配線間の結合がスプリアス比を悪化させる原因になることもしばしばあり, フィルタ・ステージのシールドや, 配線の引き回しかたに注意し, バイパスコンデンサの適用などにより安定にかつ十分に規格を満足している.

他方, 受信機のスプリアスを分類するとつぎの三つに大別される.

$$(1) \quad f_{sp1} = f_a \pm 2f_{i1} \dots\dots\dots (5.1)$$

(ただし $f_a = f_i \pm f_{i1}$)

式 (5.1) で示されるものを第一種イメージと称する.

$$(2) \quad f_{sp2} = n \cdot f_0 \pm f_{i1} \dots\dots\dots (5.2)$$

f_{sp1} , f_{sp2} : スプリアス周波数

f_a : 希望周波数

f_{i1} : 第一中間周波数

f_i : 局部発振周波数

f_0 : 水晶の発振周波数

n : 正の整数

式 (5.2) であらわされるものは第一局部発振水晶発振器の高調波に起因するものである.

(3) いわゆるニアバイ・スプリアス (Near-by Spurious) と呼ばれる希望周波数の近傍にでるもので, 原因はつぎの三つが考えられるもの.

- a. 水晶発振子の近接不要発振によるもの.
- b. 第二種イメージと呼ばれる第二局部発振によるイメージ周波数.
- c. 入力周波数の高調波と局部発振の高調波の合成で生ずるもの.

(1), (2) 項のスプリアスは高周波回路の同調回路の Q を上げ, 選択度の増加によって解決できる.

(3) 項のニアバイ・スプリアス比を良くするには上記の a および c の原因によるものは局部発振器の強度を S/N 比をとりうる最小限度にとどめること, および b 項の対策とも共通であるが, 第一中間周波部同調回路の選択度を上げること, またそのほかに混合管の動作点も適当に選ばなければならない. この狭帯域受信機は以上の点に注意し 150 Mc 帯 3 形を除いて, いずれもとくに最近の技術によるオーバートーン水晶発振子を採用し, 水晶発振の原振周波数を 20~50 Mc のごとく高いものとし, 逓倍数を少なくすることによってスプリアスの発生可能数を減ずることに成功している.

なおイメージ比の改善についてはその組成を示す式

(5.1) を見てもわかるとおり, 第一中間周波数を高く選ぶほど高周波同調回路での離調率が高くなり, 比較的減衰が容易になるが, この周波数の選定方法については種々の文献⁽⁷⁾にもかかれているからこれを参照されたい. なお最近には後に述べる相互変調特性の改善ということも考慮しなければならないから, 隣接および次隣接チャネル周波数 ($\pm 30, 60$ kc または $\pm 40, 80$ kc) に対する第一中間周波数での減衰という点より考えれば, 低く選ぶほうが得策である. この狭帯域無線機においては, 機種間の第二局発水晶発振子の互換性その他も考慮してすべて 5.25 Mc を採用している.

6. 帯域巾の問題

狭帯域 VHF/FM 無線機の狭帯域とは, 送信機周波数偏移が 7.5 kc (60 Mc 帯) または 10 kc (150 Mc 帯) のように小さくなったことである. これは周波数割当間隔が 30 kc (60 Mc 帯), 40 kc (150 Mc 帯) となった隣接局への側帯波による妨害をなくするため当然の処置である. したがって受信機帯域巾も混信をなくし雑音妨害を少なくするためこれに対応し, 送信最大周波数偏移と送受信機水晶発振子の周波数安定度より要求されるもっとも狭い数値に決定される. 普通は感度が最大の点より 6 db 低下する周波数巾をもってあらわしているが, 実用上水晶の安定度を良好としたときは, 帯域巾の最大値は周波数偏移 Δf の 2 倍あれば良いことになる. 現在通信用に使用されている VHF/FM 受信機はほとんどすべて二重スーパーヘテロダインであり, これの選択度および帯域巾は周波数の低い第二中間周波部で決定され, また第二中間周波部の特性はブロック形バンドパスフィルタで決定されるため, 選択度を良好とし, 所要の帯域巾を満足するには, フィルタの減衰傾度を大きくすることが必要である. この目的に新しく設計された優秀なものが実用されている.

いま各種フィルタの形式について考えてみると, まず C 結合形と呼ばれるブロックフィルタは, 最近までほとんどの機種に使用され, 外形寸法・挿入損失などの制約から主として 12 素子のものが用いられた. また誘導 M 形と呼ばれるものは, 特性の両側に減衰極を設けて減衰傾度を大きくするよう工夫したものである. 第二中間周波部に使用されるこれらブロックフィルタは要求される受信機特性の基礎になり, 狭帯域受信機の心臓ともいえるべきものである. これらのフィルタは Q の高いコイルとコンデンサにより同調する 12~16 個の素子を持ち, その調整も複雑であるため工場で調整後密閉して出荷され, 以後無調整でつねに安定に動作するよう十分入念に試験されている. 図 6.1 および 6.2 に当社製ブロックフィルタの減衰特性を示す.

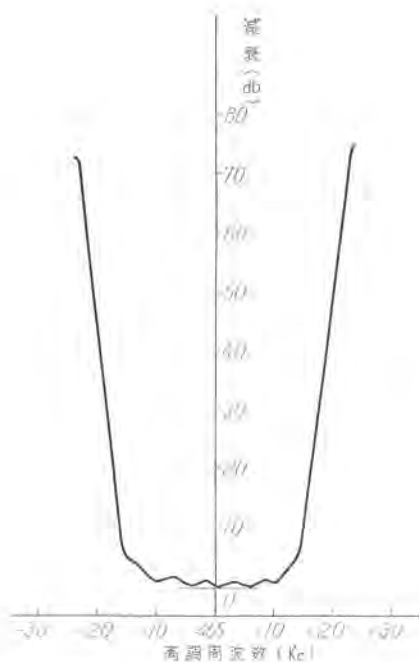


図 6.1 40 kc セパレーション用 IFF-12C 形フィルタ
Fig. 6.1 IFF-Type 12C filter for the separation of 40 kc.

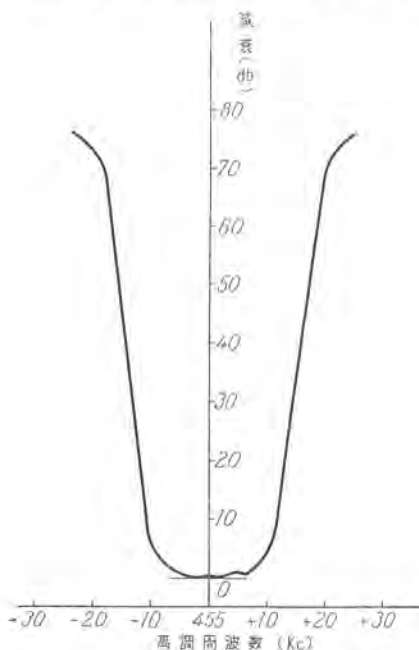


図 6.2 30 kc セパレーション用 IFF-12D 形フィルタ
Fig. 6.2 IFF-type 12D filter for the separation of 30 kc.

7. 狭帯域受信機の衝撃雑音妨害に対する感受性

今までに説明した狭帯域受信機を、すでに割当てられている広帯域の通信系に混用するとすれば、いちじるしくその通達距離を減ずることが経験されて問題となったことがある。これに関しては衝撃雑音に対する狭帯域受信機の感受性が広帯域の受信機よりも劣っているということ不幸にして事実であり、装置を混用する場合に注意をしなければならない。これは非常に複雑な問題であり設計者にとっては計算や測定で点で困難なものである。FM 通信系に対して行われた測定では文献⁽²⁾によれば通

信系の周波数偏移と周波数誤差の程度によって違うが 25 kc セパレーション用の受信機は 50 kc セパレーション用の受信機に比して衝撃雑音に関するかぎり平均 3 db (6 db の場合もある) 悪くなると発表されている。また他の文献⁽¹⁾では 40 Mc 帯において衝撃雑音のない場合とある場合に narrow-band (NB) 受信機 (20 kc セパレーション用)、wide-band (WB) 受信機 (40 kc セパレーション用) および extra-wide-band (EWB) (120 kc セパレーション用) 受信機を、主として EWB 系の通信系で混用したときの自動車による野外実験結果を発表している。それによれば送信機の出力が一定の場合、その最大周波数偏移が 15 kc の場合には受信した信号の質 (circuit merit) を同一にして比較すると、NB 受信機は衝撃雑音がない条件下では標準受信機 (EWB) に対して電界強度で約 5 db, WB 受信機は約 3 db 多く必要であったが (図 7.1a), 衝撃雑音がある条件下では NB 受信機は約 21 db, WB 受信機は約 8 db 大きい電界強度を必要とした (図 7.1b) ので、普通の衝撃雑音下では WB または EWB 通信系で使用する NB 受信機の動作は悪い。

しかし最大周波数偏移を 6 kc に制限すると感度の低下は明確に減少して行き、図 7.1d に示すように、NB 受信機は標準受信機に比較して約 8 db 劣っているにすぎない。なおこの 6 kc 偏移では、衝撃雑音がない条件下では NB 受信機は EWB 受信機と同程度であった (図 7.1c)。

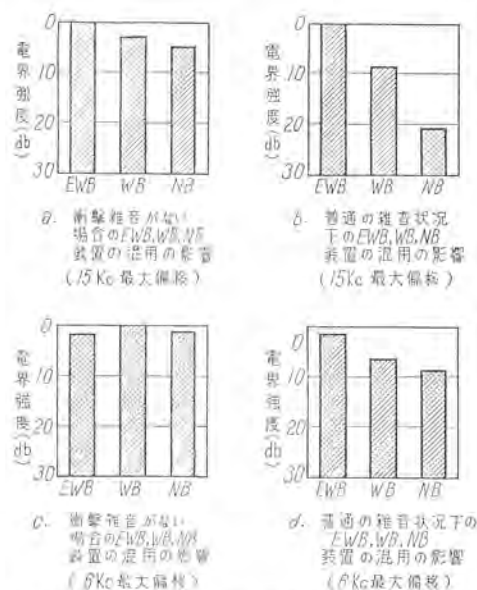


図 7.1 衝撃雑音の有無による種々の受信機帯域巾に対する所要電界強度
Fig. 7.1 Required signal strength for various band-width of receivers, with or without impulse noise.

このように狭帯域受信機をすでにある広帯域の通信系中で広帯域受信機と混用する場合は、通信系の送信機の最大周波数偏移を適当に制限して、狭帯域受信機の衝撃雑音に対する感受性の影響による感度の低下を最少限度にとどめることが必要である。この観点より、既設無線

話を行わせることができる。

- A 形： 形名の最後に A のつく形式は、基本形に電圧調整部および電源継電器を増設したもので、電源電圧が 90~100 V および 180~220 V の場合に電圧を調整して、電源部に正規の交流 100 V を供給するとともに、固定制御器、交換制御器などを使用した場合、制御器側より無線機本体の電源の接断が行える。
- B 形： この形は、基本形に電圧調整部を増設したもので、電圧の調整に関しては A 形と同一である。制御装置としては固定制御器または交換制御器を使用することができる。
- C 形： この形は、基本形に電源継電器部を増設したもので、固定制御器または交換制御器を使用した場合、制御器側より無線機本体の電源の接断が行える。
- D 形： A~C 形を固定制御器または交換制御器で遠隔制御する場合は、本体と制御器間の距離はおおよそ 100~150 m 程度であるがさらに遠方より無線機を制御する場合は、D 形を使用する。この形は基本形に遠隔制御部を増設したもので、遠隔制御器と組合わせて使用すれば、約 20 km 程度離れて無線機の操作ができる。この場合制御線としては電話線一回線を使用し、遠隔制御器でスケルチの調整もできる。
- BD 形： B 形と D 形と組合わせたもので、遠隔制御を行うとともに電源電圧の調整を行うことができる。
- E 形： 基本形に自動中継部および渋波器部を増設したもので、自動中継局として使用することができる。固定制御器または交換制御器を使用することももちろんである。

12A 形： 帯域内信号方式を採用した同時送受話装置で、交換台と接続して電話回線の中継を行うことができる。

詳細は新製品紹介記事中の FS-3C12A 形を参照されたい。

b. FS-5 形

図 8.2 は FS-5 形基本形の内部構成を示す。この形

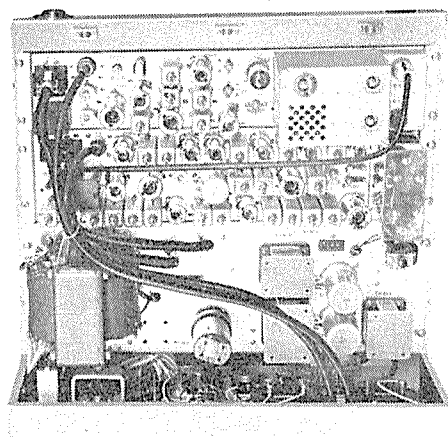


図 8.2 FS-5A31 形
Fig. 8.2 Type FS-5A31.

式はとくに小形軽量を目的に設計された卓上形構造の固定局である。

基本形に電源継電器を組み込んだものを A 形とし、本体電源の遠隔操作を行うことができる。

外形写真は 4 ページ「最近の電子機器」に掲載されている。

(2) 使用法

FS-3 形、FS-5 形固定局は、その使用目的により種々の制御器を組合わせて使用することができる。

図 8.3~8.7 にその使用例とその使用法に応ずる無線機形名を示す。

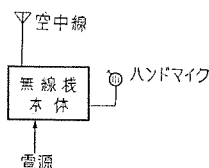


図 8.3 制御器を使用しない場合
Fig. 8.3 Case of using no controller.

図 8.3 付表

無線機形名	出力 (W)	電源電圧 (V)	備 考
FS-3 _A 11	50	AC 100	基本形
FS-3 _A 21	25	"	"
FS-3 _A 31	10	"	"
FS-3 _A 11B	50	AC 100/200	電圧調整部付
FS-3 _A 21B	25	"	"
FS-3 _A 31B	10	"	"
FS-5 _A 31	10	AC 100	基本形
FS-5 _A 41	5	"	"

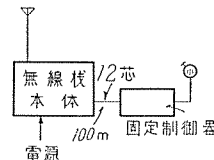


図 8.4

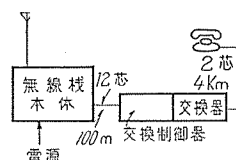


図 8.5

図 8.4, 8.5 固定制御器または交換制御器を使用する場合
Fig. 8.4, 8.5 Case of using a fixed controller or exchange controller.

図 8.4 8.5 付表

無線機形名	出力 (W)	電源電圧 (V)	備 考
FS-3 _A 11	50	AC 100	基本形
FS-3 _A 21	25	"	"
FS-3 _A 31	10	"	"
FS-3 _A 11A	50	AC 100/200	電圧調整部、電源リレー付
FS-3 _A 21A	25	"	"
FS-3 _A 31A	10	"	"
FS-3 _A 11B	50	AC 100/200	電圧調整部付
FS-3 _A 21B	25	"	"
FS-3 _A 31B	10	"	"
FS-3 _A 11C	50	AC 100	電源リレー部付
FS-3 _A 21C	25	"	"
FS-3 _A 31C	10	"	"
FS-5 _A 31	10	AC 100	基本形
FS-5 _A 41	5	"	"
FS-5 _A 31A	10	"	電源リレー付
FS-5 _A 41A	5	"	"

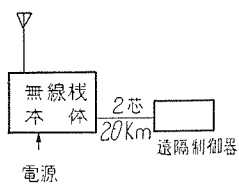


図 8.6 遠隔制御器を使用する場合
Fig. 8.6. Case of using a remote controller.

図 8.6 付表

無線機形名	出力 (W)	電源電圧 (V)	備 考
FS-3 ^A 11D	50	AC 100	遠隔制御部付
FS-3 ^A 21D	25	"	"
FS-3 ^A 31D	10	"	"
FS-3 ^A 11BD	50	AC 100/200	遠隔制御部, 電圧調整部付
FS-3 ^A 21BD	25	"	"
FS-3 ^A 31BD	10	"	"

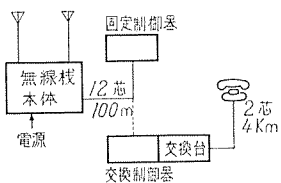


図 8.7 自動中継局として使用する場合
Fig. 8.7 Case of using as an automatic repeater station.

図 8.7 付表

無線機形名	出力 (W)	電源電圧 (V)	備 考
FS-3 ^A 11E	50	AC 100	自動中継部, 濾波器部付
FS-3 ^A 21E	25	"	"
FS-3 ^A 31E	10	"	"

表 8.4

仕 様	FS-3 形		FS-5 形	
	150 Mc 帯	60 Mc 帯	150 Mc 帯	60 Mc 帯
送 信 出 力	50, 25, 10 W	左と同じ	10, 5 W	左と同じ
電力消費 (基本形)	AC 100 V			
受信時	約 1.5 A	約 1.4 A	約 0.8 A	約 0.8 A
送信時	約 3.6 A	約 3.2 A	—	—
" (50 W)	約 3.2 A	約 2.7 A	—	—
" (25 W)	約 2.2 A	約 1.8 A	約 1.6 A	約 1.3 A
" (10 W)	—	—	約 1.5 A	約 1.1 A
" (5 W)	—	—	—	—
寸 法	520 mm	左と同じ	440 mm	左と同じ
奥 行 高	380 mm		442 mm	
さ	1150 mm		185 mm	
重 量 (基本形)	約 60 kg	左と同じ	約 25 kg	左と同じ

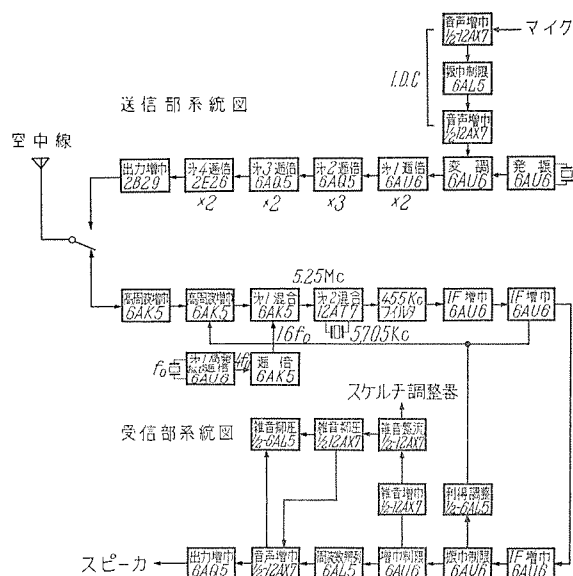


図 8.8 FS-3A, FM-3A ブロックダイアグラム
Fig. 8.8 FS-3A, FM-3M, block diagram.

規格事項	150 Mc 帯	60 Mc 帯
一 般 事 項		
(1) 使用 定 格	10 秒送信, 10 秒受信の繰返し連続使用	左と同じ
(2) 周囲温度および湿度	周囲温度 $-20^{\circ}\text{C} \sim +50^{\circ}\text{C}$ 相対湿度 45~85% で異常なし	左と同じ
(3) 絶 縁 抵 抗	10 M Ω 以上	左と同じ
(4) 耐 電 圧	500~300 V 回路とアース間 DC 1,000 V 1 分間 250 V 回路とアース間 DC 500 V 1 分間	左と同じ
送 信 部		
(1) 周 波 数 範 囲	148~162 Mc 間の 1 周波数	54~65 Mc 間の 1 周波数
(2) 変 調 方 式	本品制御位相変調による等価周波数変調方式	左と同じ
(3) 周 波 数 通 倍 数	24	12
(4) 励振低下の影響	いずれの段の格子電流が 25% 減少しても出力減少は 10% 以内	左と同じ
(5) 不 要 発 振	水晶発振子を取除いた場合に出力は零となる。また各段の同調調整部分をいずれの位置に置いても自励発振を起さない	左と同じ
(6) 出力回路の整合	75 Ω 同軸ケーブルを通して負荷に接続した場合定在波比 2 以下の負荷に対し整合可能	左と同じ
(7) 標準変調入力	-4 ± 2 dbm	左と同じ
(8) 変調周波数特性	1 kc を基準として 0.3 kc で -10.5 ± 2 db 以内 2 kc で $+4 \pm 2$ db 以内 3 kc で $+6 \pm 2$ db 以内	左と同じ
(9) 変 調 直 線 性	I. D. C. 回路を働かせた状態で 1 kc 90% 変調まで直線性良好	左と同じ
(10) 歪 率	標準変調において -20 db 以下	左と同じ
(11) 変調入力インピーダンス	40 ± 10 Ω 以内	左と同じ
(12) 残 存 振 巾 変 調	1 kc 100% 変調において 5% 以下	左と同じ
(13) 信号対雑音比	1 kc 100% 変調において -45 db 以下	左と同じ
受 信 部		
(1) 周 波 数 範 囲	148~162 Mc 間の 1 周波数	54~65 Mc 間の 1 周波数
(2) 受 信 方 式	水晶制御二重スーパーヘテロダイン方式	左と同じ
(3) 中間周波数	第 1 5.25 Mc 第 2 455 kc	左と同じ
(4) 入力インピーダンス	75 Ω 同軸ケーブルにより空中線に接続する	左と同じ
(5) 信号対雑音比	1 kc 100% 変調による S/N は 入力 0 db で 15 db 以上 20 db で 35 db 以上 入力電圧 0 db 以下 -20 db 以上調整可能 歪率 10% 1 kc 600 Ω で出力 1 W 以上	左と同じ
(6) スケルチ感度	1 kc を基準として 0.3 kc で $+6 \pm 2$ db 以内 2 kc で -4 ± 2 db 以内 3 kc で -8 ± 2 db 以内	左と同じ
(7) 低 周 波 出 力		左と同じ
(8) 周 波 数 特 性		左と同じ

(3) 定格仕様

a. 共通規格

表 8.3 に示す。新チャネルセパレーションの技術

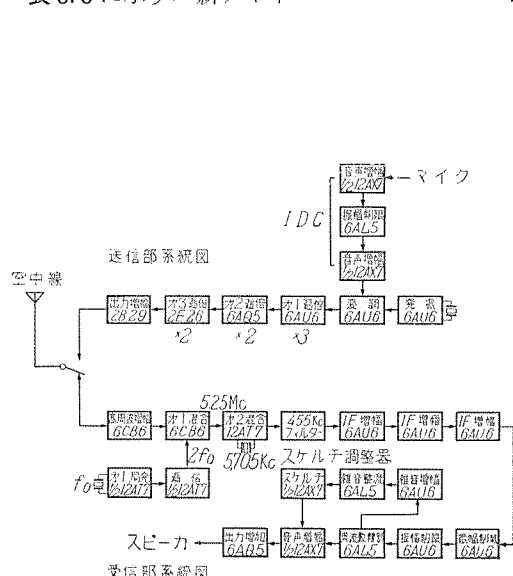


図 8.9 FS-3C, FM-3C ブロックダイアグラム
Fig. 8.9 FS-3C, FM-3C block diagram.

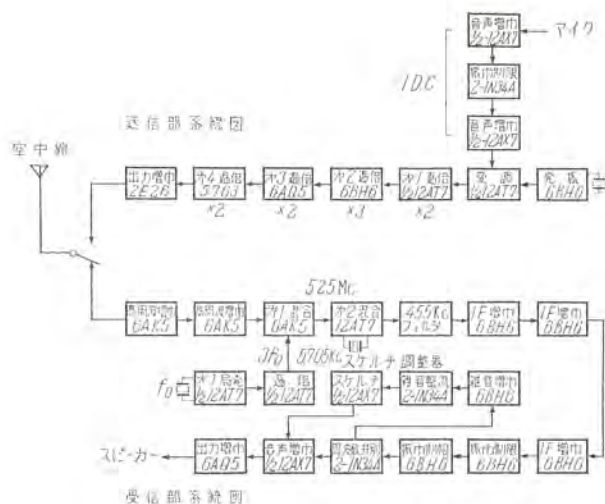


図 8.10 FS-5A, FM-5A ブロックダイアグラム
Fig. 8.10 FS-5A, FM-5A block diagram.

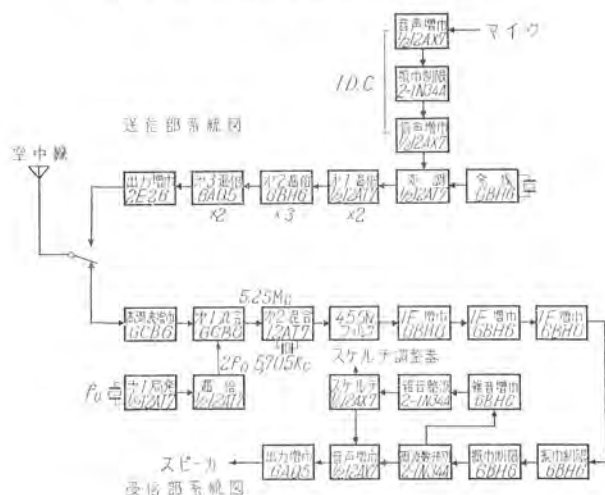


図 8.11 FS-5C, FM-5C ブロックダイアグラム
Fig. 8.11 FS-5C, FM-5C block diagram.

基準は表 1.1 のとおりである。

b. 個別仕様

表 8.4 に示す。

8.4 移動局 (可搬局)

(1) 構造・機能

一箱体内に送信部・受信部および電源部を収容し防振台を介して自動車などの移動体に取付ける。

内部点検を行う際は、前部掛金を外し、把手を前に引けば天井ふたが外れ、点検調整が容易に行える構造となっている。各盤間の接続接栓および調整部分はすべて上面に装備されている。

図 8.12 は FM-3A21D1 形の内部上面を示す。送信部および受信部シャーシは FS-3 形と同一のものを使用している。中央電源部の手前に見えるのは、調整用スイッチで、送受信部各回路電流および送受信高圧を切替えて FM テスタにより読むことができる。

図 8.13 は FM-5A31D1 形の内部上面を示す。送信部および受信部シャーシは FS-5 形と同一のものを使用している。中央電源部のコンバータは三巻線を使用し、送

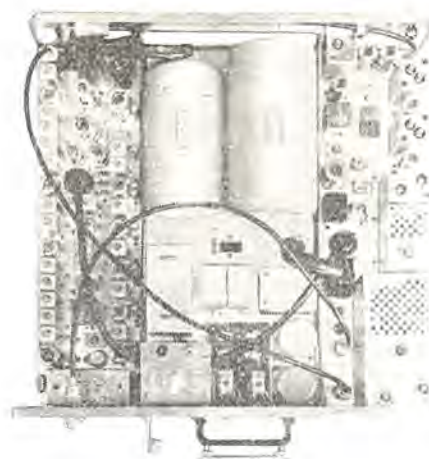


図 8.12 FM-3A21D1 形
Fig. 12 Type FM-3A21D1.



図 8.13 FM-5A31D1 形
Fig. 8.13 Type FM-5A31D1.

信および受信高圧を能率よく発生するとともに装置全体の強制空冷を行って、装置の小形化に役立っている。電源部の手前に見えるのは調整用スイッチである。外形写真は 4 ページ「最近の電子機器」に掲載されている。

図 8.14 は FM-6C41D1 形の内部上面を示す。とくに電力消費を軽減するため、電源にはバイブレータおよびセレン整流器を使用している。この装置を自動車に取付ける場合は、本体前面に直接制御器を取付けて、ダッシュボード下面に取付けることができるほか本体と制御器を分離して、その間をケーブルで接続して取付けることもできる。4 ページ「最近の電子機器」に制御器を直接取付けた場合の外形写真を示す。

(2) 使用法

この装置の電源としては直流 6V・12V、または 24V の蓄電池を使用し、制御器と組合わせて使用する。図 8.15 にその使用例とその使用法に添ずる無線機形名を示す。

なお保守点検の際または交流電源を得られる場合に常駐して使用する場合には、外付交流電源を使用して装置を AC 100V で働かせることができる。図 8.16 にその

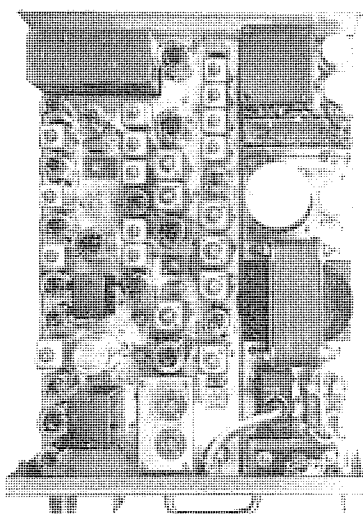


図 8.14 FM-6C41D 形
Fig. 8.14 Type FM-6C41D1

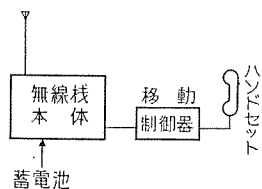


図 8.15 直流専用で使用する場合
Fig. 8.15 Case of using on d-c only.

図 8.15 付表

無線機形名	出力 (W)	電源電圧 (V)	備 考
FM-3 ^A _C 21D1	25	DC 6	
FM-3 ^A _C 31D1	10	" "	
FM-3 ^A _C 21D2	25	" 12	
FM-3 ^A _C 31D2	10	" "	
FM-3 ^A _C 21D3	25	" 24	
FM-3 ^A _C 31D3	10	" "	
FM-5 ^A _C 31D1	10	" 6	
FM-5 ^A _C 41D1	5	" "	
FM-5 ^A _C 31D2	10	" 12	
FM-5 ^A _C 41D2	5	" "	
FM-5 ^A _C 31D3	10	" 24	
F-M5 ^A _C 41D3	5	" "	
FM-6 ^A _C 41D1	5	" 6	
FM-6 ^A _C 41D2	5	" 12	
FM-6 ^A _C 41D3	5	" 24	

使用例とその使用法に応ずる無線機形名を示す。

とくに可搬形式として交流電源専用で使用する無線機の使用例と無線機形名を図 8.17 に示す。

(3) 定格仕様

a. 共通規格

表 8.3 に同じ。

b. 個別仕様

表 8.5 に示す。

9. 将来の問題

超短波無線通信は、その幾多の利点により、利用面は

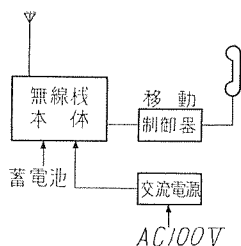


図 8.16 交直両用で使用する場合
Fig. 8.16 Case of using on both a-c and d-c.

図 8.16 付表

無線機形名	出力 (W)	電源電圧 (V)	備 考
FM-3 ^A _C 21D1A	25	DC 6, AC 100	(注)
FM-3 ^A _C 31D1A	10	" " "	
FM-3 ^A _C 21D2A	25	" 12 "	
FM-3 ^A _C 31D2A	10	" " "	
FM-3 ^A _C 21D3A	25	" 24 "	
FM-3 ^A _C 31D3A	10	" " "	
FM-5 ^A _C 31D1A	10	" 6 "	
FM-5 ^A _C 41D1A	5	" " "	
FM-5 ^A _C 31D2A	10	" 12 "	
FM-5 ^A _C 41D2A	5	" " "	
FM-5 ^A _C 31D3A	10	" 24 "	
FM-5 ^A _C 41D3A	5	" " "	

(注) 交流電源を使用する場合は、制御器としてこのほかに固定制御器、交換制御器等の使用も可能である。

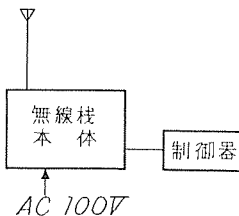


図 8.17 交流専用で使用する場合 (可搬局)

Fig. 8.17 Case of using on a-c only (mobile station).

図 8.17 付表

無線機形名	出力 (W)	電源電圧 (V)	備 考
FM-3 ^A _C 21A	25	AC 100	(注)
FM-3 ^A _C 31A	10	"	

(注) 制御器としては移動制御器、固定制御器、交換制御器等を使用する。

表 8.5

仕 様	FM-3 形		FM-5 形		FM-6 形	
	150 Mc	60 Mc	150 Mc	60 Mc	150 Mc	60 Mc
送 信 出 力	25, 10W	左と同じ	10, 5 W	左と同じ	5 W	左と同じ
電力消費 受信時	DC 6.3 V	約 18 A	約 18 A	約 15 A	約 15 A	約 11 A
	DC 12.6 V	約 10 A	約 10 A	約 8 A	約 8 A	約 6 A
	DC 25.2 V	約 6 A	約 6 A	約 4 A	約 4 A	約 3 A
送信時 (25 W)	DC 6.3 V	約 43 A	約 42 A	—	—	—
	DC 12.6 V	約 23 A	約 22 A	—	—	—
	DC 25.2 V	約 12 A	約 11 A	—	—	—
" (10 W)	DC 6.3 V	約 40 A	約 39 A	約 24 A	約 18 A	—
	DC 12.6 V	約 20 A	約 20 A	約 12 A	約 9 A	—
	DC 25.2 V	約 10 A	約 10 A	約 6 A	約 5 A	—
" (5 W)	DC 6.3 V	—	—	約 21 A	約 17 A	約 11 A
	DC 12.6 V	—	—	約 11 A	約 9 A	約 6 A
	DC 25.2 V	—	—	約 6 A	約 5 A	約 3 A
寸 法 奥 高	467 mm	左と同じ	291 mm	左と同じ	265 mm	左と同じ
	449 mm		400 mm		360 mm	
	208 mm		161 mm		155 mm	
重 量 (kg)	約 30	左と同じ	約 20	左と同じ	約 15	左と同じ

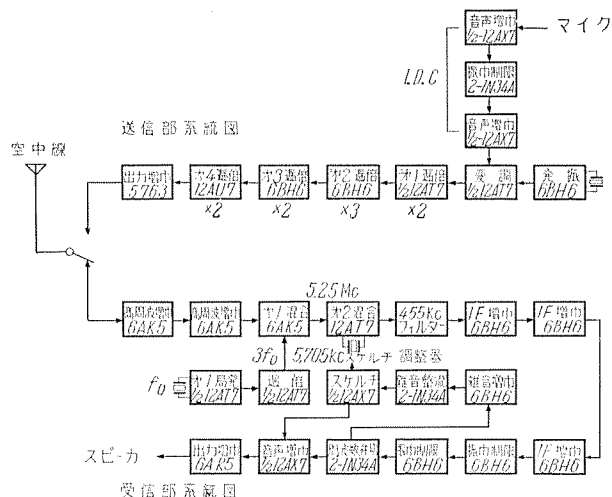


図 8.18 FM-6A ブロックダイアグラム

Fig. 8.18 FM-6A block diagram.

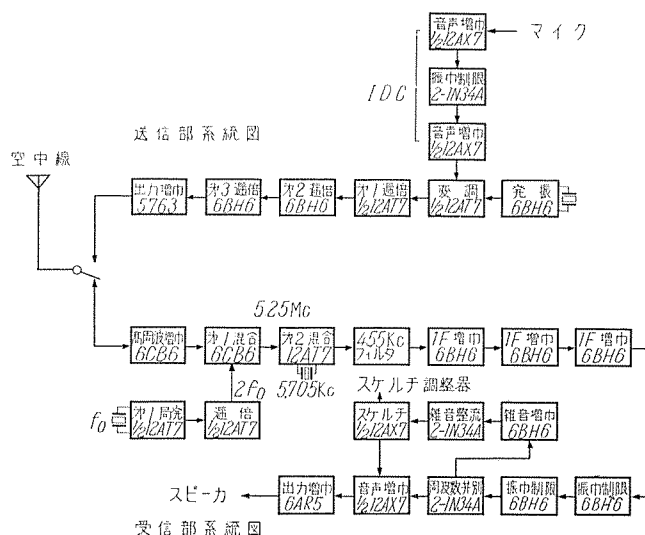


図 8.19 FM-6C ブロックダイアグラム

Fig. 8.19 Type FM-6C block diagram.

ますます拡大しつつあるが、これらの需要にこたえるために今後の問題としては、大別して

- (1) 機器をさらに改良すること。
- (2) 新しい方式を実用化すること。
- (3) 新しい周波数帯域を実用化すること。

などの点が考えられる。

いずれも激増する需要に対して比較的小さい周波数帯をいかに有効に活用するかに関係ではあり得ないのは当然のことといえる。

9.1 機器の改良

将来の問題として無線機自体としては、当然トランジスタ化に進むべきであり、とくに移動用無線機としては自動車に既設されている電池や発電機の交換を必要としない電力消費のきわめて小さいものが望ましく、これは主としてラジオ・テレビ用トランジスタの量産によるコスト減と信頼性の増大により、実現の可能性はきわめて大なるものがある。しかし現状では VHF 帯に使用しうるトランジスタ（とくに電力用）が低廉価で製作される

までには、まだかなりの時期を要すると思われるので、一挙に全トランジスタ化を狙うよりも、前記の主旨に添った形で第一段階としてまず中間的な混合形式とし、ついで、第二・第三の段階として全トランジスタセットを実用化するのが妥当と考えられる。

また数少ない利用可能周波数を活用する意味においても、一通信系で大電力の無線機により極度に広範囲の運用を図ることは、いたずらに混信妨害の可能性を増すばかりである。そのためには運用面から可能なかぎり小電力、小地域主義とし、全般的に利用度を増加することに協力するとともに、同時に小電力小形標準無線機の量産により、低価格・低電力消費の無線機を数多く利用することがもっとも賢明な方法であると信ずる。

携帯用 VHF/FM 無線機においても、かなりの数量を使用する場合、電池の保守費は相当な額にのぼるものであり、これがたとえ中間的な混用形式にせよ、トランジスタ化されることによりその保守費が 1/3~1/5 となるだけでもその評価はきわめて大きいものといえる。なお筆者の知るかぎりでは、外国以外、まだこの種の商品は発売されていないが、固定機・移動機と同様、新チャンネルセパレーションの技術基準に準拠した性能が望ましいのはいまさら論ずるまでもないことであろう。

上に述べた主旨により当社でもこれらの開発に着手しかなりの進捗を示しているものもあるが、また稿を改めて紹介することとしたい。

その他前項に述べた各種形式の無線機の諸特性を少しずつでも向上させるための努力は今後も継続しなければならないのは当然であるが、機器の改良についていま一つの大きな問題として既設無線機の対策がある。

新チャンネル・セパレーションにより理論的には従来の 2 倍の周波数を利用しうるとはいうものの、既設旧規格無線機をなんらかの形で新技術基準に適合する性能としないかぎり、理論どおりには行かない。これらの対策に関しては種々の問題があると考えられるが、いずれにしても公共の福祉のため、共有の財産ともいふべき電波を公平に利用するという見地から適切な時期に妥当な結論が生まれてくるものと信ずる。

9.2 新方式の実用化

同一周波数を共用して、数系統の通信網が形成されれば、周波数の活用上きわめて意義あることといわなければならない。このような考えから、選択呼出装置が超短波移動無線にかなりの規模で実用されんとする機運が高まってきている。選択呼出装置自体はさして新しいものでなく、比較的古くから研究されており簡単なもので当社はもちろん、各地でも局地的に利用されてきたものである。この方式を移動無線機に採用した場合、いわゆるスピーカ待受と違って、他の通信がつねに聴取されるわずらわしさを防ぐとともに、通信系内の指令所からの呼出しが短時間にかつ簡単に行われるという利点があるが、一方多数の局を運用するときにはかなり合理的な運用方法が

定められ、かつ各局がそれを遵守することが必要であり、それを強制的に押えるような回路構成とすれば無線通信の利点がある程度そこなわれることとなり、利用価値を減少させる危険が伴ってくる。

新しいものとしては米国モートローラ社で、同一通信系内である程度離れた地点間で、同時に二系統の呼出し応答通話を行いうるきわめて小形の装置が完成されている。

今後の問題というより、当面の問題として周波数幅を緩和するための措置として、郵政省陸上課ではタクシその他の業務用に当てられる周波数に、この種の選択呼出し装置の使用を推奨されることとなったので、当社もこの目的に合致したしかもできるだけ確実・安価な装置の実現に努力をつづけている。

また新しい方式としては、最近 VHF 帯の SSB 方式が周波数安定度の向上と相まって、かなりの期待をかけられてきているのは注目すべきことであろう。

9.3 新しい周波数帯域の実用化

わが国の実情では VHF 帯はきわめて幅そうしており、その上はマイクロウェーブの利用が活発であり、その中間周波数帯はまだそれほど利用されていない現状である。

外国の文献⁽⁶⁾⁽⁷⁾によれば、都市の移動無線用として 150 Mc 帯と 450 Mc 帯を比較した結果では、450 Mc 帯のほうが都市に適しており、郊外では逆に 150 Mc 帯がすぐれていると結論がでていいる。なお他の例では、すでに 150 Mc から 450 Mc に切替えたものも記載されており、さらに 900 Mc, 3,700 Mc の比較⁽¹⁰⁾も行われている。

わが国においても 450 Mc 帯の移動無線機の実用化が近い将来の問題として残されているが、都市の移動無線としては、やはり狭帯域、小電力、低価格のものでなければならぬと考えるので、当社としてもこの線にそって適切な時期に商品化すべく検討を進めている。

10. む す び

以上狭帯域 VHF/FM 無線機に関連する種々の問題に

あわせて新しく開発した新規格無線機の概要、ならびに将来の問題とこれに対する方針の一端を紹介したが、今後一層の努力を誓うとともにここに改めて、種々指導ならびにご協力いただいた関係各位に対し厚く謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) C. R. Kraus, W. G. Chaney and A. T. Steelman: "Radio Transmission of Narrow Band Mobile Radio Systems at 40 Mc." A.I.E.E. Transactions Paper, No. 54-240, 1954. (本文献の抄訳は電学誌, Vol. 75, No. 801, p. 124, 昭和 30 年 6 月参照).
- (2) J. R. Humphreys: "Mobile Radio Development, V.H.F. Operation with Reduced Channel Spacing." Wireless World, Vol. 62, No. 10, p. 481~485, Oct. 1956.
- (3) 染谷勲, 森永隆広: "最近における移動無線通信方式" 通信技術展望, 電通誌 Vol. 39, No. 3, p. 236~240, 昭和 31 年 3 月.
- (4) 機器課: "「二信号による受信機選択度の標準測定法」の解説" 電波研究所季報, Vol. 2, No. 9, p. 203~216, Oct. 1956.
- (5) 古橋好夫, 石上彦一: "実効選択度の研究" 国際通信の研究, No. 9, p. 1~18 Dec. 1955.
- (6) Henry Magnuski: "Adjacent-Channel Rejection Receiver" Electronics, Vol. 24, No. 1, p. 100~104, Jan. 1951.
- (7) 染谷勲: "改訂 超短波移動無線" コロナ社, 昭和 31 年 11 月, 改訂 6 版.
- (8) N.E. Wunderlich: "450 Mc Mobile Radio Service" FM-TV, Nov. 1951.
- (9) A. J. Aikens: "A Test of 450 Mc Urban Area Transmission to a Mobile Receiver" I.R.E. Vol. 38, No. 11, p. 1317~1319, Nov. 1950.
- (10) W. Rae Yonng, Jr.: "Comparison of Mobile Radio Transmission at 150, 450, 900 and 3,700 Mc" B.S.T. J. Vol. 31, No. 6, p. 1,068~1,085 Nov. 1952.

航空機用テールキャップアンテナ

研 究 所 喜連川 隆*・武市 吉博*

無線機製作所 黒田 忠光**

A Tail-Cap Antenna for Aircraft

Engineering Laboratory

Takashi KITSUREGAWA・Yoshihiro TAKEICHI

Electronics Works

Tadamitsu KURODA

With the enormous speedup of aircraft, the demands of the reduction of drag and the adaptation for environment conditions have become so exacting that the aircraft antenna is indispensably made mounted flush with the surface of the aeroplane body which is aerodynamically streamlined. Under the circumstances a VHF-UHF tail-cap antenna has been, for the first time in this country, developed by Mitsubishi so as to be equipped to a home-built jet plane, with successful results of the input voltage standing wave ratio being below 1.6 and the change of gain for vertically polarized wave in a horizontal plane being within ± 5 db under the operation frequency range of 225~400 Mc.

1. ま え が き

一般に航空機用アンテナは良好な電気的特性を有する電波輻射体であるとともに、飛行中遭遇する種々の外周条件の下において受ける風圧、振動、衝撃などに十分耐えうる機械的強度をもち、小形軽量にして飛行に及ぼす抗力ができるだけ小さいことが必要であって、電気的要求のみならず、機械的および空気力学的要求もまた非常にきびしいのが特徴である。

航空機の高速化に伴いこの要求はますますきびしくなり、アンテナを機体外部に取り付ける従来の方式ではその抗力が大きく、かつ機械的に故障を生じやすいため、機体の空気力学的形状を変えないアンテナの取付、すなわちアンテナ、あるいは機体そのものをアンテナとして働かせるための励振装置を機体面内に埋め込む、いわゆる flush mounting が必要になる。

今回富士重工工業株式会社において試作された国産初のジェット機にこの flush mounting を行う通信用 VHF~UHF 帯垂直偏波無指向性アンテナとして、テールキャップアンテナ (tail-cap antenna) が装備されることになり、同社から委託されてその試作研究を行い、良好な結果を得てわが国最初の実用化に成功した。

以下にこのアンテナ方式およびその諸問題、試作研究結果、納入製品の試験成績などにつき、電気的特性を主として述べる。

2. 原理および設計上の諸問題

航空機用アンテナにおける問題点は、航空機の形状および構造によって定まる複雑な電磁氣的周辺条件および機械的、空気力学的制限内で、航空機の通信あるいは航行方式の要求を十分に満たす性能を有しなければならない

いことにあり、とくに高速航空機においては前述のように flush mounting を行って、アンテナを無抗力にする必要が生じる。

この無抗力のアンテナを得るため、航空機の主翼、胴体、あるいは尾翼をアンテナとして励振する方法については、すでに諸外国において種々の研究が行われている^{(1)~(10)}が、これらの方法のうち、垂直尾翼を利用する方式の一つがテールキャップアンテナであって、これはたとえば図 2.1 に示すように、垂直尾翼先端を機械的強度の大きい誘電体によって機体の他の部分から絶縁し、この絶縁間隙に給電することにより、機体そのものをアンテナとして励振するものであり、その形状からテールキャップアンテナと称されている。尾翼先端部の励振素子は電気的および機械的要求にしたがって種々のものが考案されている。⁽⁵⁾⁽⁷⁾⁽⁹⁾

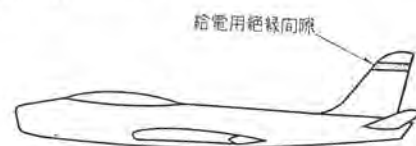


図 2.1 垂直安定板先端絶縁による機体の励振

Fig. 2.1 Excitation of airframe with the isolated tip of vertical stabilizer.

VHF~UHF 帯において垂直尾翼をこのようにして励振する場合、形状的に見てこのアンテナは垂直尾翼を主要輻射体とし、水平尾翼、胴体などを非対称グラウンドプレーン (ground plane) とするスリーブスタブアンテナ (sleeve stub antenna) と考えることができるが、実験の結果は電気的にも同様の特性をもつことを示している。最適形状に設計したスリーブスタブアンテナがきわめて良好な広帯域特性を有する⁽¹¹⁾のはすでによく知られていることである。

* 電気第二研究室 ** 機器製造部

VHF～UHF 帯においては、垂直尾翼の高さはたいいていの場合共振長程度になり、かつアンテナ素子としての等価的な直径が大きいから、テールキャップアンテナはアンテナ素子と整合回路とを適当に設計するならば、きわめて広い周波数範囲にわたって給電線によく整合を保たせることが可能である。

この周波数帯域においてむしろ問題になるのは、このアンテナにより無指向性を得ることである。テールキャップアンテナのような通信用アンテナは、航空機の飛行中つねに通信可能なように、とくに水平面内の全方位および水平面の上下のある一定角度範囲(通常約 $\pm 30^\circ$)にわたって有効に働くことが必要であるが、電波の波長が普通機体の寸法に比べてかなり小さいため、他のアンテナの場合と同様に、輻射指向特性は機体によっていちじるしい影響を受け、数多くの尖鋭なローブと機体の影とを生じる。とくにこのアンテナにおいては、重要な機首方向に強い干渉ローブの領域が広がることが多いが、このような特性をできるだけ改善するために、テールキャップおよびその付近の構造の設計に工夫⁽⁷⁾を必要とする。

3. 試作研究

今回試作研究を行ったテールキャップアンテナは、垂直尾翼の上端を、このアンテナの使用周波数帯域 225～400 Mc においてほぼ 4 分の 1 波長から 2 分の 1 波長程度、垂直尾翼全長の約 6 分の 1 程度、になる長さだけ切り取り、ここに機体設計どおりの外面形状をもつ金属製テールキャップを取り付けたもので、機体他部分との絶縁間隙部およびテールキャップ後方は機械的強度の大きい合成樹脂によって空気力学的形状を保ってある。給電線は特性インピーダンス約 $50\ \Omega$ の同軸ケーブルであって、その内部導体は整合部を介してテールキャップに、外部導体は垂直安定板金属部上端にそれぞれ接続してある。この外観を図 3.1 に示す。

航空機用アンテナ、ことに flush mounting を行うアンテナは航空機の機体設計と並行して設計を進めなければならないものであり、かつ他の多くの flush mounting を行うアンテナと同様に、

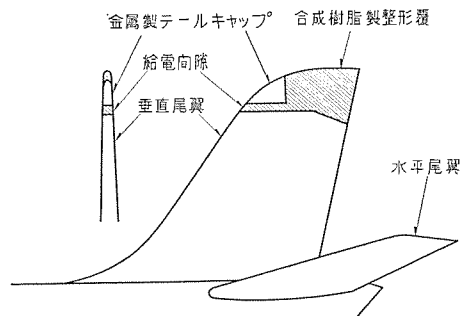


図 3.1 テールキャップアンテナ外観

Fig. 3.1 Outside view of the tail-cap antenna.

このアンテナもその設計には実験的検討を必要とするので、模型により諸種の電気的特性を測定し、インピーダンス整合をとり、輻射指向特性の検討を行った。

3.1 インピーダンス特性

模型によって、このアンテナのインピーダンス特性を測定するだけでなく、実際の回路部品を用いて最終的な整合をとるために、構造上の理由から実物大模型を必要とした。

そこでまず機体後部の 20 分の 1 近似模型を製作し、これによってアンテナの入力インピーダンスに及ぼす諸因子の影響を調べ、つぎにこの予備実験結果に基づき、アンテナを実機に装備したときと電気的に實際上まったく同じ状態の入力インピーダンスを測定し得るように、図 3.2 に示すような実物大模型を製作した。

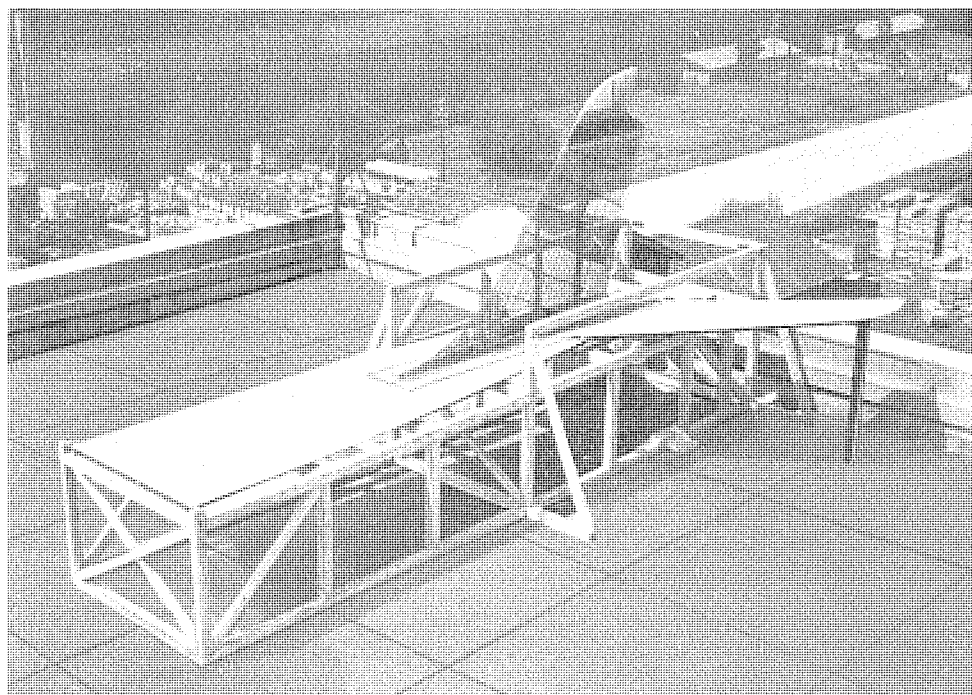


図 3.2 インピーダンス特性測定用テールキャップアンテナ装備
ジェット機後部擬似実物大模型

Fig. 3.2 Full-scale mock-up of the jet airplane tail with the tail-cap antenna for impedance measurement.

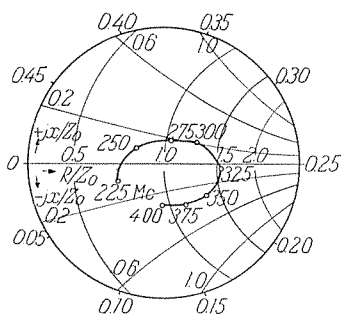


図 3.3 アンテナの入力インピーダンス

Fig. 3.3 Input impedance of the antenna.

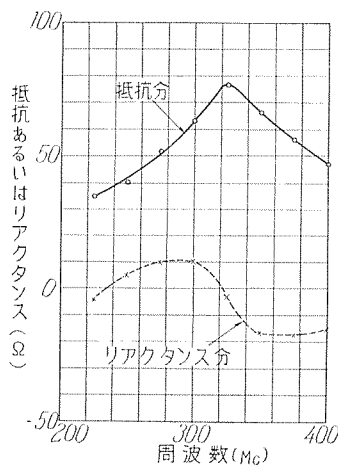


図 3.4 アンテナインピーダンスの抵抗分およびリアクタンス分の周波数特性

Fig. 3.4 Resistance and reactance components of antenna impedance vs frequency.

擬似してある。なお水平尾翼擬似板は実機正面図どおりの上反角をつけ、胴体は予備実験結果に基づき、後端より測って約 5.5 m のところで打ち切っている。これらのアルミニウム板と垂直尾翼整形黄銅網とは電氣的に良好な接触を保つように十分考慮を払ってある。

この模型の垂直尾翼上端に試作テールキャップを装備し、絶縁間隙部およびテールキャップ後方部にじょうぶな合成樹脂製整形覆を取り付けてある。

この模型を予備実験結果に基づき建物屋上約 1 m の高さに設置し、長さ 11 m の同軸ケーブル RG-8/U を用いて、このアンテナを下の実験室内の同軸形定在波測定器に接続した。

このようにしてアンテナの入力インピーダンスを測定し、テールキャップ基部にテーパー導体、直列蓄電器、および並列導線を取り付けて整合をとった結果を図 3.3~3.6 に示す。

図 3.3 はアンテナの入力端子から見た入力インピーダンスであって、同軸線路の特性インピーダンス 50 Ω で正規化してある。この値は測定値から測定用給電同軸ケーブルおよびその両端のコネクタの反射および損失を考

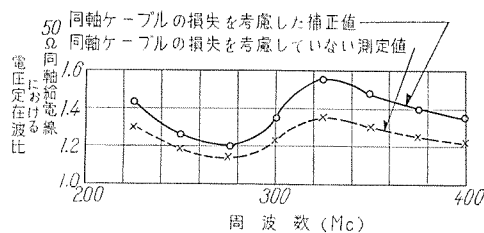


図 3.5 アンテナの入力電圧定在波比

Fig. 3.5 Input voltage standing wave ratio of the antenna.

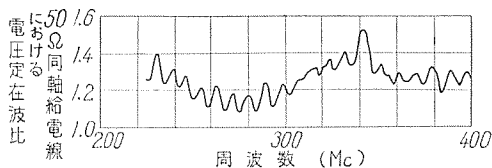


図 3.6 アンテナに接続した同軸ケーブル RG-8/U (長さ 11 m, 両端のコネクタは UG-21B/U) の入力端における電圧定在波比

Fig. 3.6 Voltage standing wave ratio at the input terminal of the coaxial cable RG-8/U 11 m long, with connectors UG-21B/U at both ends, connected to the antenna.

先端部を除いた垂直尾翼の模型は銅板および細目黄銅網を用いて、その外面形状寸法を実機設計図どおりに整形し、水平尾翼全体および胴体後部はアルミニウム板を用いて実機平面図どおりに製作し

波測定器側)における電圧定在波比を 2 Mc 間隔で測定したのが図 3.6 である。

以上の結果から明らかなように、インピーダンス整合の結果、225~400 Mc の周波数範囲にわたって、このアンテナの入力電圧定在波比を、その入力端子においても、またそれに接続した長さ 11 m の同軸ケーブル RG-8/U の入力端においても、ともに 1.6 以下にすることができた。

3.2 輻射指向特性

VHF~UHF 以上の周波数においては、アンテナの輻射指向特性は機体によっていちじるしい影響を受けるから、模型の大きさ、測定周波数などを考慮して、飛行機全体の 10 分の 1 縮尺模型を製作した。その主要部分の寸法誤差はほぼ 2% 以下である。なお測定周波数の電波の波長に比べて十分小さく、輻射指向特性にほとんど影響しない機体部分は省略した。この機体模型は木材で製作し、その表面は操縦室風房を除いてアルミニウム箔を用いて金属化してある。垂直尾翼上端にはテールキャップ部を模型化して取り付けてある。図 3.7 はこの縮尺模型の写真である。

航空機用アンテナの模型による測定法は種々考えられている⁽¹²⁾ が、今回はこの模型を受信用とし、建物間の空間を利用し十分の距離をとって送信用電磁ホーンを対向させ、大地および付近物体の反射による誤差と、入射直接波の振巾および位相誤差とを避けた。

この測定系により、元のアンテナの使用周波数帯域に相当する 2,250~4,000 Mc において、垂直水平両偏波に対する輻射指向特性を、飛行機の horizontal plane, fore-and-aft plane, および transverse plane の 3 面と、水平面方向 ± 30 度の角度方向とについて測定し、

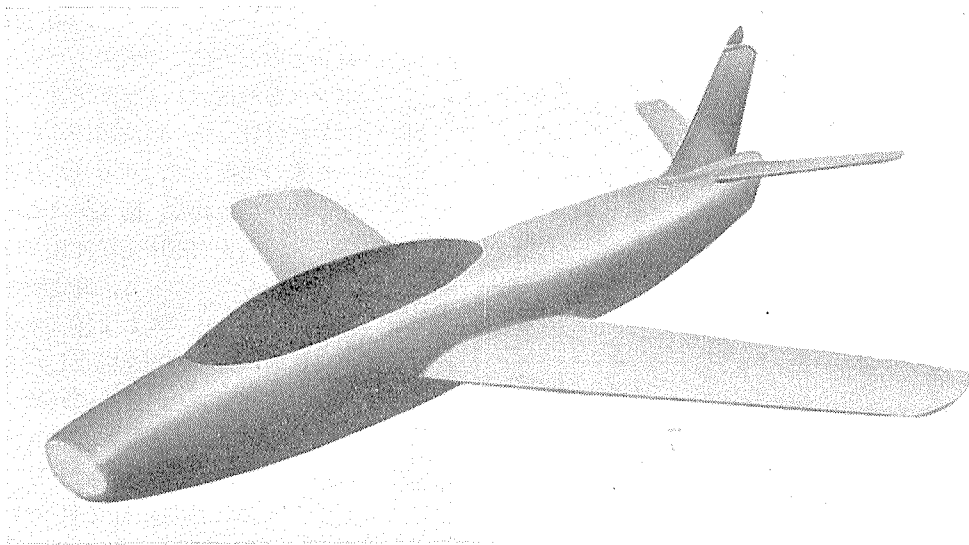


図 3.7 輻射指向特性測定用テールキャップアンテナ装備ジェット機 10 分の 1 縮尺模型

Fig. 3.7 One-tenth scale-model of the jet airplane with the tail-cap antenna for radiation pattern measurement.

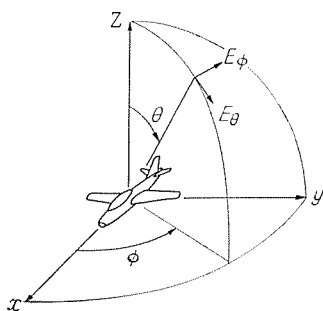


図 3.8 輻射指向特性表示のための座標系

Fig. 3.8 Co-ordinate system for designation of radiation patterns.

検討を行った。このアンテナは垂直偏波の通信を目的とするから、垂直偏波に対しては有効に働くが水平偏波の送受信はできるだけ小さいことが必要である。

ただし垂直偏波および水平偏波という用語は飛行機の真上あるいは真下方向において無意味になる。一般に航空機用アンテナの輻射指向特性を述べるには、図 3.8 のように θ を飛行機の真上から測り、 ϕ を機首から反時計方向に測る球面座標

系を使用するのが通例であるので、今回の測定もこの座標系を採り、 θ 方向の偏波を E_θ 、 ϕ 方向の偏波を E_ϕ で表わすことにした。

測定結果の一例を図 3.9 に示す。この図は各周波数において測定した 3 面の輻射指向特性中の最大利得を 0db として描いてある。

このアンテナの輻射指向特性には機体の影響がかなり大きく認められるが、垂直偏波に対する水平面内の利得の変化はほぼ ± 5 db 以下であり、とくに深い谷や急激な変化は存在しない。

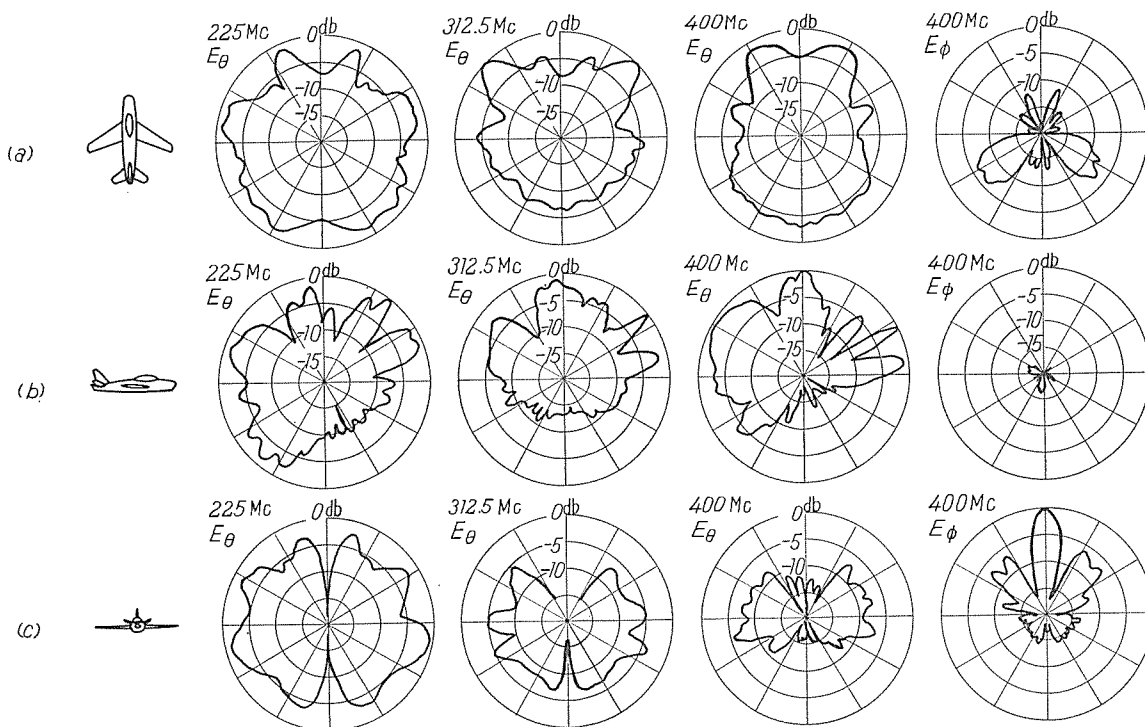


図 3.9 アンテナの輻射指向特性

Fig. 3.9 Radiation patterns of the antenna.

表 4.1 納入製品の電気的主要性能

	規 格	試 験 結 果
周 波 数	225~400 Mc	225~400 Mc
電圧定在波比	50 Ω 同軸給電線に対し 4 以下	50 Ω 同軸給電線に対し 1.5 以下
指 向 性	垂直偏波無指向性	垂直偏波に対する水平面内利得変化はほぼ ±5 db 以下
絶縁抵抗	500 V メガーにて 1 MΩ 以上	1000 MΩ
耐 電 圧	AC1,000 V 1 分間加え異常のないこと	良

4. 納入製品

試作研究結果に基づき別途納入した製品の試験成績について述べると、外周条件に対する性能試験として行った振動試験、温度試験、および湿度試験のいずれにおいても電気的および機械的に異常を生ぜず、電気的性能試験として行った絶縁抵抗、耐電圧、電圧定在波比などについての試験結果も良好であった。

電気的主要性能について、このアンテナの規格と納入製品の試験成績の一例とを比較して表 4.1 に示す。なおインピーダンス特性は試作研究に用いた機体後部擬似実物大模型に納入製品を取り付けて試験したものであり、輻射指向特性は便宜上 10 分の 1 縮尺模型実験の結果を記載してある。試験結果は規格を十分に満たしている。

5. む す び

以上わが国最初のジェット機用テールキャップアンテナの試作研究について述べ、あわせて実際の納入製品について報告したが、今回の研究により、テールキャップアンテナの諸特性を明らかにするとともに、225~400Mc の広帯域にわたり外国の同種アンテナと比較してまさるとも劣らない良好な結果を得、製品として実用化することができた。

この研究は富士重工業株式会社の委託によるものであ

って、ご指導、ご鞭撻を賜った同社関係各位に深く謝意を表する。

参 考 文 献

- (1) J. V. N. Granger: "Shunt-Excited Flat-plate Antennas with Application to Aircraft Structures," Proc. I. R. E., Vol. 38, No. 3, pp. 280~286; Mar., 1950.
- (2) Louis E. Raburn: "A Very-High-Frequency—Ultra-High-Frequency Tail-Cap Antenna," Proc. I. R. E., Vol. 39, No. 6, pp. 656~659; June, 1951.
- (3) J. V. N. Granger and T. Morita: "Radio-Frequency Current Distributions on Aircraft Structures," Proc. I. R. E., Vol. 39, No. 8, pp. 932~938; Aug., 1951.
- (4) R. H. J. Cary: "The Slot Aerial and Its Application to Aircraft," Proc. I. E. E., Vol. 99, Pt. III, No. 60, pp. 187~196; July, 1952.
- (5) R. H. J. Cary: "A Survey of External and Suppressed Aircraft Aerials for Use in the High-Frequency Band," Proc. I. E. E., Vol. 99, Pt. III, No. 60, pp. 197~210; July, 1952.
- (6) J. V. N. Granger: "Designing Flush Antennas for High-Speed Aircraft," Electronics, Vol. 27, No. 3, pp. 136~140; Mar., 1954.
- (7) J. V. N. Granger and J. T. Bolljahn: "Aircraft Antennas," Proc. I. R. E., Vol. 43, No. 5, pp. 533~550; May, 1955.
- (8) Irene Carswell: "Current Distribution on Wing-Cap and Tail-Cap Antennas," IRE Transactions, Vol. AP-3, No. 4, pp. 207~212; Oct., 1955.
- (9) O. C. Boileau: "An Evaluation of High Frequency Antennas for a Large Jet Airplane," IRE Transactions, Vol. ANE-3, No. 1, pp. 28~32; Mar., 1956.
- (10) Robert L. Tanner: "Shunt and Notch-Fed HF Aircraft Antennas," IRE Transactions, Vol. AP-6, No. 1, pp. 35~43; Jan., 1958.
- (11) Nils E. Lindenblad: "Television Transmitting Antenna for Empire State Building," RCA Review, Vol. III, No. 4, pp. 387~408; Apr., 1939.
- (12) G. Sinclair, E. C. Jordan, and E. W. Vaughan: "Measurement of Aircraft-Antenna Patterns Using Models," Proc. I. R. E., Vol. 35, No. 12, pp. 1451~1462; Dec., 1947.

最近における当社の社外寄稿一覧

原稿送付月日	掲 載 誌 名	題 名	執 筆 者	所 属
3 月 14 日	応用物理学会放射線シンポジウム	最近のファン・ドグラフ形加速器	今村 元	研究所
3 月 15 日	磁気増幅器シンポジウム	無接点継電方式	浜岡文夫	"
3 月 19 日	北海道炭鉱技術	坑内配電線路の電圧降下に関する諸問題	平野琢磨	福岡
3 月 19 日	E. T. J. of Japan	水銀中における抵抗形点弧子の特性	岡田武夫	研究所
3 月 31 日	広島通産局公益時報	半導体整流器の諸問題	加藤又彦	伊 丹
4 月 4 日	オーム	新しいケイ素鋼板の強電機器におよぼす影響	野口英男	研究所
4 月 5 日	Electronics	小形熱遅延リレー真空管	鷺尾信雄	"

航空電子機器用回転機

名古屋製作所 戸谷利雄*・小島敏男*

Rotating Machines for Aircraft Electronic Equipment

Nagoya Works Toshio TOYA・Toshio KOJIMA

With the amazing increase in the speed of the aircraft, the electronic equipment, used as a brain in the operation, has made a great advancement in every way so as to regard the automatic control inevitable. To meet the requirements the company produces versatile devices, and rotating machines are found among them. They are driving motors for aircraft electronic equipment and motor fans for cooling them. The former are used for the operation of change-over of the frequency band or tuning of the radio equipment through a push button control. The latter will cool the varied devices, which are made small, to reduce the space and weight on the plane.

1. ま え が き

最近の航空機は速度の増大とともに、その頭脳ともいうべき電子機器がますます多方面に用いられ、それらの操作にはパイロットに代るべき多くの自動操作機構を必要とするようになって来た。

現在、通信機、レーダならびに自動操縦装置、自動照準器およびこれらに付属する各種サーボ機構などが国産され、それらに多数の回転機ならびにその応用品が用いられている。

本項では最近、当社無線機製作所で製作した通信機に用いた回転機について述べる。

2. 通信機用電動機および送風機

通信機は航空機相互間および航空機の移動に伴い各地の地上交信所との間で種々の周波数で交信しなければならない。とくに戦闘機用のものはパイロットの手を極力省くためにもっとも自動化されている。

これらの周波数帯の変換、同調等は従来、パイロットの手によって操作調整されていたが、すべて押しボタン

と電動機により自動的に行われている。

また機体搭載上、極度の軽量化、小形化が要求され、必然的に内部通風あるいは外部よりの強制冷却が行われ、これらには一般に送風機が用いられる。

一例として当所において製作された搭載通信機および搭載レーダに使用された電動機および送風機をつぎに示す。

2.1 搭載通信機用駆動電動機

搭載通信機と同調駆動用、その他に使用するもので、1 台に 2 個使用する。(図 2.1 参照)
(仕様)

二極直流分巻電動機

定格電圧	27.5 V
定格トルク	432 g-cm (約 0.048 HP)
定格電流	3.2 A
定格速度	9,000 rpm
定格負荷率	6 sec 接, 9 sec 断の断続定格
重 量	0.38 kg

2.2 搭載通信機用内部送風機

内部の空気を攪拌し冷却するもので 1 台に 1 個使用

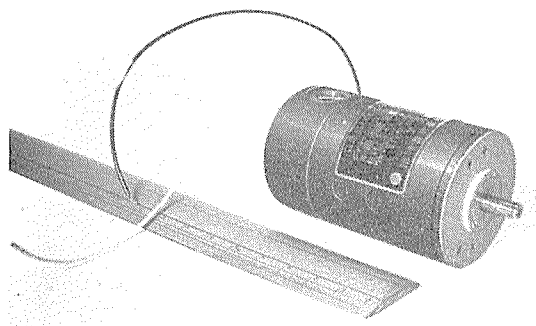


図 2.1 搭載通信機用駆動電動機 27.5 V 432 g-cm 9,000 rpm

Fig. 2.1 Aircraft communication equipment driving motor.

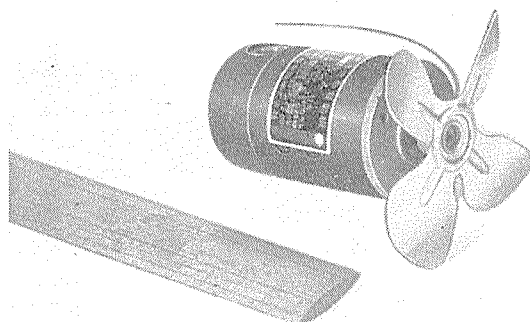


図 2.2 搭載通信機用内部送風機 27.5 V 5 m/sec 12,000 rpm

Fig. 2.2 Internal fan for aircraft communication equipment.

する。(図 2.2 参照)

(仕様)

二極直流直巻電動機 (プロペラファン付)

風 速	5 m/sec (50 cm 前方にて)
定格電圧	27.5 V
定格出力	1/50 HP
定格電流	1.1 A
定格速度	12,000 rpm
定格負荷率	連続
重 量	0.39 kg

2.3 搭載通信機用外部送風機

密封された箱体の外部を冷却するもので 1 台に 1 個使用する。(図 2.3 参照)

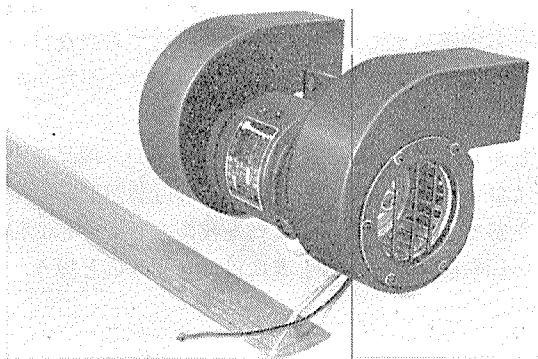


図 2.3 搭載通信機用外部送風機 27.5 V 4 m³/min 10,000 rpm

Fig. 2.3 External fan for aircraft communication equipment.

(仕様)

二極直流分巻電動機 (シロッコファン付)

風 量	4 m ³ /min (両側) (60 cm 長さのダクトを用いて)
定格電圧	27.5 V
定格出力	1/10 HP
定格電流	4.6 A
定格速度	10,000 rpm
定格負荷率	連続
重 量	1.1 kg

2.4 搭載レーダ用外部送風機

2.3 項と同様箱体の外部冷却に使用され 1 台に 1 個使用する。

(仕様)

二極直流直巻電動機 (シロッコファン付)

風 量	3 m ³ /min (両側) (50 cm 長さのダクトを用いて)
定格電圧	27.5 V
定格出力	1/50 HP
定格電流	1.1 A
定格速度	4,500 rpm
定格負荷率	連続
重 量	1.6 kg

これらの電動機および送風機は米軍規格 (MIL-M-

航空電子機器用回転機・戸谷・小島

8609)「航空機用直流電動機についての一般規格」によって設計製作された機上用の直流電動機の一つであり、通信機等の内部にはいるからといってもとくに差別はない。以下、主要部品について概略を述べる。

電動機図 2.1 に示すように電動機は全閉構造で軽合金製のブラケットと鋼製のフレームとをネジで止め、内部に積層鉄心、整流子および巻線を内蔵し、外部はすべて防錆耐菌処理を施してある。

鉄心は良質のけい素鋼板製で特殊の熱処理を施している。

整流子はとくに精密な加工を施し、整流子片材料は銀あるいはジルコニウム入り銅合金を使用し、高温における機械強度の低下を防いでいる。

ブラシは高々度で使用した場合、大気湿度の異常低下による黒鉛の潤滑性の欠除と、酸素の不足による酸化銅被膜の欠除のために摩耗がはなはだしく増大するのを防ぐために特殊な化学処理を施したいわゆる航空機用ブラシを用いている。これには Westinghouse 社その他の特許がある。またブラシの温度上昇が高いのでバネ材料も熱による変化の少ないものを使用している。

軸受はこの種の高速回転数で空隙の小さいものではなくに高精度を必要とし、とくに小形で密封形のものが多くいためにむずかしく、開発に長期間を要した。軸受潤滑用グリースは周囲温度が -55~71°C という広い範囲で使用されるので MIL 規格に合格する耐熱耐寒用のものを用いている。

送風機は図 2.2、図 2.3 に示すように内部送風機と外部送風機の 2 種類があり、前者はプロペラファン、後者はシロッコファンである。(シロッコファンの全部の羽根は 1 枚の板から抜き曲げたものを用いている) いずれも耐食性軽合金を使用し、電動機と同様、耐湿耐菌処理を施している。高速回転であるためとくに精密にバランスをとっている。

3. 試 験

試験には認定試験と受入試験があり、前者は防衛庁の立会の下に製品の形式全般について数台を用いて、20 数項目、約 1 ヶ月半にわたる試験が行われる。試験項目は電動機のみの場合は外観、負荷、絶縁耐力、熱保護、加熱、速度および整流、効率、過速度、極限温度動作、起動、整流子およびブラシの特性、耐菌、脈動電圧、無線障害、加速度、運転位置、耐湿、防爆、衝撃、振動、塩水噴霧、耐油、寿命、砂塵等々であり、中でも苛酷と思われる試験は 71°C から 20~38°C の間、温度を上下しながら相対湿度を 95%±5% に保った室温中に電動機を入れて 240 時間繰返す耐湿試験と、規定の 5 種類の菌を混合して電動機に塗り、30°C±2°C、相対湿度 95%±5% の室内に 28 日間放置する耐菌試験である。さらにこの電動機の用途から見て重要と思われる無線障害試験を説明する。

MIL-M-8609 によれば無線障害試験としては、伝導性無線障害試験と輻射性無線障害試験とがあり、さらに前者は汙波器なしの場合と汙波器付の場合とに分けられている。汙波器なしの場合の無線障害は 0.15~20 Mc の範囲で 5,000 μ V をこえてはならない。また汙波器付の場合および輻射性の場合には米軍規格 (MIL-I-6181 B) 「航空機用電機ならびに電子装置に対する障害の制限および試験」に曲線で規定されている範囲をこえてはならない。搭載通信機用回転機の場合は汙波器を備えており、MIL-I-6181 B の適用を受けることになる。この場合の試験の詳細はつぎのとおりである。

伝導性無線障害試験 (汙波器付の場合) の測定は努めて使用状態に近い状態に取り付けられ、測定範囲は 0.15~20 Mc で、測定器は Ferris Model 32 A, 32 B あるいは無線試験器 AN/rpm-1, またはこれと同等以上の性能を有するものであること。

輻射性無線障害試験の測定範囲は 0.15~20 Mc および 30~150 Mc で測定器は 0.15~20 Mc の範囲では伝導性の場合と同一のもの、30~150 Mc の範囲では Measurement Corp. Model 58 またはこれと同等以上の性能を有するものであること。なお伝導性、輻射性いずれの場合にも測定回路が決められており、それに使用

する線路安定回路網、整合コネクタ等も規定のものを使用することになっている。

送風機の試験の場合は上記 20 数種類の試験のほか風量試験あるいは風速試験が加えられることになる。

4. む す び

通信機に始まるいわゆる電子機器の国産化は活発になされており、これらの付属回転機は単なる一部品に過ぎないが、広範囲の米軍規格の要求に合致するものでなければならない。したがって小形、高性能の製品を得るために使用材料および部品も特殊なものを使用しているが、これらの入手は使用量も少なくなかなか困難であった。

言を換えれば円滑な国産化を計るには大小の素材、部品から完成品まで強力な国産計画を立てられなければならない。単に完成品メーカーのみの力ではなかなか達成できるものではない。

しかしながら上記のような幾多の材料、部品の入手難およびその他の困難を克服して、最近認定試験にも合格したがこのために努力して得た技術を基礎として将来新しい回転機を開発するときに役立たせたいと思う。

最近における当社の社外講演

講演月日	主催または開催地	演 題	講演者	所 属
2 月 26 日	関西能率技師協会	作業標準化と改善のための分析手法	久保博司	伊 丹
2 " 27 "	生産性本部	IE 国内視察団の報告	高田真蔵	本 社
2 " 28 "	関西能率技師協会	プラントレイアウトおよびマテリアルハンドリング	久保博司	伊 丹
2 " 28 "	電気三学会、関西鉄道協会	最近の電车用電動機および制御装置	松田新市	"
3 " 26, 27 "	岐阜県土地改良局	1. 電気的基础理論 2. 電気機械	加藤重忠、関野博	名古屋
3 " 30 "	日本物理学会	酸化ニッケルの電導性 I, II	兼松和男	大 船
4 " 2 "	絶縁材料講演会	絶縁塗料の種類と性質	石黒克己	研究所
4 " 2, 5 "	現業電気技術者講習会	遮断器ならびに電力ヒューズ	永田秀次、岩崎行夫	伊 丹
4 " 3 "	日本化学会第 11 年会	硫酸塩蛍光物質に関する研究 (第 8 報)	井手平三郎	大 船
4 " 4 "	日本化学会第 11 年会	スチレニールトリクロロシランの合成	馬波 久	研究所
4 " 3, 17, 24 "	電源開発株式会社	電子計算機 (デジタルコンピュータ) について (1), (2), (3), (4)	迎 久雄	本 社
5 " 8 "		わが国のフェライトの研究および工業について	河合 登	大 船
5 " 2 "	粉末冶金技術協会			

広帯域無指向性誘電体アンテナ

研 究 所 喜連川隆*・信岡正祐*・有田不二男*・武市吉博*

Broad-band Omni-directional Dielectric Antenna

Engineering Laboratory

Takashi KITSUREGAWA・Shosuke NOBUOKA

Fujio ARITA・Yoshihiro TAKEICHI

A broad band dielectric antenna having the omni-directional pattern in the horizontal plane and to some extent an arbitrary directivity in the vertical plane well over a frequency range of 2-to-1 has been developed. It consists of a circular waveguide fed with circularly polarized waves with a dielectric cap mounted on its opening facing upward. As a result of experiments two types have been determined for practical application having frequency ranges of 2.5-to-5 GC and 5-to-10 GC respectively. Their small size and sturdy construction are worthy of mention as well as their satisfaction in the directivity and impedance characteristics.

1. ま え が き

円偏波給電方式の広帯域無指向性アンテナとして、誘電体アンテナを製作した。

このアンテナは、円偏波給電円形導波管の開口部に、パターンを広げるための、導波管軸を中心とする回転対称形の誘電体帽を装着し、これを導波管が鉛直上方に開口するように据付けるもので、円偏波を給電するので周囲の界分布は導波管軸を中心とする軸対称形となり、したがって水平面内において無指向性となるように考慮されたものである。またもし誘電体帽がなければ、大部分の電力は開口正面、すなわち直上方向にのみ集中輻射されるところを、この誘電体帽の形状を適当に定めることにより、垂直面内指向特性もある程度任意に成形しうる。なお、このアンテナは円偏波給電のため、反射波が吸収除去されて、インピーダンス特性がきわめて広帯域にわたって良好なものとしうる。

この形式のアンテナでは、水平面内無指向特性、およびインピーダンス特性の広帯域化の問題は、広帯域円偏波発生器が得られれば解決するわけである。ところが、現在では 1:2 程度の広帯域周波数で良好な特性を持つ円偏波発生器の製作にはすでに多くの経験を持っているので⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾、今回製品に装備するために使用したのは、誘電体板入り 1/4 波長板⁽⁴⁾⁽⁵⁾である。

結局この形式のアンテナが広帯域特性を持つかどうかは、もっぱら垂直面内パターンが、広帯域周波数にわたって適良な形状を保つかどうかにかかるといえるので、したがって今回の試作研究においては、垂直面内指向特性の成形、およびその広帯域化ということに主眼をおいた。

この種の広帯域無指向性アンテナは、諸外国において

も製作されたことはないようで、したがって、具体的設計要領などに関する文献はなく、誘電体を用いるビーム成形に関しても、簡単な理論的推定を行いにくい現状であるので、多くの種類の誘電体帽につき実験を重ねたが、その結果、ほぼ満足な性能を持つアンテナを得ることができた。

この試作品の寸法を適当に拡大または縮尺することによって、2,500~5,000 Mc および 5,000~10,000 Mc 帯用の、それぞれ 1:2 にわたる周波数帯域において使用するための実用品アンテナを製作した。これらのアンテナは、小形軽量であるとともに、機械的強度も強靱であるという特長を持っている。なおこの種の誘電体アンテナをもって十分実用的なアンテナを得ることができるようになったのは、機械的強度が大きいとともに、電気的損失も十分小さい、性能のすぐれた誘電体の実用可能となったからである。

以下に、今回製作した無指向性誘電体アンテナの試作研究の概要および製品の性能測定結果を述べる。

2. 構造の概要

まず、今回製作した無指向性誘電体アンテナの構造概略を、図 2.1 に示す。図の誘電体帽は、最終的試作品ならびに実用品として用いたものの形状を示してあるが、途中の試作実験段階においては、後ほど述べるような種々の形状のものも用いた。またこの誘電体帽の材質は、機械的強度を十分に持たせるとともに、電気的損失も比較的少ないように、ガラス繊維を適量混入した、ポリエステル樹脂、またはアラルダイト系の樹脂などを用いるのが適当と考えられ、実用品アンテナ用誘電体帽には、実際かかる誘電体を使用した。単なる、誘電体帽の適

* 電気第二研究室

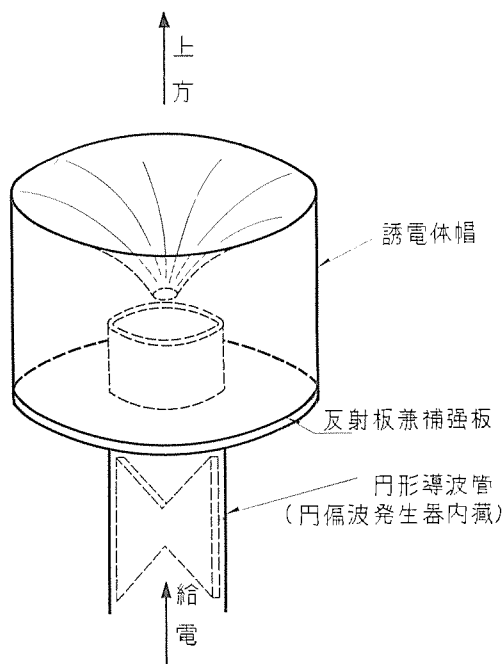


図 2.1 無指向性誘電体アンテナの構造概略
Fig. 2.1 General arrangement of the antenna.

良形状を定めるための試作実験の際には、工作ならびに形状修正が容易に行いうるよう、誘電率のみを上記の最終製品に予定せられた樹脂製誘電体帽のそれに合わせて、比誘電率 ≈ 4 となるようにチタン酸ストロンチウム粉末を適量混入したパラフィンを使用した。ただし一部の予備実験として、単なるパラフィンまたは、ガラス繊維を混入しないポリエステル樹脂をも使用した。なお、上記の比誘電率の値 ≈ 4 というのは、以前に本誌上で発表⁽⁶⁾されたことがあるように、ガラス繊維をポリエステル樹脂に混入して、もっとも機械的強度を強くするようその混合比を定めた場合における誘電率であって、その際の誘電体損失 $\tan \delta$ の値も、0.02 以下となることが知られているものである。

また図 2.1 に示した円形導波管は、試作実験段階においては、4,000 Mc 帯用の、内径 55.4 ϕ のものを用い、これにより、3,600~7,200 Mc の 1:2 にわたる周波数範囲において実験を行った。なお、同図の反射板は、補助的に垂直面内指向性を調整する役をしているが、そのおもな目的は、誘電体の支持補強のためである。

3. 誘電体帽形状と輻射パターン

まえがき中で述べたように、このアンテナの水平面内無指向性の良否、ならびにインピーダンス特性の良否は、もっぱら、このアンテナの給電電波の円偏波率の良否にのみかかっているの、したがってこれは適当な広帯域円偏波発生器を使用することにより解決され、これに関しては別途に解決を見ている⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾ので、今回の試作実験においては、適当に誘電体帽の形を選定することによる垂直面内指向性の広帯域成形ということに主眼をおいた。垂直面内指向特性は、給電が円偏波であるか直線偏波であるかのいかんには無関係に決定されるので、最

終的な製品についての測定の場合を除いては、簡単のため、直線偏波給電を使用して誘電体帽の諸実験を進めた。

誘電体帽の形状を定めるにあたっての、垂直面内指向特性の目標形状としては、今回はほぼ無指向性ではあるけれども、鉛直上方よりはむしろ水平方向にやや強い輻射を行うようなものを予定した。そして、この形状を定めるにあたっては、やはりまえがき中で述べたように、あらかじめ理論計算によって適当な形を定めることが困難なため、もっぱら cut and try による実験的方法を用いた。

図 3.1 は、試作実験を行った諸種の誘電体帽の断面形状の概略を示す。同図 a の、穴あき形のは、導波管を出た波が誘電体の穴をとおりうちに、漸次側方の誘電率の高い誘電体側に屈折吸収されて側方へ電波を輻射するようにした形式のもの、b は、a の穴をふさいだ形のもので、c はこれを半球状にしており、いずれも a のような側方への電波吸収作用はないが、主として帽子上面の反射屈折作用を主体にして側方への散乱輻射を行わせようとするもの、d~g は、この作用を強めるための反射屈折面形状を変形したものであるが、とくに e は、d の導波管開口部にアイリスを設けて出口を絞ることにより、広角輻射をするように考慮したものである。h は誘電体底面に反射板を設けたもの、最後の i は、誘電体帽への給電部に円錐形凹みを持った、誘電体帽と同一材質の回転対称形反射防止用テーパー部をつけたもので、誘電体帽への給電電波の反射による電力損失を少なくする目的で試みたものである。最終的に製品用として今回採用したのは、この図の h の形式に相当し、この形のものにつきもっとも詳しく特性を調べた。

上記図 3.1 の各種形式のアンテナについて、その輻射指向特性は、その細部にわたる諸寸法にも影響されると

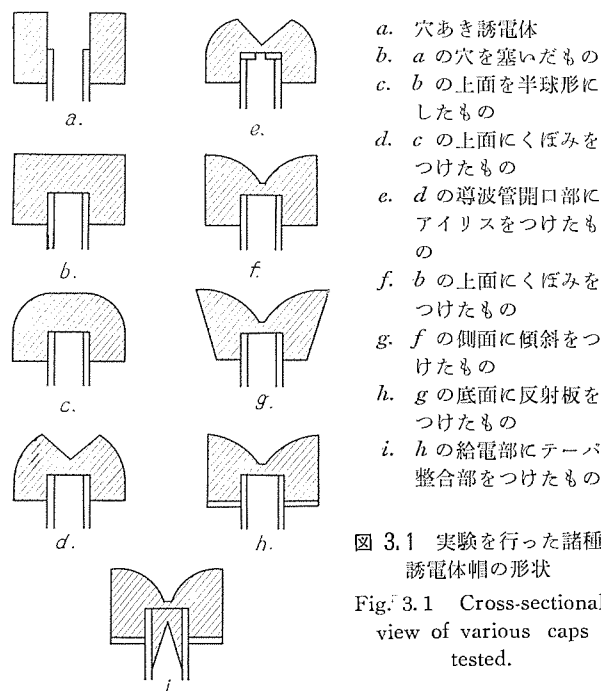


図 3.1 実験を行った諸種誘電体帽の形状

Fig. 3.1 Cross-sectional view of various caps tested.

ころが大きい。しかし、実験によるその概略の特長を述べると以下のである。

a の形式：誘電率 $\epsilon=4$ 、径および高さは、導波管径のそれぞれ約2倍、および3倍のものにつき実験。特性は導波管の挿入の深さに大きく影響される。挿入の長さを適当にすると、3,600~7,200 Mc の実験周波数中、周波数の低い側できわめて無指向性に近い垂直面内パターンが得られるが、周波数特性が大きく、周波数の高い側ではほとんど直上の開口正面方向にのみ輻射が集中される。

b, c の形式：誘電体帽が輻射パターンを広げる作用はきわめて少なく実用不向き。

d の形式：誘電率 $\epsilon=3$ のポリエステル樹脂帽、円錐形くぼみの頂角90度、くぼみ頂部径 \approx 導波管径のもので実験。*c*よりも若干パターンが広がるが、依然実用不向き。

e の形式：アイリス開口径を導波管径の1/2よりも十分小さくすると、有効にパターンを広げる効果を持つ。ただし、とくに低周波数側において、アイリス自身の反射がはなはだしくなり、新たに特殊な反射防止策を併用しないかぎり、電力損による顕著な能率低下を生じる。

f の形式：上面のくぼみ形状を適当にすると、1:2の周波数範囲にわたり、ほぼ満足な特性が得られる。後出 *h* とほぼ同特性。

g の形式：このように *f* の側面に傾斜をつけても、20度以内程度の傾斜では、ほとんど特性に変化は現れない。

h の形式：*f* とほぼ同特性。詳細は後述。

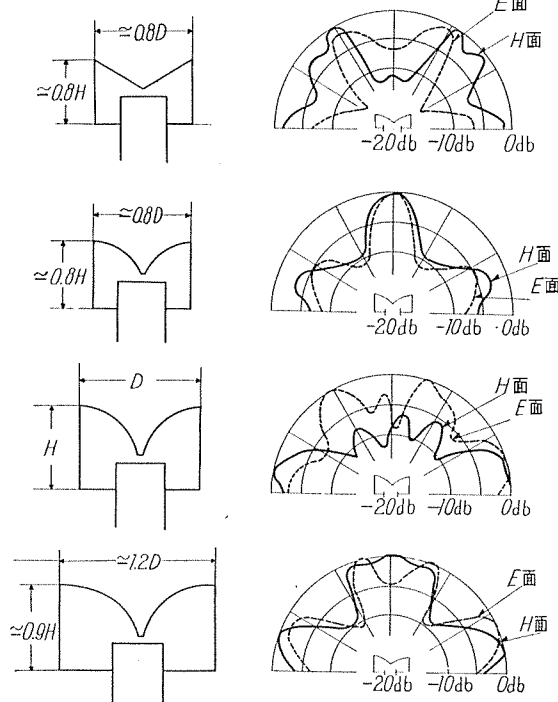


図 3.2 誘電体帽形状変化による垂直面内パターン変化
(誘電体帽 $\epsilon=4$, 4GC 帯用円形導波管使用,
測定周波数 5.3 GC)

Fig. 3.2 Effect of the variation of the cap-dimensions on the vertical pattern.

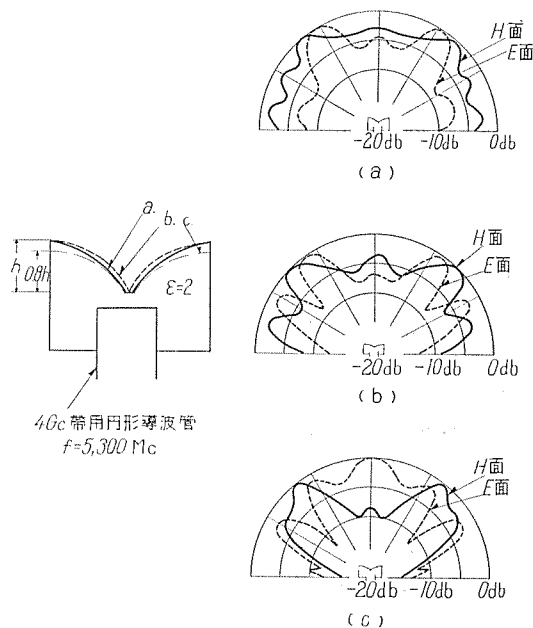


図 3.3 誘電体帽反射面形状変化による垂直面内パターン変化

Fig. 3.3 Effect of the shaping of the top surface on the vertical pattern.

i の形式：導波管径よりもやや長目に円錐テーパの長さを与えれば、1:2の周波数帯域で誘電体への入射部反射をきわめて少なくしうる。しかしテーパ部の装着がパターンに及ぼす影響は相

当大きい。今回の最終実用アンテナとしては、この形式を採用しなかったが、テーパ部採用と同時にこれと組合わせての誘電体帽本体の形を工夫すれば、総合特性のとくに良好なものを得られる望みがある。

以上が、図 3.1 の各種アンテナの概略の特長であるが、つぎに今回最終製品として採用した *h* の形式、またはこれとほぼ同特性を持つ *f* の形式のアンテナにつき、その寸法の変化がどの程度垂直面内指向特性に影響を与えるものかについての実験例を図 3.2, 図 3.3 に示す。図 3.2 は、主として誘電体帽の全体としての大きさの変化の影響を示しており、図 3.3 は、頂部反射屈折面の形状の

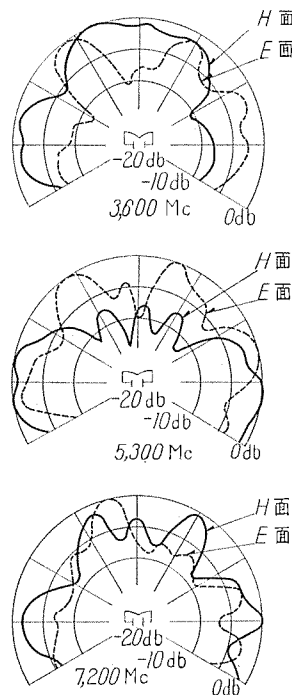


図 3.4 3.6~7.2 GC 用アンテナ垂直面内パターンの周波数特性
(誘電体帽 $\epsilon=4$, 4 GC 帯用円形導波管使用)

Fig. 3.4 Frequency characteristics of the vertical pattern.

変化の影響を示しているが、これにより、誘電体帽の頂部形状のわずかな変化が相当に大きく指向特性に影響を及ぼすものであることがわかる。

以上のような実験の結果、3,600~7,200 Mc の周波数範囲でほぼ満足な垂直面内指向特性を得られたアンテナについての垂直面内パターン測定結果を図 3.4 に示す。

上記の諸実験には、4,000 Mc 帯用円形導波管を用いたので、適良動作周波数範囲が、3,600~7,200 Mc となっているが、実用製品アンテナとしては、このアンテナ寸法を比例的に拡大および縮尺して、それぞれ 2,500~5,000 Mc および 5,000~10,000 Mc 用のものを製作した。

4. 製品の性能

製品アンテナの誘電体帽材料としては、機械的強度を持たせるため既述のガラス繊維入りポリエステル樹脂を用いてあるが、その寸法は前章末に述べた実験アンテナ用のものと比例的に作られており、また誘電率も同じになっているため、垂直面内パターンは、図 3.4 に示さ

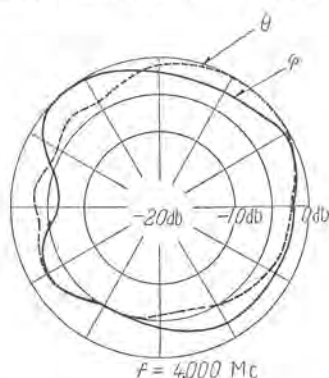


図 4.1 2.5~5 GC 用製品アンテナ水平面内パターン例
(誘電体帽 $\epsilon=4$, 内径 80 ϕ 円形導波管使用)

Fig. 4.1 An example of the horizontal pattern of the antenna for actual use through 2.5-to-5 GC.

れたものとほぼ同様である。また第 1 章に述べたように、これには 1/4 波長誘電体板入り円偏波発生器を装着したため、水平面内ではほぼ無指向性となっているが、図 4.1 に、2,500~5,000 Mc 用製品アンテナについての水平面内パターンの一例が示してある。また図 4.2 には、同じアンテナについてのインピーダンス実測値を示す。これは、リッジ変換器を介して同軸定在波測定器をもって測定したものであって、変換器自体の VSWR が周波数の高い側で、1.5 内外に大きくなっているの、4,500 Mc 付近でアンテナの VSWR が 3 近くあるのは、この変換器による影響もはいつている。

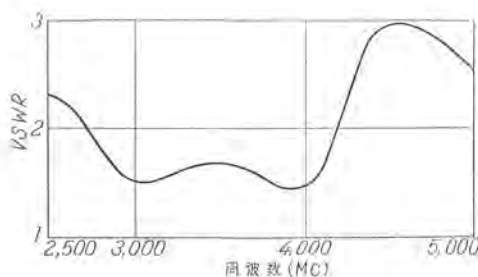


図 4.2 2.5~5 GC 用製品アンテナインピーダンス測定値
Fig. 4.2 Impedance characteristics of the antenna for actual use through 2.5-to-5 GC.

なおこの製品につき機械的強度試験を実施した結果によれば、アンテナの軸方向およびこれと直交する方向のいずれに対しても、100 g の衝撃に十分耐えうるものである。

5. む す び

超広帯域無指向性アンテナとして誘電体帽アンテナを用いることにより、1:2 程度の周波数範囲にわたって指向特性、インピーダンス特性ともに満足な製品を完成した。このアンテナの性能をさらに向上するためには、誘電体帽自身の形状調整のほか、円形導波管についてその開口部の形状を変更し、また本文中にも一部言及したような反射防止用テーパによる効果などを積極的に利用して、導波管開口から誘電体内部への電波輻射角度分布状態調節などを行う必要がある。

擧筆にあたり、この種のアンテナの実用品を完成したのは、研究所、無線機製作所、世田谷工場の協同研究の成果によるものであることを付記し、関係各位に謝意を表す。

参 考 文 献

- (1) 喜連川隆, 信岡正祐, 中原昭次郎: “小型広帯域全金属製マイクロ波 1/4 波長板”, 電気通信学会マイクロ波伝送研究専門委員会資料 1956-01
- (2) 喜連川隆, 信岡正祐: “小型広帯域マイクロ波 1/4 波長板”, 「三菱電機」, Vol. 30, No. 2, PP. 16-19, 1956
- (3) 喜連川隆, 信岡正祐, 中原昭次郎: “差動型鍍付導波管広帯域 1/4 波長板”, 昭. 31. 電気 3 学会連合大会講演論文集, 591
- (4) 河津祐元, 榎本俊弥, 喜連川隆: “直線偏波および円偏波の広帯域パラボラアンテナ”, 「三菱電機」, Vol. 30, No. 9, PP. 21-27, 1956
- (5) 喜連川隆, 立川清兵衛: “誘電体板入り 1/4 波長板の広帯域化”, 昭. 31. 電気通信学会全国大会講演論文集, 91
- (6) 尾島学二: “ポリエステル積層板の電気的性質を中心としての検討”, 「三菱電機」, Vol. 30, No. 8, PP. 509-516, 1956

レーダ用エコーボックス

無線機製作所 若 田 和 明*

The Echo Box on Radar

Electronics Works Kazuaki WAKATA

There often arises a case in which the overall performance of radar equipment needs checking in a situation where no echo is available from objects in a working range. A marine radar in the middle of the ocean or an aircraft radar in the airport with its scanner directed downwards is an example. The echo box, being merely a resonant cavity designed with a high value of Q , is a simple device to answer the purpose. The analysis of the operation and calculation formula made by the writer have been attested to coincide with the results obtained in practical measurement, which is believed to throw light on future study of the equipment.

1. ま え が き

エコーボックスは、 Q の大きい空洞共振器にすぎないが、レーダにおいてかなり重要な役割を有している。近くに適当な目標からの反射がないような状態のときに、レーダの総合動作を点検する必要がある、たびたび起る。たとえば航海中の船舶レーダでは、近くに何も目標のないときがあり、レーダが良好な状態にあるか否か不安である。またアンテナを下に向けて装備してある航空機用レーダでは、その航空機が地上にあるときは、目標からの反射による点検ができない。このようなときには、エコーボックスにより、総合動作状態を点検することができる。

エコーボックスは Q の大きい共振器で、送信パルスにより共振を起し、送信後かなり長時間共鳴を続け、信号を送り出す。その信号を利用して、総合動作の点検を行うのである。

以下エコーボックスの動作理論、設計、用途およびレーダ総合動作点検能力の限度などについて述べる。

2. エコーボックスの動作原理

2.1 送信時の動作

エコーボックスは、空洞共振器の一種であり、その等価回路は図 2.1 で表わされる。この等価回路について、エコーボックスの動作を考えることにする。このときの回路方程式は、 L, R, C を流れる電流をおのの i_1, i_2, i_3 とすると

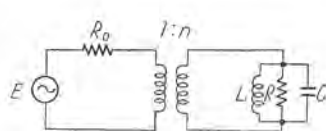
$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_1}{dt} &= Ri_2 = \frac{1}{C} \int i_3 dt \\ R_0(i_1 + i_2 + i_3) + \frac{1}{n^2 C} \int i_3 dt &= E \sin \omega t \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.1)$$

となる。エコーボックスの動作としては、共振時を考えればよいから

$$\left. \begin{aligned} \omega^2 LC &= 1 \\ \omega CR &= \frac{R}{\omega L} = Q \end{aligned} \right\} \dots\dots (2.2)$$

図 2.1 送信時のエコーボックスの等価回路

Fig. 2.1 Equivalent circuit of echo box for a transmitting period.



である。 i_2 の一般解を $i_2 = I_0 e^{\alpha t}$ とすると、式(2.1)(2.2)より

$$\alpha = \frac{-\frac{\omega}{Q} \left(1 + \frac{R}{n^2 R_0}\right) \pm j\omega \sqrt{4 - \left\{ \frac{1}{Q} \left(1 + \frac{R}{n^2 R_0}\right) \right\}}}{2} \dots\dots (2.3)$$

となる。しかるに

$$\frac{1}{Q} \left(1 + \frac{R}{n^2 R_0}\right) = \frac{1}{Q_L} \dots\dots (2.4)$$

とおくと、 Q_L はこの共振器の負荷時 Q であり、エコーボックスでは、 Q_L は非常に大きく、式(2.3)は

$$\alpha = -\frac{\omega}{2Q_L} \pm j\omega \dots\dots (2.5)$$

となる。 $t=0$ のとき、 $i_2 = \frac{di_2}{dt} = 0$ なる初期条件により、 i_2 は

$$i_2 = -\frac{E}{R_0 + \frac{R}{n^2}} (1 - e^{-\frac{\omega}{2Q_L} t}) \sin \omega t \dots\dots (2.6)$$

となり、共振器の両端の電圧 V は

$$V = E \left(1 - \frac{Q_L}{Q}\right) (1 - e^{-\frac{\omega}{2Q_L} t}) \sin \omega t \dots\dots (2.7)$$

にて与えられる。

2.2 受信時の動作

エコーボックスの受信時の等価回路は、図 2.2 のようになる。このときの回路方程式は、 L, R, C, R_0 を流れる電流をおのの i_1, i_2, i_3, i_4 とすると

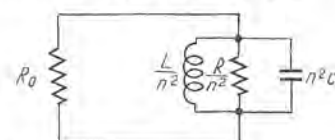


図 2.2 受信時のエコーボックスの等価回路

Fig. 2.2 Equivalent circuit of echo box for a receiving period.

* 機器製造部

$$\left. \begin{aligned} L \frac{di_1}{dt} &= Ri_2 = \frac{1}{C} \int i_3 dt = R_0 i_4 \\ i_1 + i_2 + i_3 + i_4 &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.8)$$

である。この場合送信パルス巾 τ により初期条件は変るが、受信時動作としては、エコーボックスに蓄積されたエネルギーのうち、 R_0 に消費されるものを考えればよいから、送信直後に蓄積されているエネルギーについて、初期条件を考えればよい。このエネルギーは、電気的、磁氣的エネルギーの和であり、両者は周期 $\frac{1}{2f}$ で、たがいに交換される。式 (2.7) において、 V の振巾の変化は、 $\sin \omega t$ の変化に比して非常に小さいから、時間 $t = \tau \pm \frac{1}{f}$ の間では、蓄積エネルギーは、一定と見なせる。このエネルギーが一定であれば、 R_0 に消費される電力も一定であるから、エネルギーが、すべて電気的エネルギーになった瞬間を受信時動作の初期条件にしても、またすべて磁氣的エネルギーになった瞬間をとっても、結果は同じである。いますべてのエネルギーが C に蓄積された瞬間を初期条件にすると式 (2.7) より $t=0$ のとき、

$$V = E \left(1 - \frac{Q_L}{Q} \right) (1 - e^{-\frac{\omega \tau}{2Q_L}}) \equiv V_0$$

であり、また $i_1=0$, $i_2=\frac{n^2 V_0}{R}$, $i_4=\frac{V_0}{R_0}$ である。これより Q_L は非常に大きいとして式 (2.8) を解けば、 i_4 は

$$i_4 = \frac{V_0}{R_0} e^{-\frac{\omega t}{2Q_L}} \cos \omega t \dots\dots\dots (2.9)$$

となる。

R_0 における消費電力、すなわち受信機入力電力を P とすると、線路における送信電力先頭値 P_0 は $\frac{E^2}{8R_0}$ で表わされるから

$$P = i_4^2 R_0 = 4P_0 \left(1 - \frac{Q_L}{Q} \right)^2 (1 - e^{-\frac{\omega \tau}{2Q_L}})^2 e^{-\frac{\omega}{Q_L} t} \dots\dots\dots (2.10)$$

となる。送信主線路とエコーボックス線路の結合度を、片道 K とすると

$$P = \frac{4P_0}{K^2} \left(1 - \frac{Q_L}{Q} \right)^2 (1 - e^{-\frac{\omega \tau}{2Q_L}})^2 e^{-\frac{\omega}{Q_L} t} \dots\dots\dots (2.11)$$

となる。エコーボックスと線路の整合がとれている場合には、 $Q_L = \frac{Q}{2}$ であるから、 P は

$$P = \frac{P_0}{K^2} (1 - e^{-\frac{\omega \tau}{Q_L}})^2 e^{-\frac{\omega}{Q_L} t} \dots\dots\dots (2.12)$$

となる。

送受信時のエコーボックスの動作を示すと、図2.3のようになる。送信中に蓄積されたエネルギーは、送信後は指数関数的に減衰し、エコーボックスは、減衰振動を行う。この送信後の蓄積エネルギーは、受信機にはいり、受

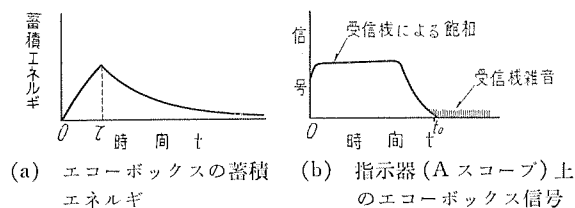


図 2.3 エコーボックスの動作

Fig. 2.3 Ringing of echo box.

信機の雑音と等しくなるまで、指示器にエコーボックス信号として現われる。この信号が受信機雑音と等しくなるまでの時間を、リングタイムと称し、レーダ総合動作の判定に用いるのである。

3. エコーボックスの線路結合の方法と結合度

3.1 方向性結合器を用いる方法

一般に式 (2.11) における受信機入力 P の最大値が、ミキサの鉱石検波器の許容最大電力をこえないように K の値を選ぶから、方向性結合器の結合度は小さく、主線路とエコーボックス線路の相互影響は無視でき、エコーボックス入力端より外部を見たインピーダンスは、線路の特性インピーダンスと等しい。ゆえに図2.1および図2.2の等価回路を用いることは問題はなく、式 (2.11) の K の値は、方向性結合器の結合度である。

3.2 エコーボックスをアンテナに取付ける方法

図3.1にその一例を示す。このような場合には、エコーボックス線路の開口は、多くの場合導波管の切口そのままであり、その点で不連続を生ずるが、普通 V.S.W.R. で1.5~2程度の反射であり、開口より外部をみたインピーダンスを、特性インピーダンスに等しいとみなしても大差はないから、図2.1および図2.2の等価回路を用いてもよい。必要ならば整合をとることは簡単である。図3.1のようにエコーボックス線路導波管の切口を、反射鏡の中央に設ける方法以外に、ダイポールのような小さいエコーボックスアンテナを反射鏡の端などに設けて、エコーボックスを主線路と結合させる方法もある。

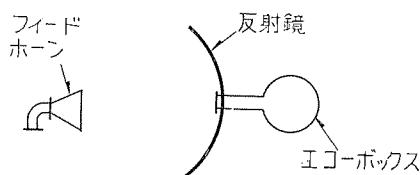


図 3.1 アンテナに取付けたエコーボックス

Fig. 3.1 Echo box installed on the antenna.

式 (2.11) の K の値は、フィードホーンおよびエコーボックスアンテナ (導波管切口のままのときは、それを導波管ホーンとみなす) の利得をおのの G_1 , G_2 とし、両者の距離を l とすれば

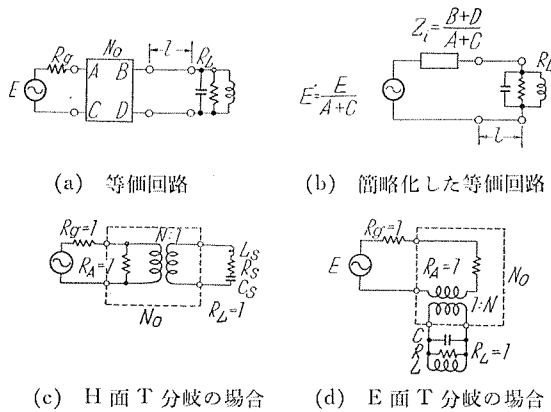
$$\frac{1}{K} = G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi l} \right)^2 \dots\dots\dots (3.1)$$

で与えられる。

3.3 T 分岐を用いる方法

(1) 小孔開口結合 T 分岐

このときのエコーボックス回路の等価回路は図3.2(a)のように書ける。T 分岐は、送信機とアンテナの間に挿入されるから、図3.2(a)の回路網 N_0 は、アンテナインピーダンスを含んでおり、 R_0 は送信機側をみたインピーダンスであり、また R_L は共振時のエコーボックスのインピーダンスである。 R_0 , R_L が線路の特性インピーダンスに等しいとき、すなわち $R_0 = R_L = 1$ のとき



(a) 等価回路 (b) 簡略化した等価回路

(c) H面T分岐の場合 (d) E面T分岐の場合

図 3.2 T 分岐結合エコーボックスの等価回路

Fig. 3.2 Equivalent circuit of echo box coupled with a main line of a T branch.

は、この回路網 N_0 の挿入損失 L_0 は、 N_0 の四定数を A, B, C, D とすると

$$L_0 = \left| \frac{1}{2}(A+B+C+D) \right|^2 \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

である。また図 3.2 (a) の回路は、同図 (b) のように書くことができる。

受信機鉱石検波器の損傷を防ぐために、 L_0 は大きくとるから、T 分岐の結合度は非常に小さく、分岐回路の基準面を適当に選ぶと、分岐回路は無損失の場合に変圧比が n の理想的変圧器と等価になる⁽¹⁾。またエコーボックスが共振していないときのインピーダンスは、非常に小さいが、この低インピーダンスが、主線路に影響しないように、 l の値を適当に選ばなければならない。H 面 T 分岐では、分岐回路は主線路に並列にはいり、E 面 T 分岐では直列にはいるから、H 面分岐では、 $\lambda_0/4$ の奇数倍に、E 面分岐では、 $\lambda_0/2$ の整数倍にとらなければならない。並列共振回路は、それより $\lambda_0/4$ はなれた点では、直列共振回路となるから、図 3.2 (a) の等価回路は、同図 (c) および (d) のようになる。ここに R_A は、主線路の終端インピーダンス（普通は空中線のインピーダンス）である。

(2) H 面 T 分岐

図 3.2 (c) の回路網 N_0 の四定数 A, B, C, D は、 $R_A=1$ のとき $\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} N & 0 \\ N & 1/N \end{pmatrix}$ であり、結合度が小さく、すなわち N が大きいときは

$$L_0 = \left| \frac{1}{2}(A+B+C+D) \right|^2 = \left| N + \frac{1}{2N} \right|^2 \div N^2 \dots\dots\dots (3.3)$$

であるから、図 3.2 (b) の E', Z_i は

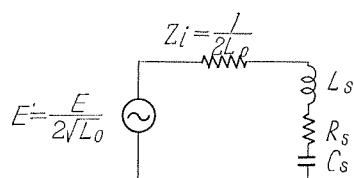


図 3.3 H 面 T 分岐結合エコーボックスの等価回路

Fig. 3.3 Equivalent circuit of echo box coupled with a main line by an H plane T branch.

$$\left. \begin{aligned} E' &= \frac{E}{A+C} = \frac{1}{2N} = \frac{1}{2} \frac{E}{\sqrt{L_0}} \\ Z_i &= \frac{B+D}{A+C} = \frac{1}{2N^2} = \frac{1}{2L_0} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.4)$$

となる。ゆえに図 3.2 (c) の回路を、変圧器の二次側に変換して考えると、等価回路は、図 3.3 のようになる。

この回路について、エコーボックス信号電力を求めればよい。しかし T 分岐の場合には、受信機にはいる信号電力は、受信時動作において Z_i に消費される電力の半分であることだけ注意すれば、2 章に述べたと同様の方法で

$$P = P_0 \left(1 - \frac{Q_L}{Q} \right)^2 (1 - e^{-\frac{\omega \tau}{2Q}})^2 e^{-\frac{\omega}{Q} t} \dots\dots\dots (3.5)$$

で与えられる。エコーボックスと線路の整合のとれているときは、 $R_L=R_S=1$ であり、また L_0 は 1 に比して非常に大きいから

$$\frac{Q}{Q_L} = 1 + \frac{Z_i}{R_S} = 1 + \frac{1}{2L_0} \div 1, \quad 1 - \frac{Q_L}{Q} = \frac{1}{1 + 2L_0} \div \frac{1}{2L_0}$$

となるから

$$P = \frac{P_0}{4L_0^2} (1 - e^{-\frac{\omega \tau}{2Q}})^2 e^{-\frac{\omega}{Q} t} \dots\dots\dots (3.6)$$

となる。

(3) E 面 T 分岐

このときの回路網 N_0 の四定数、挿入損失 L_0 および E', Z_i は

$$\left. \begin{aligned} \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} 1/N & N \\ 0 & N \end{pmatrix} \\ L_0 &\div N^2 \\ E' &= \sqrt{L_0} E \\ Z_i &= 2L_0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.7)$$

となるから、等価回路は、図 3.4 のようになる。この回路にて、受信機にはいるエコーボックス信号 P を求めると式 (3.6) と同じ結果が得られる。

式 (3.6) よりわかるように、T 分岐を用いる場合は、他の結合方法を用いる場合のような、式 (2.11) の K で表わされる結合度は存在せず、式 (3.6) により、別に考えなければならない。

3.4 結合度 K および L_0 の値

エコーボックス信号は、受信鉱石検波器の許容最大電力をこえてはならないから、式 (2.11) および式 (3.6) よりわかるように、 P_0/K^2 および P_0/L_0^2 は、 Q, Q_L, ω, τ などの値により、ある一定の値に押えられる。普通のレーダでは、 K および L_0 の値は、大体 20~40 db 位である。

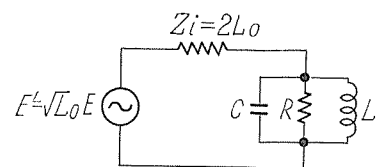


図 3.4 E 面 T 分岐結合エコーボックスの等価回路

Fig. 3.4 Equivalent circuit of echo box coupled with a main line by an E plane T branch.

4. リングタイム

4.1 リングタイム

エコーボックス信号 P は、受信機の雑音 P_N と等しくなるまで、指示器にエコーとして現われる。 $P=P_N$ となるまでの時間を、リングタイムという。雑音 P_N は

$$P_N = N_f kTB \dots\dots\dots (4.1)$$

ただし N_f 受信機総合雑音指数
 k ボルツマン定数
 T 絶対温度
 B 受信機帯域巾

であるから、式 (2.11) より P_0 および kTB を dbm で、 N_f および K を db で表わせば、リングタイム t_0 は

$$t_0 = 0.23 \frac{Q_L}{\omega} \left\{ P_0 - 2K - N_f - kTB + 20 \log_{10} 2 \left(1 - \frac{Q_L}{Q} \right) + 20 \log_{10} (1 - e^{-\frac{\omega T}{2Q_L}}) \right\} \text{ (sec)} \dots\dots\dots (4.2)$$

で与えられる。また指示器スコープ上で見たエコーの長さを、レンジ R で表わすと

$$R = 1.5 t_0 \times 10^8 \text{ (km)} \dots\dots\dots (4.3)$$

となる。

4.2 T 分岐結合エコーボックスのリングタイム

4.1 と同様にして、式 (3.4) より

$$t_0 = 0.23 \frac{Q}{\omega} \left\{ P_0 - 2L_0 - N_f - kTB + 20 \log_{10} \frac{1}{2} (1 - e^{-\frac{\omega T}{2Q}}) \right\} \text{ (sec)} \dots\dots\dots (4.4)$$

となる。

5. エコーボックスの種類と Q の値

5.1 構造上よりみたエコーボックスの種類

エコーボックスは、レーダの周波数範囲内で、非常に多くの共振周波数を有する非同調形のもの、普通の空洞波長計のように、送信周波数に同調させてエコーボックス信号を得る同調形のもの、2 種に大別できる。

非同調形エコーボックスは、非常に多くの高次共振モードを有する、大容積で Q の大きい共振器である。

同調形エコーボックスは、普通の波長計と同一またはさらに高次の共振モードを用いて、 Q を大きくしたものである。

5.2 非同調形エコーボックス

(1) 共振モード数

図 5.1 (a) のような、各辺の長さが A, B, C なる直方体空洞の共振波長は

$$\lambda = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{l}{A}\right)^2 + \left(\frac{m}{B}\right)^2 + \left(\frac{n}{C}\right)^2}} \dots\dots\dots (5.1)$$

ただし l x 方向の波数
 m y 方向の波数
 n z 方向の波数

である。これを書き換えると

$$\left(\frac{l^2}{\left(\frac{2A}{\lambda}\right)^2}\right) + \left(\frac{m^2}{\left(\frac{2B}{\lambda}\right)^2}\right) + \left(\frac{n^2}{\left(\frac{2C}{\lambda}\right)^2}\right) = 1 \dots\dots\dots (5.2)$$

となる。

1 組の (l, m, n) に対し、基準軸（その方向には界成分が存在しない軸）を x, y, z の 3 軸とする三つのモードが存在するから、 TE, TM 両モードを含めて、同一波数 (l, m, n) に対するモード数は六つ存在することになる。しかし $l, m, n \neq 0$ なる場合には、三つの TE モードは、一次結合の関係にあり⁽²⁾、そのうちの二つは、他の二つの TE モードより合成されるから、 TE モードの同一波数に対する独立なモードの数は 2 である。 TM モードについても同じである。しかし二つの TE モードは、二つの独立な TM モードより合成され、また二つの TM モードは、二つの独立な TM モードより合成される。ゆえに結局 TE, TM 両モードを含めて、同一波数に対する独立なモードの数は 2 である。

l, m, n のうち一つが零の場合には、 $TE_{l,m,0}$ (z 基準軸), $TE_{m,n,0}$ (x 基準軸), $TE_{n,l,0}$ (y 基準軸) なるモードは存在せず、 $TM_{l,m,0}(z)$, $TM_{m,n,0}(x)$, $TM_{n,l,0}(y)$ なるモードは存在する。ゆえに l, m, n のうち一つが零なる同一波数に対するモードは、おのおのの一つ存在する。

また l, m, n のうち二つ以上が零なるモードは存在しない。ゆえに共振モード数 n は、式 (5.2) より

$$\left(\frac{l^2}{\left(\frac{2A}{\lambda}\right)^2}\right) + \left(\frac{m^2}{\left(\frac{2B}{\lambda}\right)^2}\right) + \left(\frac{n^2}{\left(\frac{2C}{\lambda}\right)^2}\right) \leq 1 \dots\dots\dots (5.3)$$

を満足する l, m, n の順列のうち、 $l, m, n \neq 0$ なる順列の数を n_1 とし、 l, m, n のうち一つが零なる順列の数を n_2 とすると

$$n = 2n_1 + n_2 \dots\dots\dots (5.4)$$

となる。順列の数を求めるには、 l, m, n は正の整数であるから、式 (5.3) より、図 5.1 (b) のような 8 等分楕円体内の x, y, z 座標が、 l, m, n なる P 点を中心とする、単位立方体の数を求めればよい。 n_1 は 8 等分楕円体内の P 点の数から、 xoy, xoz, yoz の面に含まれる点を除いた値である。しかしこれらの面は、また別の 8 等分楕円体にも含まれているから、その面の数の 8 等分楕円体の数に対する割合を考える必要がある。同様に n_2 は xoy, xoz, yoz 面に含まれる点から、 x, y, z 軸上の点を除いた値である。この場合にもこれらの軸の数の面に対する割合を考える必要がある。原点 o については、

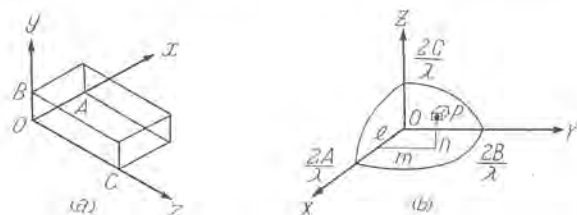


図 5.1 直方体空洞共振器

Fig. 5.1 Rectangular parallelepiped cavity resonator.

微小であるとして考えない。ゆえに n_1, n_2 は

$$n_1 = \frac{1}{8} \cdot \frac{4\pi abc}{3} - \frac{2}{8}(a+b+c) - \frac{4}{8} \left\{ \pi ab + \pi bc + \pi ac - \frac{2}{4}(a+b+c) \right\} \\ = \frac{1}{8} \cdot \frac{4\pi abc}{3} - \frac{4}{8}(\pi ab + \pi bc + \pi ac) \dots \dots \dots (5.4)$$

$$n_2 = \pi ab + \pi ac + \pi bc - \frac{2}{4}(a+b+c) \dots \dots \dots (5.5)$$

ただし $a = \frac{2A}{\lambda}, b = \frac{2B}{\lambda}, c = \frac{2C}{\lambda}$

となる。共振モード数 n は

$$n = 2n_1 + n_2 = \frac{\pi abc}{3} - \frac{1}{2}(a+b+c) \\ = \frac{\pi}{3} \left(\frac{2}{\lambda} \right)^3 ABC - \frac{1}{\lambda}(A+B+C) \dots \dots \dots (5.6)$$

となる。 λ と $\lambda + \Delta\lambda$ 内のモード数を N とすると

$$N = \frac{dn}{d\lambda} \Delta\lambda = -8\pi \frac{V}{\lambda^3} \frac{\Delta\lambda}{\lambda} + \frac{(A+B+C)}{\lambda} \frac{\Delta\lambda}{\lambda} \dots \dots \dots (5.7)$$

ただし $V = ABC$

である。各辺の長さ A, B, C が、波長 λ に比して十分に大きいときには、モード数は近似的に

$$|N| = 8\pi \frac{V}{\lambda^3} \frac{|\Delta\lambda|}{\lambda} \dots \dots \dots (5.8)$$

となる。(この式は文献(3)および(4)に結果だけ記されているが、その導入については何もふれていない。)

しかるに $A=B \neq C$ のときでも $\lambda_{rs} = \lambda_{rn}$ であるから、各辺が波長に比して大きい場合の共振波長数は、式(5.8)の約半分となり、 $A=B \neq C$ のときは、 $\lambda_{l,m,n} = \lambda_{m,l,n}$ で共振波長数は、約 1/4 となり、 $A=B=C$ のときには、 $\lambda_{l,m,n} = \lambda_{l,n,m} = \lambda_{m,l,n} = \lambda_{m,n,l} = \lambda_{n,l,m} = \lambda_{n,m,l}$ となり、共振波長数は約 1/12 となる⁽³⁾。非同調形エコーボックスでは、共振モード数および共振波長数は、できるだけ多いほうがよいから、大容積でしかも $A \neq B \neq C$ で、さらに変形した空洞とするのがよい。その場合の共振波長数は、式(5.8)から求める。式(5.8)は、直方体について求めた結果であるが、エコーボックスは、一般に体積が大きく直方体に近い形状とすれば、同式は、他の形状のエコーボックスの場合にまで拡張して、一般的に共振波長数を求める式と見なせる。

(2) Q の値

Q の定義は $Q = 2\pi \frac{\text{蓄積されたエネルギー}}{\text{一周期に失われるエネルギー}}$ である。損失は、空洞壁を流れる電流によってのみ生ずるものとし、誘電体損失は考えないものとする。一周期に失われるエネルギーは⁽⁶⁾

$$\int_s \frac{2\pi}{\omega} H_s^2 \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} dS = \int_s \pi \mu \delta H_s^2 dS$$

ただし $\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu\omega\sigma}}$ skin depth

σ 空洞壁金属の導電率

μ 空洞壁金属の導磁率

レーダ用エコーボックス・若田

H_s 空洞壁の磁界の実効値

dS 空洞壁の面積素片

であり、蓄積エネルギーは

$$\int_v \mu_0 H^2 dV$$

ただし μ_0 空洞内媒質の導磁率

dV 空洞の体積素片

である。空洞内媒質が空気で、空洞壁金属が磁性体でないときは、 $\mu = \mu_0$ であるから、Q は

$$Q = \frac{2}{\delta} \frac{\int_v H^2 dV}{\int_s H_s^2 dS} \dots \dots \dots (5.9)$$

となる⁽³⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾。磁界は、空洞壁またはその近くで最大となり、空洞内空間では、空間的変位に対して零と最大値の間で交互に変化している。空洞形状に応じて、適当な座標系(三次元)を選ぶものとして、空洞壁面上の二つの座標軸と他の一つの座標軸で、空間を規定したとすると、面に含まれない軸の方向では、磁界はその座標に対して零と最大値を交互に変化していることになる。その座標に対する変化は、その寸法が波長に比して非常に大きい場合には、非常にはやく、したがって変化の数が多くて、座標に対して磁界の2乗が大体直線的に変化するものと考え、 H_s^2 の空洞壁表面積平均値は、 H^2 の体積平均値の大体2倍と見なせる。ゆえに体積の非常に大きい空洞の Q は、近似的に

$$Q \doteq \frac{1}{\delta} \frac{V}{S} \dots \dots \dots (5.10)$$

ただし S 空洞壁全面積

V 空洞体積

となる⁽³⁾⁽⁴⁾。(注。文献(3)では H_s^2 の面積平均値は H^2 の体積平均値の2倍であるとして、この式を導いているが、その理由については述べていない。文献(4)では結果のみ示しているが、式の導入についてはふれていない。文献(5)では式(5.9)の二つの積分に対して、 H および H_s の空間的および表面積的变化の影響は、同じであるとして $Q = \frac{2}{\delta} \frac{V}{S}$ としている。しかし上記の考え方のほうが妥当であり、またその方が実験結果とよく一致する。)

Q を大きくするには、体積と面積の比を大きくしなければならない。体積と面積の比は、球の場合が最大であるから、非同調形エコーボックスの形状は、球形に近い方がよい。また体積と面積の比は、体積の大きいほど大きくなるから、エコーボックスの体積は、十分大きくなければならない。しかし一方 5.2 (1) で述べたように、モード数の点からは、非対称な形状がよい。

ゆえに非同調形エコーボックスの形状は、非対称で、しかも直角座標における各軸方向の寸法が、ほぼ等しい形状がよいということになる。

5.3 同調形エコーボックス

同調形エコーボックスは、普通の空洞波長計と同一であり、同筒形 (TE_{11n}, TE_{01n} モードなど)、同軸形、半

同軸形空洞などが用いられる。Q を大きくするために、普通の波長計より高次のモードを使用することがあるがその場合には、所要共振モード以外のモードが存在しないように、注意を払わなければならないことは、いうまでもない。

5.4 非同調形，同調形エコーボックスの比較

両者を比較すると、表 5.1 のように、おのおの長短があるから、いずれを採用するかは、レーダのエコーボックスに対する仕様により、決定しなければならず、一概にはいえない。

6. リングタイムに対するレーダ諸元の影響

6.1 送信電力，雑音指数の影響

式 (4.2) を次のように書くことにする。

$$t_0 = \alpha \frac{Q_L}{\omega} \left\{ \beta + \gamma \log_e 2 \left(1 - \frac{Q_L}{Q} \right) + \gamma \log_e (1 - e^{-\frac{\omega\tau}{2Q_L}}) \right\} \quad \dots\dots\dots (6.1)$$

ただし α 定数

$$\beta = P_0 - 2K - N_f - kTB \text{ (db)}$$

γ 定数 (=8.685)

$P_0 - 2K$ なる値は、受信鉱石検波器の最大許容電力をこえないようにとる。普通のレーダで使用する 1N21, 1N23 級の鉱石では、これを約 10 dbm ぐらいにとっている。一方普通のレーダでは、雑音指数は 10~15 db くらい、 kTB の値は -100 dbm 前後の値であるから、 β の値は大体 100 db 前後の値となる。ゆえに送信電力または雑音指数の 10 db の変化に対するリングタイムの変化は、約 10% にすぎない

6.2 Q の値

(1) Q 一定のときの Q_L の値

Q 一定のとき、リングタイムを最大ならしめる Q_L の値は、式 (6.1) により

$$\frac{1}{2(x-1)} + p x \frac{e^{-px}}{1-e^{-px}} + \log_e \left(\frac{2x}{x-1} \right) + \log_e \left(\frac{1}{1-e^{-px}} \right) = \frac{\beta}{\gamma} \quad \dots\dots\dots (6.2)$$

$$\text{ただし } x = \frac{Q}{Q_L}, \quad p = \frac{\omega\tau}{2Q}$$

を満足する値である。この結果を、 p をパラメータとして示すと、図 6.1 のようになる。

L バンドないし X バンドのレーダで、パルス巾 τ を $1 \mu s$ 、 Q を 10^4 程度とすると、 $p = \omega\tau/2Q$ は大体 0.1

表 5.1 非同調形と同調形エコーボックスの比較

	非同調形	同調形
構造	簡単	同調機構を要し複雑
容積	大	小
リングタイム	大	小
操作	簡単	その都度、同調をとる必要がある
レーダ動作判定能力	リングタイムによる判定だけ	リングタイムによる判定のほか波長測定および概略の送信スペクトル、TR 管の良否の判定などができる

ないし 1 となる。一方 6.1 で述べたように、 β は約 100 db ぐらいの値であるから、 β/γ は約 10 db 前後の値となる。ゆえに図 6.2 より $Q/Q_L \doteq 1.1$ となり、このときリングタイムが最大となる。しかしこの場合には、エコーボックス線路に、VSWR が約 10 ぐらいの定在波がたち、線路が長いときには、周波数特性により、エコーボックスに電力がはいらず、リングタイムが逆に減少することもありうるから、好ましくない。 Q_L の値がこれよりさらに大きくなると、リングタイムは逆に減少し、また定在波も同時に大きくなる。 Q/Q_L が約 1.0001 のとき、リングタイムは零となり、これ以上さらに Q_L が大きくなると、エコーボックス信号は、つねに雑音電力レベル以下となり、スコープ上には、まったく信号が現われなくなる。しかし実際には、このとき非常に大きな定在波が生じ、その点からも実用にならない。

(2) $Q_L = Q/2$ の場合

エコーボックスと線路の整合をとった場合には、 $Q_L = Q/2$ となり、式 (6.1) は

$$t_0 = \alpha \frac{Q_L}{\omega} \{ \beta + \gamma \log_e (1 - e^{-\frac{\omega\tau}{2Q_L}}) \} \quad \dots\dots\dots (6.3)$$

となる。これより、リングタイムを最大ならしめる Q_L の値は、パルス巾 τ が一定のときには

$$x \frac{e^{-x}}{1-e^{-x}} + \log_e \left(\frac{1}{1-e^{-x}} \right) = \frac{\beta}{\gamma} \quad \dots\dots\dots (6.4)$$

$$\text{ただし } x = \frac{\omega\tau}{2Q_L}$$

を満足する値である。この関係を図示すれば、図 6.2 のようになる。6.2 (1) と同程度のレーダでは、 $\beta/\gamma \doteq 10$ db であるから $\omega\tau/2Q_L$ は約 10^{-4} となり、L バンドないし X バンドのレーダで τ が $1 \mu s$ のとき、 Q_L は 10^7 ないし 10^8 程度となる。これ以上に Q_L が大きくなると、リングタイムは逆に減少し、 $\omega\tau/2Q_L \doteq 10^{-5}$ になると、リングタイムは零となる。

しかし式 (5.10) より、X バンドのレーダでは、一辺が 30 cm の立方体で、 Q は約 80,000 である。 $Q = 2Q_L = 2 \times 10^7 \sim 2 \times 10^8$ となるには、一辺 30 m ないし 300 m 程度の立方体空洞が必要となる。しかし実際問題としては、これは実現不可能であるから、実用範囲では、 Q を

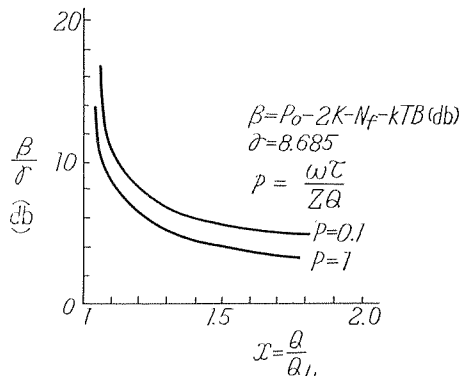


図 6.1 リングタイムを最大ならしめる Q/Q_L の値
Fig. 6.1 Values of Q/Q_L for the maximum ring time.

できるだけ大きくすればよいのである。

整合はとらないが、 Q/Q_L の値が一定のときは、式 (6.3) において、 β の代りに $\beta + 20 \log_{10} 2(1 - Q_L/Q)$ なる値を用いればよい。

(3) Q_L の値とリングタイム

レーダエコーボックスとしては、周波数特性を有せず、安定に動作することが必要であるから、多少リングタイムは減少しても、エコーボックスは線路に対して整合をとるのがよい。

$\omega\tau/2Q$ が 0.1 ないし 1 のとき、 Q/Q_L を 1.1 にとったときのリングタイムは、 $Q/Q_L=2$ すなわち整合をとったときのリングタイムに対して、 β が 100 db のとき、約 20% 増加するだけであり、整合をとることによるリングタイムの減少は大きなものではない。

実用レーダの範囲内では、 $\omega\tau/2Q_L$ は 0.1 ないし 2 位であるから、式 (6.3) のうちの $\gamma \log_e (1 - e^{-\omega\tau/2Q_L})$ の値は、-20 db ないし -1 db ぐらいの値となる。一方前述のように、 β の値は 100 db ぐらいであるから、 β およびパルス巾、周波数が一定の場合には、式 (6.3) が示すように、リングタイムはほぼ Q_L に比例する。ゆえにリングタイムを大きくするには、 Q_L をそれに比例させて大きくしなければならない。

(4) T 分岐結合エコーボックス

式 (4.4) における $(P_0 - 2L_0)$ の値は、6.1 で述べたように、鉍石検波器の計容最大電力をこえてはならないから、やはり 10 dbm ぐらいにとる必要がある。ゆえに式 (4.2) と式 (4.4) を比較すればわかるように、T 分岐結合で線路に整合をとったエコーボックスのリングタイムは、式 (6.3) において、 Q_L の代りに Q を代入した値にほとんど等しい。

この場合のリングタイムは、他の結合方法の場合のリングタイムに対して、 Q が等しく、 $\omega\tau/Q=0.1 \sim 2$ 、 $\beta \doteq 100$ db のときには、約 1.9 倍すなわちほとんど 2 倍に近い値となる。これはエコーボックスと線路を含めて、新しい一つの共振器と考えると、T 分岐の場合にはそのうちに大きな電力吸収体を含まないのに対して、方向性結合器による場合には、そのうちに無反射端を含み、こ

れが電力を大きく消費し、 Q を低下させるからであり、この新しい共振器の Q が、T 分岐の場合にはほとんどエコーボックス自体の無負荷時 Q に等しいのに対して、方向性結合の場合には、エコーボックスの負荷時 Q の値と等しく、T 分岐の場合のほとんど半分の値となるからである。エコーボックスをアンテナに取付けた場合にも、エコーボックスアンテナを含めた一つの新しい共振器を考えれば、方向性結合器の場合と同様になる。

6.3 周波数

式 (5.10) により

$$\frac{Q}{\omega} = \frac{V}{S} \sqrt{\frac{\mu\sigma}{2\omega}} \dots \dots \dots (6.5)$$

となるから、エコーボックスの材料、形状、寸法が一定ならば、 Q/ω は $\sqrt{\omega}$ に反比例する。ゆえに式 (6.3) により、リングタイムは、大体周波数の 1/2 乗に反比例するといえる。

6.4 パルス巾

式 (6.3) より、 β が 100 db で、 $\omega\tau/2Q_L$ が 0.1, 0.5, 2.0 となるときは、 $\omega t_0/\alpha Q_L$ はおおよそ 80, 90, 99 db となる。すなわちパルス巾 τ が、5 倍 (または 1/5) になったときのリングタイムの変化は、約 +10% (または -10%) 程度である。

7. エコーボックスによるレーダ総合動作の点検

7.1 レーダの総合感度に対して

式 (4.2) または式 (4.4) をみると、レーダの総合感度 $(P_0 - N_f - kTB)$ は、リングタイム t_0 の測定により判明するように思われる。しかし 6.1 項で述べたように、実用のレーダでは、 $\beta = P_0 - 2K - N_f - kTB \doteq 100$ db であるから、送信電力 P_0 、雑音指数 N_f の 10 db の変化に対して、リングタイム t_0 の変化は、わずか 10% 程度である。総合感度の 1 db の変化を知るには、リングタイムを約 1% 程度の精度で測定できなければならない。しかしスコープ上のエコーボックス信号が、受信機雑音と一致する点は、確然としたものではなく、これを 1% 近くの精度で測定することは、実際には不可能である。またかりにこれが測定できても、リングタイムより総合感度の 1 db の変化を求めるには、 Q および Q_L の値を有効数字 3 桁まで知らなければならない。10⁴ ないし 10⁵ 程度の Q の値を、有効数字 3 桁まで知ることが、実際には不可能である。ゆえにエコーボックスをレーダ総合感度の測定に用いることはできない⁽⁷⁾。

また一度リングタイムを測定した後のレーダ総合感度の変化を知る場合でも、実際に測定できるリングタイムの精度は 5 ないし 10% くらいであるから、総合感度の 5 ないし 10 db の変化しか測定できないことになる。ゆえにエコーボックスを、レーダの総合感度の相対的測定に用いることは、精度が悪く適当ではない。ただ総合動作の点検という意味で、とくに船舶用、航空機用レーダなどで海上のようなエコーのないところでの総合動作の

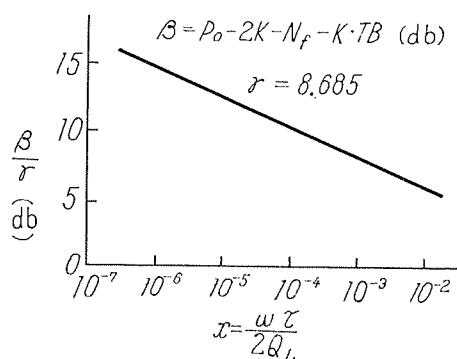


図 6.2 リングタイムを最大ならしめる Q_L の値 ($Q_L=Q/2$)

Fig. 6.2 Values of Q_L for the maximum ring time ($Q_L=Q/2$)

確認、点検、およびレーダの調整などに用いれば、偉力を発揮する。

7.2 同調形エコーボックスの用途

(1) 周波数測定

同調形エコーボックスに、指示計器を付属させれば、波長計と同様に、周波数測定ができることはいうまでもない。

(2) 送信電力のモニタ

同調時の指示計器の指示により、送信電力のモニタとして使用できるが、検波に用いる鉱石検波器は、損傷しやすいものであり、鉱石の特性のバラツキがかなりあり、その感度の経年変化も無視できず、完全なモニタとはいえない。ただ簡単なモニタと考えて使用すれば、レーダの日常点検には便利であり、また送信系か受信系かの故障の判定ができる。

(3) 周波数スペクトルの測定

エコーボックスでスペクトルを測定することは、その Q が大きいといっても、 $10^4 \sim 10^5$ 程度であり、分解能はあまりよくなく、零点がはっきりせず、あまり適当な測定法ではないが、概略のマグネトロンの発振スペクトルの良否の測定はできる。

(4) TR 管の回復時間の測定

図 7.1 のように、エコーボックスを離調させて行ったとき、 A スコープ上のエコーボックス信号の端の部分 A の傾斜が変化し始める点、すなわち B の場合に相当する時間 t' が、大体の TR 管の回復時間である。しかし傾

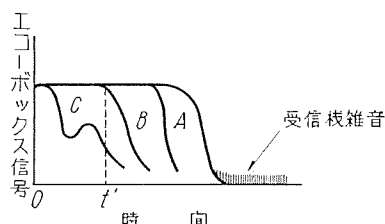


図 7.1 TR 管の回復時間の測定

Fig. 7.1 Measurement of the recovery time of TR tube.

斜の変化は、それほどはっきりしたものではなく、相当の誤差があることは覚悟しなければならない。ただ TR 管が非常に悪くなり、回復時間が非常に長くなった場合などには、エコーボックス信号は、たとえば図 7.1 の C のようになったりするから、その変化により、ある程度まで TR 管の良否を知ることができる。

(5) 受信系統の調整の良否点検

概略の調整の良否は、エコーボックスにより点検できる。とくに周囲に反射目標のないときなどには、エコーボックスは偉力を発揮する。

7.3 リングタイムの限度

送信出力が 10 ないし 1,000 kW、パルス巾が 0.1 ないし $5 \mu s$ の L バンドないし X バンドのレーダで、 Q が 10^4 ないし 10^5 程度のエコーボックスを用いた場合

のリングタイムの計算値は、約 1 ないし 10 km であり、実用的にはこれ以上 Q を大きくすることは困難であるから、この程度がリングタイムの限度である。ゆえに近距離レンジを有しないレーダでは、スコープ上のエコーボックス信号が小さく、リングタイムの測定は困難となり、誤差も大きくなる。逆にいえば、エコーボックスを備えるには、そのリングタイムに相当する近距離レンジを設けなければ無意味である。

8. リングタイムの実測値

表 8.1 におもな実用レーダのエコーボックスのリングタイムの実測値を示す。この結果をみると、リングタイムの計算値は、かなりよく実測値と一致しており、理論の正しいことを示している。ただ C バンドレーダの非同調形エコーボックスのみが、多少差異が大きい。これは大形エコーボックスであるために、金属板を途中でつないだことと、内面の仕上がりがあまりよくなく、そのために Q が低下したものと考えられる。

9. エコーボックスの設計上の問題

形式すなわち同調形であるか、非同調形であるか、および線路との結合の方法は、エコーボックスに対する要求のみならず、そのレーダの性能および構造などを考えて決定しなければならない。

同調形エコーボックスは、普通の空洞波長計と変わらないが、 Q を大きくするため高次のモードを用いるときには、不要のモードの抑制などに注意を払わなければならない。円筒形の場合には、直径と長さを大体等しくすることが、 Q を大きくするために必要である。

非同調形の場合は、所要のモード数より体積を求めるのであるが、レーダの周波数範囲で、受信帯域内に最低二つ三つぐらいの共振波長がつねに存在するように十分体積を大きくとることが必要である。また Q を大きくするには、体積と面積の比を大きくしなければならないから、形状は球または立方体に近い形にするのがよい。しかし一方縮退モードを分離させて、共振波長を多くするためには対称な形状でないほうがよいから、たとえば形状が直方体のときには、立方体に近い形で、しかも各辺の長さが多少異なるようにし、さらに隅を切り落したり、丸くしたりして変形することが望ましい。また円筒形ならば、直径と長さが大体等しくて、しかも完全には等しくないような形にするのがよい。

つぎに線路との結合部は、動作に周波数特性を有しないように、ある程度の整合をとることは必要であり、また線路への結合位置も十分検討しなければならない。

工作にあたっては、非同調形の場合とくに容積が大きくなるが、 Q を減少させないように金属板の継ぎ目はできるだけ少なくして、厳重にハンダ付をし、内面はメッキ、バフ仕上げなどを施して、できるだけ鏡面に近いように仕上げる必要がある。また内面の防錆、防湿に注

表 8.1 エコーボックスのリングタイム

レーダバンド	L		C	C	X	X
周波数 f (Mc/s)	1300±50		5,300±50	5300±50	9375±55	9375±55
形 式	同 調 形		同 調 形	非同調形	非同調形	非同調形
形 状	円 筒 TE ₁₁₁ モード		円 筒 TE ₀₁₁ モード			
モ ー ド 数 $N^{(1)}$	—		—	230	240	220
パルス巾 τ (μ s)	1.0	4.0	0.5	1.0	0.25	0.25
送信電力 P_0 (kW)	500 kW		200 kW	300 kW	50 kW	50 kW
結 合 方 法	方向性結合器		方向性結合器	アンテナ取付	アンテナ取付	H 面 T 分岐
結 合 度 (db) ($2K$ または $2L_0$)	50		60	86	62	70
雑音指数 N_f (db) ⁽²⁾	10	10	15	15	15	15
kTB (dbm) ($T=293^\circ K$)	-109	-117	-108	-109	-108	-108
$Q^{(3)}$	35,000		58,000	86,500	79,000	70,000
リタ ン グ タ イ ム	計 算 値 ⁽⁴⁾	8.0 km 8.5 km	3.0 km	4.0 km	1.2 カイリ	1.6 カイリ
	実 測 値	約 8 km 約 8 km	約 3 km	約 3 km	約 1.1~1.3 カイリ	約 1.5 カイリ

(1) 式 (5.8) による計算値

(3) 計算値, 非同調形は式 (5.10) による計算値

(2) 仮定値

(4) 式 (4.2) (4.3) および (4.4) による ($Q_L=Q/2$)

意し、内面に電気的特性のよい塗料をうすく塗布したり、あるいは乾燥室を設けたりする工夫も必要である。

10. む す び

以上レーダ用エコーボックスについて動作解析を行いリングタイムの計算式を導いたが、その結果は実測値とかなりよく一致しており、理論の正しいことを示している。またその用途およびレーダ総合動作の点検能力の限界などについても述べたが、エコーボックスに関する適当な文献がなく、今後エコーボックスの設計およびレーダの調整、操作に多少なりとも役立てば幸甚である。

参 考 文 献

- (1) N. Marcuvitz: "Waveguide Handbook" MIT Radiation Laboratory Series Vol. 10, pp. 106~130, pp. 363~367, McGraw-Hill Book Co., 1951.

- (2) 林周一: "高次立方体空洞の共振モード数について" 電気通信学会誌, Vol. 37, No. 3, pp. 168~172, 昭和 29 年 3 月.
- (3) T. Moreno: "Microwave Transmission Design Data" Radio Communication Series, p. 210, McGraw-Hill Book Co., 1948.
- (4) L. H. H. Huxley: "Waveguides" Modern Radio Technique Series, p. 227, pp. 231~233, Cambridge University Press, London, 1947.
- (5) H. M. Barlow and A. L. Cullen: "Microwave Measurement" pp. 74~82, Constable and Company LTD., London, 1950.
- (6) C. G. Montgomery: "Technique of Microwave Measurements" MIT Radiation Laboratory Series Vol. 11, pp. 285~307, McGraw-Hill Book Co., 1947.
- (7) 高橋修一: "レーダの総合感度検査法" 電波航法研究報告 (第 3 輯) pp. 48~51, 電波航法研究会, 昭和 28 年 3 月.

TZ-2 形電子管式自動誤字訂正 (ARQ) 時分割多重電信端局装置

国際電信電話株式会社 取締役通信部長
研究部第一機械課通信方式係主任
技術部受信端局課端局係主任
国際電信調整所技術課試験係主任

竹内彦太郎
熊谷黄
山内確郎
富岡欣造

無線機製作所 馬場文夫*・大鳥羽幸太郎**・嶋村和也**・鈴木昌三**

Electronic Time Division Multiplex ARQ Terminals, Model TZ-2

Kokusai Denshin Denwa Company

Electronics Works

Hikotaro TAKEUCHI・Ko KUMAGAI・
Kakuro YAMANOUCI・Kinzo TOMIOKA
Fumio BABA・Kōtarō OTOBA・
Kazuya SHIMAMURA・Shōzo SUZUKI

ARQ terminals are the apparatus, the development of which is so rapid that specialists in the limited field only know them. The device is an electronic time division multiplex terminal to be used on the tele-printer circuit of five unit codes, being capable of automatically correcting mutilation of signals arising on the way. Though it is not possible to do away with all the errors in printing by the use of this apparatus, the accuracy of communication is improved to the degree of 99.99 %. Advantages to be gained in economy justify the rapid increase in the application of ARQ terminals.

1. ま え が き

弱電関係の機器は強電関係の機器と異なり近年急速に進歩発展したものが多く、したがって一般になじみの薄いものが大部分である。ここに述べる ARQ 端局装置はその中でももっとも新しいものの一つで、わが国でうんぬんされだしたのもわずか数年前、しかもとくに限られた分野の人々に知られているにすぎない。

この端局装置は電波伝播を含む5単位の印刷電信回線に使用する時分割電信端局装置で、信号伝達の途中で発生する文字の誤りを自動的に訂正する機能をもっている。ARQ とは Automatic Request の略で、“自動的に再送を要求する”という意味である。

国際電話、海外放送などを聞いた場合よくわかるように、無線回線を使用した通信においては、空電、フェーディング、エコー、混信等の非常に多くの伝播障害を受け、しばしば通話の明瞭度を欠き了解不能の状態となる。印刷電信回線においてもこれとまったく同様につねに多くの障害をうけるのであるが、この影響は電文の誤りという形であらわれてくる。

すなわち5単位印刷電信回線では、マークまたはスペースの5個の組合わせからなる表1.1の5単位符号を使用して通信を行うが、電波伝播障害をうけた場合マーク単位がスペース単位にあるいはその逆の変化が起り、受信側ではまったく別の文字と誤認してプリンタは誤字を印字することになる。

このような誤字が普通の文中にあらわれた場合には前

後の続き工合から或る程度判読することもできるが、数字の中にあらわれたような場合にはそのままでは解読の方法がなく重大な問題を起すことになる。この対策として従来は電文の全文あるいはとくに重要な部分、数字等を再送し比較して確認する方法、あるいは普通の公衆電報のように電報局で電報を取扱う場合には、電報取扱者がチェックして誤りを発見し発信局に問合せて訂正する方法などがとられてきた。しかしこれらの方法を使用した場合には、誤った文字以外に不必要な文字の再送を行うことにもなり、通信能力をいぢるしく低下させる上に、ミスの危険性をはらんでいる。さらに近年加入者印刷電信回線（テレックス

表 1.1 5 単位 7 単位符号対応表

		5単位符号 12345	7単位符号 a b c d e f g
—	A	00000	0000000
?	B	00000	0000000
:	C	00000	0000000
	D	00000	0000000
3	E	00000	0000000
%	F	00000	0000000
Q	G	00000	0000000
L	H	00000	0000000
8	I	00000	0000000
BELL	J	00000	0000000
(K	00000	0000000
)	L	00000	0000000
.	M	00000	0000000
,	N	00000	0000000
9	O	00000	0000000
0	P	00000	0000000
1	Q	00000	0000000
4	R	00000	0000000
+	S	00000	0000000
5	T	00000	0000000
7	U	00000	0000000
=	V	00000	0000000
2	W	00000	0000000
1	X	00000	0000000
6	Y	00000	0000000
+	Z	00000	0000000
CARR. RET.		00000	0000000
LINE FEED		00000	0000000
FIGURES		00000	0000000
LETTERS		00000	0000000
SPACE		00000	0000000
UNP. TAPE		00000	0000000
SIGNAL I.R.Q.		00000	0000000
IDLE TIME A		00000	0000000
IDLE TIME B		00000	0000000

○ マーク
○ スペース

回線)が開かれるに及び、電話交換と同様直接顧客が電氣的に結ばれて電報の送受を行う関係から、電報取扱者が介在して電文を処理する余地がなくなり、誤字発生の問題がクローズ・アップされてその自動的な訂正がとくに望まれるようになった。

ARQ 方式はこのような要望にこたえ、誤字発生による障害を通信業務上ほとんど無視しうる程度にまで軽減すべく考案されたもので、誤字率軽減のために古くから提唱されていた多くの方式に比し、より確実でしかも実用的なものとして最近全世界で実用化されつつある。

TZ-2 形 ARQ 端局装置は 1956 年ワルソーで開かれた C.C.I.R. の ARQ に関する勧告 (Recommendation No. 167 of the 8th Plenary Assembly, C.C.I.R., Warsaw, 1956.) を満足するもので、すでに国際電信電話株式会社に多数納入され、対サンフランシスコ回線、対ハンブルグ回線、対アムステルダム回線などに実用されて偉力を発揮している。

この装置を使用することによっても誤字を皆無にすることは理論上不可能であるが、通信業務上回線の品位を一段と向上させることは明らかで、過日東京—サンフランシスコ回線で行われた実験の結果では、表 1.2 のよ

表 1.2 東京サンフランシスコ間回線試験結果

試験項目 チャンネル	字 数				誤 字 率 (%)			効 率 (%)	試験期日
	a	b	c	d	d/e	e	d/b		
CHA	909,328	820,974	6,247	35	0.56	0.688以上	0.0042	90	1956年 6/27~7/7
CHB	680,448	540,940	3,939	3	0.07	0.588以上	0.0005	81	1956年 6/27~7/4

a; ARQ を用いないときの通信可能字数。
b; ARQ を用いたとき受信側で印字された字数。
c; 誤字として検出され再送が行われた字数。
d; ARQ でも検出されず受信側で印字されてしまった誤字数。

d/e; 検出できなかった誤字と検出され再送が行われた字数との比率。
e; ARQ を用いないときの誤字率。
d/b; ARQ を用いたときの誤字率。
b/a; ARQ を用いたときの回線の利用可能効率。

うに ARQ 方式を使用することにより誤字発生率は 4×10^{-5} にまで軽減され、ARQ 方式を使用しない場合に比して約 99.9% の誤字が改善されている⁽¹⁾。

2. ARQ 方式

2.1 ARQ 方式の原理

ARQ 方式の根本原理は 1944 年にオランダの Dr. Van Durren により提唱され、その後実用面での改良が施されて現在の方式が確立された。

ARQ 方式では従来の印刷電信符号と異なる“誤りの検出基準を含む特殊な 7 単位符号”が使用され、この符号を送受信局間で授受することにより誤字の検出および自動的な訂正を行っている。この方式を使用する場合、通信回線は上り下り両方向 1 組となって構成され、誤字が起らないときには時間関係を除いて両方向それぞれ独立して動作し、誤字が検出されて訂正動作を行う時すなわち ARQ 動作を行うときにのみ、両方向の回線が自動的に送受信両側で結合されて一つのループとして動作する。

この方式の原理を図 2.1 にしたがって説明すれば次のとおりである。

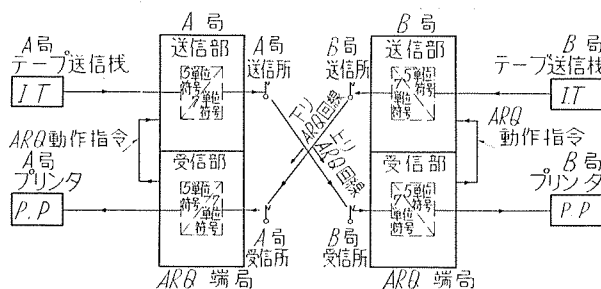


図 2.1 ARQ 回線構成図

Fig. 2.1 Schematic diagram of ARQ circuit.

(1) 誤字の判別

いま A 局 B 局の間で上り下り 2 方向の ARQ 回線が構成されていたとする。両局の送信部においては従来の 5 単位印刷電信符号は前述の“誤りの検出基準を含む特殊な 7 単位符号”に変換される。この 7 単位符号は表 1.1 に示すように 7 個の単位が 3 単位のマークと 4 単位のスペースの組合わせで作られるものに限られ、すべての文字、記号は必ずこの基準にしたがっているの、このマーク・スペース比 (M/S)—3:4—を誤りの検出基準として使用すれば誤字の検出が可能になる。

すなわち空電、フェーディング、エコー、混信等の伝播障害を受け誤字となった場合には、理論的に考える非常にまれな誤字を除いてほとんどこの M/S 比が変化し、0:7 から 7:0 までのいずれかになる。このため受信部において到着する受信入力信号の各文字ごとにこの M/S 比

をチェックするならば、誤字を判別することができる。

(2) 誤字の訂正

図 2.1 において A 局から B 局へ伝送する回線に誤字が生じたとする。B 局の受信部はこの文字を受信し終わったときに M/S 比が 3:4 でないことを確認し誤字と判定して ARQ 動作を開始する。

まず誤字が印字されないようにプリンタの印字動作を停止させ、これと同時に自局の送信部の送信動作を中断して A 局に向って再送要求符号 (Sig. I) を送り A 局に誤字発生を通報する。この Sig. I の送信を行うために上り下り 2 回線が必要になる。

Sig. I を受信した A 局の受信部は同じくプリンタの印字を一時停止させ、送信部も新しい文字の送信をやめて、前に誤字となった文字が送信しなおせるようにさかのぼって何字か前の分から再送を行う。

さきに誤字を受けた受信部はこの再送された信号を受信しふたたび正誤の判断を行った上で、もし正しいと判定した場合には、ちょうど前に誤った文字を受信したときからプリンタの動作を再開させ、訂正された文字を印字する。

この一連の動作はすべて自動的に行われる。

2.2 ARQ 動作の実際

2.1 項で ARQ 方式の原理について述べたが、さらに実際の動作、時間関係などを図 2.1 から図 2.3 にしたがって説明する。

(1) 主局、従局の別

ARQ 動作を述べる前に主局、従局の別を説明する必要がある。ARQ 回線につながる 2 端局には主局、従局の別があり、一方が主局なれば他方は従局となる。

主局とは自局の送信部、受信部がそれぞれ独立した時間関係で動作しうるもので、送信部は完全に独立した位相で動作し受信部は相手局（従局）からの入力信号の位相に合わせて動作する。

従局とは自局の送信部の位相が受信部の位相に対しある固定時間だけ遅れて固定されているもので、受信部の位相は相手局（主局）からの入力信号に合わせている。

すなわち全体の系統では主局の送信部が基準となり、従局の受信部がこれにある伝送時間だけ遅れて固定され、従局の送信部がその受信部に固定時間差をおいて固定され、さらに主局の受信部が伝送時間だけ遅れて従局の送信部に固定される。したがって主局の受信部は従局を中介として自局の送信部に固定されていることになる。

これらの時間関係を図 2.2 に示す。

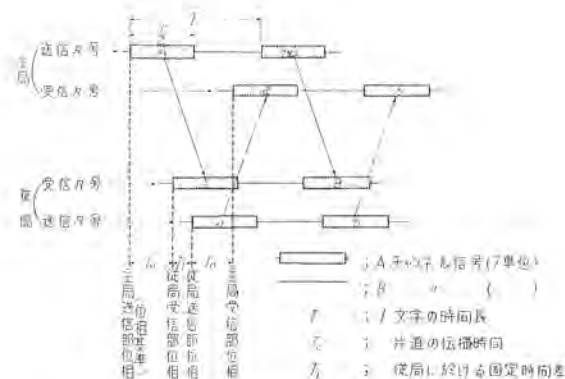


図 2.2 主局従局位相対応図

Fig. 2.2 Phase relationship of master vs slave station.

(2) ARQ 動作

図 2.1 において A 局から B 局へ A, B, C...Z なる文字を繰り返し送信していた場合文字 A が誤字となったとして、図 2.3 により ARQ 動作を説明する。この場合 A 局を主局、B 局を従局とする。

a. B 局の受信部の動作（その 1）

B 局の受信部は A なる文字の 7 単位符号を受信し終わった時に、それが誤字であること（3 マーク・4 スペースでないこと）を検出し、ただちに ARQ 動作を開始する。

ARQ 動作の基準は受信部に内蔵される 4 文字計数器にあり、この計数器は正しい ARQ 動作の時間基準を出すこと、プリンタの印字制御、Sig. I 送出の指令および再送動作の制御などの機能をもっている。この計数器の

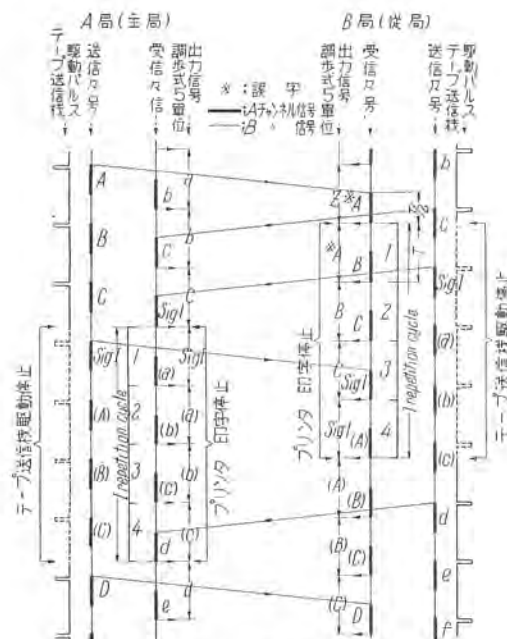


図 2.3 ARQ 動作タイムダイアグラム

Fig. 2.3 Time diagram of ARQ procedure.

一周期を 1 repetition cycle というが、5 単位符号側における 1 文字の時間長を T とすれば、1 repetition cycle は $4T$ にあたる。

ARQ 方式では第 5 章に述べるように時分割多重化を行っているので、7 単位符号側における 1 文字の時間長は $T/2$ となっている（図 2.3, 図 5.1 参照）。受信部における 7 単位符号から調歩式 5 単位符号（第 3 章参照）への変換は、3 マーク検出器が動作したあとで T の時間に伸張して変換されプリンタに送出される。

3 マーク検出器が誤字と判定したばあいには 4 文字計数器がすぐに動作を開始し、調歩式 5 単位出力は 4 文字の間強制的にストップ極性の連続に変更されプリンタの印字は停止される。

4 文字計数器の出力はプリンタの印字停止に利用されるばかりでなく、自局の送信部にも送られて再送要求動作を行うよう指令をあたえる。

b. B 局の送信部の動作（その 1）

B 局の送信部は自局の受信部の 4 文字計数器から指令をうけると、そのとき送信している 1 文字の送信を終了した後に ARQ 動作にはいる。

まず 4 文字計数器の動作中は 5 単位側のテープ送信機を停止させ、新しい文字の導入を中止する。つぎに 4 文字の第 1 文字目に A 局に向かって Sig. I を送信し、これにつづく第 2 文字目から第 4 文字目までの 3 文字間は d. 項で述べる再送動作をおこなう。

c. A 局の受信部の動作

A 局の受信部は B 局からの Sig. I を受信すると、a. 項で述べた B 局の受信部とまったく同じ ARQ 動作を開始する。すなわち受信部は Sig. I を受信したときにも誤字を受信したときとまったく同様に、4 文字計数

器をスタートさせプリンタの印字を停止して自局の送信部に再送動作を行うよう指令する。このように ARQ 動作においては誤字と Sig. I を同等に取扱っているが、その理由は (6) 項に述べる。

d. A 局の送信部の動作

A 局の送信部は自局の受信部の 4 文字計数器から指令を受けると、B 局の送信部とまったく同様な再送動作を行う。すなわち 4 文字計数器の動作中はテープ送信機を停止させて新しい文字の導入を中止し、4 文字の第 1 文字目に Sig. I を B 局に向けて送信し、これにつづいて第 2 文字目からの 3 文字間に前に B 局で誤字となった文字 A を含む 3 文字を再送する。

送信部は 5 単位符号を 7 単位符号に変換して逐次送信して行くが、送信した信号のうちもっとも新しい 3 文字はつねに記憶回路に蓄積されており、ARQ 動作をする 4 文字の期間には、Sig. I につづいてこの 3 文字を古い順に記憶回路から取出して再送する。このようにするならば誤字となった文字 A は必ずこの 3 文字の中に含まれる。

e. B 局の受信部の動作 (その 2)

B 局の受信部は誤字を検出して 4 文字計数器を動作させ、プリンタの印字を停止してはいるが、この ARQ 動作中も送信されて来る信号に対しては正常時と同様に 3 マーク検出器を働かせながら受信を行っている。A 局から再送された信号は B 局で再受信されるが、前に誤りとなった文字 A が再受信されるまではプリンタは停止しており印字は行われぬ。

文字 A が再受信されこの正誤の判定が終ったときに、4 文字計数器の 1 repetition cycle はちょうど完了し、文字 A が正しいばあいには 4 文字計数器は 1 repetition cycle だけで動作を停止して ARQ 動作を解く。すなわち訂正された文字 A が調歩式 5 単位符号に変換されプリンタに印字される。

もし再送された文字 A が回線の障害によりふたたび誤字となったばあいには、repetition cycle は連続してさらに一周期だけ続けられふたたび ARQ 動作が行われる。伝播状態が悪い場合にはこのようにして文字 A が訂正されるまで ARQ 動作が繰り返される。

(3) 記憶回路における文字の蓄積数

以上説明したように、誤字訂正動作は“誤字判別動作”と“再送動作”とから成り立っており、再送動作は記憶回路を使用して行われる。この ARQ 方式で誤字訂正の動作が確実であるためには、どのような条件のばあいにも前に誤字となった文字 A が再送動作によって再送されることが必要で、このためには A 局が Sig. I を受信したときに文字 A が記憶回路に残っていなければならない。文字の蓄積数を多くすればするほど安全にはなるが、回路が複雑になりしかも本来なれば不必要な再送に時間を取ることになり経済的でない。このため世界中どの国との通信においても ARQ 動作が確実な範囲

で、文字の蓄積数は少ないことが望まれる。

図 2.3 でわかるように A 局が文字 A を送信しはじめたときから、B 局からの Sig. I を受信し終るまでの時間 τ は次式で与えられる。

$$\tau = \frac{3}{2}T + T_1 + 2T_0 \dots\dots\dots (2.1)$$

T ; 1 文字の時間長

T_0 ; 片道の伝送時間

T_1 ; 従局における固定時間差

ただし $0 \leq T_1 \leq \frac{T}{2}$ の場合

$$\tau = \frac{1}{2}T + T_1 + 2T_0 \dots\dots\dots (2.2)$$

ただし $\frac{T}{2} < T_1 < T$

従局における固定時間差 T_1 は 0 から T の範囲で自由に取らうから、式 (2.2) の範囲で使用するほうが τ が小くなって望ましいといえる。このようにしたばあい、文字の蓄積数 N は次式で与えられる。

$$N \geq \tau/T = 3/2 + 2T_0/T \dots\dots\dots (2.3)$$

もし N を 3 とするならば片道の伝送時間 T_0 は $3T/4$ まで取りうることになり、無線印刷電信に使用される各種の方式のうち T の最少の 140 ms を考えても、 T_0 は 105 ms となり世界中どの国との通信においても十分満足されることがわかる。

実際には T_1 は ARQ 動作の安全性から決定されるもので、式 (2.3) で採用した $T_1 = T$ よりもっと小さく選ぶことが可能で、伝送時間の余裕はさらにずっと大きな値となる。

この理由から文字の蓄積数は 3 文字に決定されている。

(4) 1 repetition cycle の時間長の決定

(2)-d. で述べたように、再送された文字 A の受信が終ったときにちょうど 1 repetition cycle が完了するが、この条件は蓄積文字数より 1 文字長い値に 1 repetition cycle を選ぶことにより、どんな状態の ARQ 動作においても満足される。

いま A 局が再送動作を行って B 局に送られた Sig. I が、B 局において前に誤字となった文字 A から文字 A を含めて M 番目に受信されたとする。この Sig. I は A 局が B 局の送信部からの Sig. I を受けて ARQ 動作にはいり、逆に B 局に向けて送信したものであるから、A 局の送信部は ARQ 動作にはいるまでに、文字 A から数えて $M-1$ 文字送信していたことになる。

送信部が N 個の蓄積を行っているならば再送文字 A はこの蓄積回路において古いほうから $N-(M-2)$ 番目にあったことになるから、B 局に再受信されるのは誤字 A から数えて

$$M + (N - M + 2) = N + 2$$

番目になってくる。

誤字 A からプリンタの印字を $N+1$ 文字だけ停止させるならば、 $N+2$ 番目に送られて来る再送文字 A は

ARQ 動作解除後の第 1 番目の文字としてプリンタに印字されることになり正確な誤字の訂正が行われる。

この理由から 1 repetition cycle は 4 文字の時間長に決められている。

(5) 誤字に関係ない逆方向の回線に与える影響

B 局の送信部から A 局の受信部につながる回線は、誤字を生じなかったにもかかわらず、Sig. I およびこれにつづいてすでに一度送受信をすませた 3 文字を再送するが、A 局のプリンタは Sig. I から 4 文字間印字を停止しているのでこれらの不必要な文字は印字されない。すなわちこの回線は正常な送受信動作を 4 文字間停止させて誤字訂正を援助するが、回線能率のわずかの低下を除いては他になんらの影響も受けない。

(6) 誤字による ARQ 動作と Sig. I による ARQ 動作

(4) 項までに説明したとおり ARQ 動作の基準は受信部の 4 文字計数器にあり、この計数器は誤字によってもまた Sig. I によってもスタートし、プリンタの印字制御、再送動作指令などまったく同様な ARQ 動作を行う。すなわち ARQ 方式では ARQ 動作に関して誤字と Sig. I とを原理的に同一に取扱っている。

たとえば誤字を生じなかった逆方向の回線では Sig. I の伝送だけが主目的で、文字の再送動作は本来なれば行わなくてもよい。このためこの回線では Sig. I だけ送信し、これを受けた受信部のプリンタの印字停止期間を 4 文字でなく 1 文字だけにしてもよいのであるが、このばあいには Sig. I と誤字を受けた二つのばあいで動作に区別をつけなければならない。しかるに、もしこのように区別をつけるならば、Sig. I をうけて動作する A 局の受信部において、伝播障害によって Sig. I 自身が誤字となったばあい、B 局の送信部は 1 文字しか休まず文字の再送を行わないにもかかわらず、A 局の受信部は誤字による ARQ 動作として 4 文字間プリンタの印字を停止するため、3 文字の脱字を生ずる結果となり ARQ 動作が確実に行われない。

ARQ 動作が行われるときは一般に回線状態が悪化していることが多く、このようなことの起る可能性は相当大きいと考えられる。このために ARQ 動作においては誤字と Sig. I とをまったく同一に取扱わなければならない。

また最初誤字を生じた回線において、再送のときにふたたび Sig. I が授受されるが、これも ARQ 動作に関する統一の面から必要なだけで、本来の機能としては不必要なものである。しかし受信部の 4 文字計数器は一度スタートしたならば、1 repetition cycle を完了するまでに到着する新たな誤字および Sig. I によっては影響を受けないようになっているので、この不必要な Sig. I が悪影響を与えることはない。

TZ-2 形 ARQ 端局装置ではこの不必要な Sig. I を使用して回線の伝播状態の推定を行い、ARQ 動作がよ

り確実になるよう特別な考慮が払われている。

2.3 ARQ 動作の限界

(1) Transpositional Error

以上述べたように ARQ 方式は誤字の判定とその自動訂正機能をもつ非常に進歩した通信方式であるが、実際にはこの方式によっても訂正することができない誤字が存在する。

ARQ 方式では誤りの検出基準を含む 7 単位信号を使用して誤字の判定を行っており、この 3 マーク・4 スペースの検出基準からはずれたことによって誤字と判定し訂正動作を行っている。しかるに 3 マーク・4 スペースでない文字が誤字であることはたしかであるが、誤字は必ず 3 マーク・4 スペース以外の条件になるとはかぎらない。

もし 7 単位符号においてマーク単位の位置にスペース単位の障害が起り、スペース単位の位置にマーク単位の障害が起ったばあいには、文字はまったく異なった誤字となるが 3 マーク・4 スペースの条件はいぜん満足され、ARQ 方式では誤字と判定することができず、したがってこれを訂正することもできない。

このようなマーク単位とスペース単位の位置が入れ替った形の誤字を Transpositional Error といい、ARQ 方式の限界を与えるものの一つである。しかしこの種の誤字は、1 文字の期間に極性の異なる障害が特定の位置にしかも同じ回数起ったときにはじめて発生するもので、ARQ 方式で訂正可能な普通の誤字にくらべてその発生の確率は非常に少なく、表 1.2 の例では 10^{-5} 程度となっている。

この程度の信頼性は無線印刷電信回線の系統に使用されるすべての機器を総合した信頼度と同じ程度であり、実用上はほとんど無視しても差支えないと考えられる。もちろんこの種の誤字の発生率は回線の状態によって大巾に変化するので、誤字訂正機能から見た優劣は各種の状態における実験の結果にまたねばならないが、理論的に考えた訂正不能の誤字の問題は次のように考えることができる。

(2) 誤字を印字する確率⁽²⁾

この問題を理論的に取扱うために次のような仮定を行う。

a. 回線の S/N 比と符号の一単位が誤りとなる確率の関係は、図 2.4 のような H. B. Law 氏の論文⁽³⁾⁽⁴⁾による指数特性をもつものとする。

b. 雑音としては連続雑音だけを考える。

c. フェーディングは L-L 分布をもつものとする。

このようにすると、1 文字の素子数 n なる符号の r 個の素子が誤りとなる確率 P_r は、 $(n-r)$ 個の素子が正しくしかも r 個の素子が誤ったばあいと考えて次のようにあらわせる。

$$P_r = {}_nC_r \cdot P_e^r (1 - P_e)^{(n-r)} \dots \dots \dots (2.4)$$

ただし ${}_nC_r$; n 個の中から r 個を取出す組

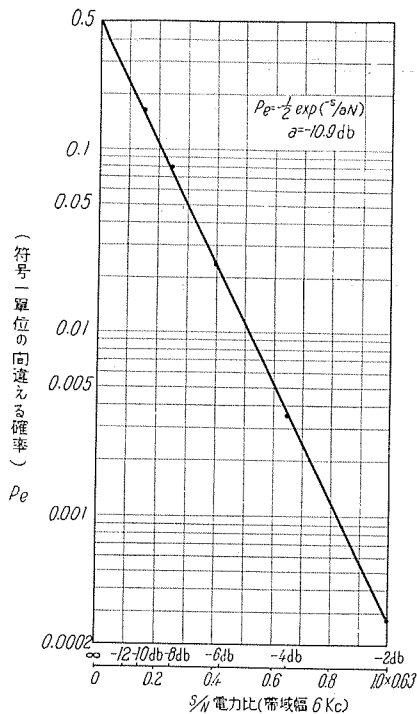


図 2.4 回線の S/N 比と符号の 1 単位が誤りとなる確率

Fig. 2.4 Relation between circuit S/N ratio and probability of one unit of code being mutilated.

合わせ

P_e : 符号の 1 単位が誤りとなる確率
また n 単位の符号が誤りとなる確率 P_e は、この P_e の r が 1 から n までの総和で

$$P_e = 1 - (1 - P_e)^n \quad (2.5)$$

と考えられる。

ARQ 方式で使用している 3 マーク・4 スペースの 7 単位符号が Transpositional Error となる確率 P_m は、3 個のマーク単位のうち r 個がスペースに、4 個のスペース単位のうち r 個がマークに変化して、しかも残りの $(n-2r)$ 個の素子に変化しないときの確率と考えられるから

$$\begin{aligned} P_m &= \sum_{r=1}^3 {}_3C_r \cdot P_e^r \cdot {}_4C_r \cdot P_e^r \cdot (1 - P_e)^{(7-2r)} \\ &= 12 P_e^2 (1 - P_e)^5 + 18 P_e^4 (1 - P_e)^3 \\ &\quad + 4 P_e^6 (1 - P_e) \quad (2.6) \end{aligned}$$

とあらわされる。

一方 ARQ 方式で誤字を印字する確率 P_t は、正しい文字と判断したにかかわらず誤字を打った確率と考えられるから

$$P_t = \frac{P_m}{1 - P_e + P_m} \quad (2.7)$$

とあらわされる。

これらの確率を 5 単位符号のように訂正能力のない方式について考えるならば次のようになる。

$$\begin{aligned} P_e &= P_t = P_m \\ P_e &= 1 - (1 - P_e)^5 \\ &= 5 P_e - 10 P_e^2 + 10 P_e^3 - 5 P_e^4 + P_e^5 \quad (2.8) \end{aligned}$$

いま $P_e \ll 1$ が成立する範囲を考えるならばこれらの確率は次のようになる。

5 単位のばあい;

$$P_e \doteq 5 P_e$$

7 単位のばあい;

$$P_e \doteq 7 P_e$$

$$P_m \doteq 12 P_e^2$$

$$P_t \doteq 12 P_e^2$$

この実際に印字される誤字の確率 P_t と 1 単位の誤りとなる確率 P_e との関係を図 2.5 に、さらに S/N 比との関係を図 2.6 に示す。ただしこれらの図は 5 単位方式、7 単位 ARQ 方式のほか、デジタル・コンピュータなどに使用されるパリティ・チェックをほどこした 6 単位 ARQ 方式 (通信用としては実用されていない)、および Hamming, 喜安の両氏により発展された 9 単位の誤字訂正方式 (符号自体に誤りの検出基準と訂正能力をもたせたいわゆる Error Correcting Code を使用したもので、1 文字中に含まれる 1 個の誤りを訂正できる) をもあわせて示し、各方式が比較できるようにした。

この図から判断されるように、実際に誤字を印字する確率は 7 単位 ARQ 方式がもっとも少なく、6 単位 ARQ 方式、9 単位誤字訂正方式、5 単位方式の順に増加する。しかし実用されてはいないが 6 単位 ARQ 方式と 7 単位 ARQ 方式は、多少の優劣は認められるがほとんど大差ないといえる。

これらの関係はフェーディングの問題を考慮しないばあいのことで、もし L-L 分布のフェーディングを考慮するならば、理論解析は省略するが図 2.7 のようになる。この図によればフェーディングがあるばあいには誤字訂正機能は全般的に悪化し、誤字発生率の確率は 5 単位方式のように誤字訂正機能をもたない方式に近づいて行く。

しかるに表 1.2 に示したように、実際の実験結果はこの結果とはだいぶ違っており、 10^{-4} 程度の誤字率のところでも 7 単位 ARQ 方式は $1/10 \sim 1/100$ 程度誤字率が減少している。このことは実際の実験では雑音、フェーディングの状態がこの仮定と反しており、空電などの衝撃性

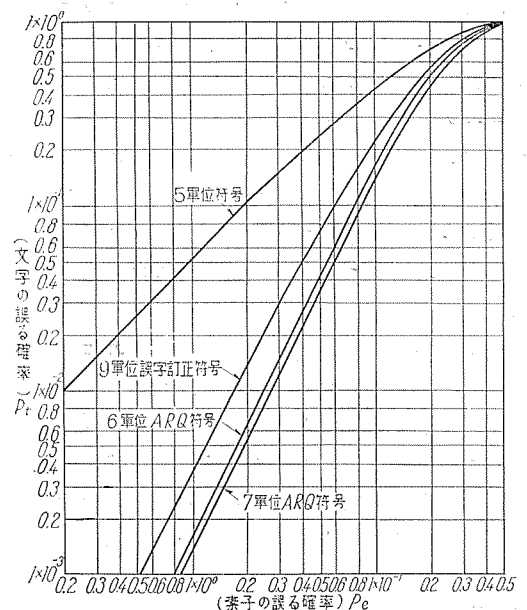


図 2.5 P_e と P_t の関係

Fig. 2.5 Relation between P_e and P_t .

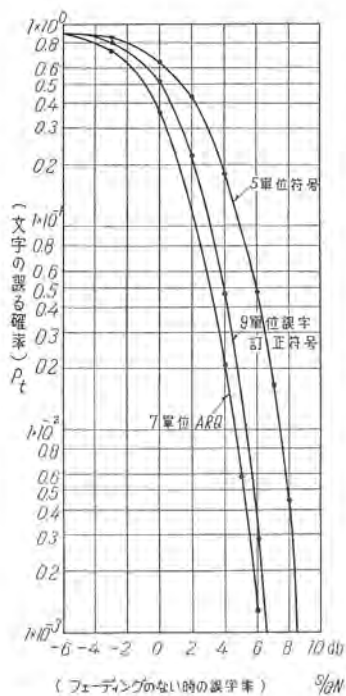


図 2.6 P_e と S/N 比の関係 (1)

Fig. 2.6 Relation between P_e and S/N ratio.

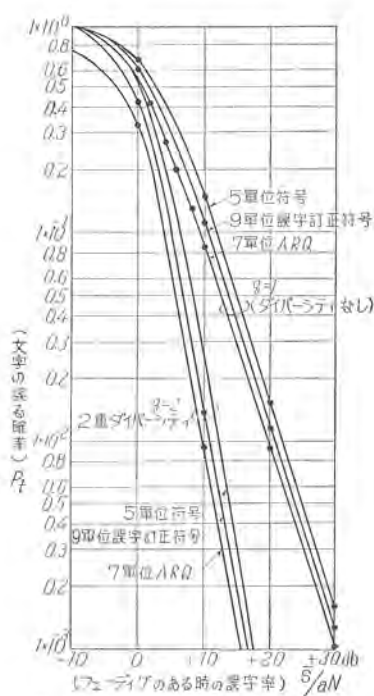


図 2.7 P_e と S/N 比の関係 (2)

Fig. 2.7 Relation between P_e and S/N ratio.

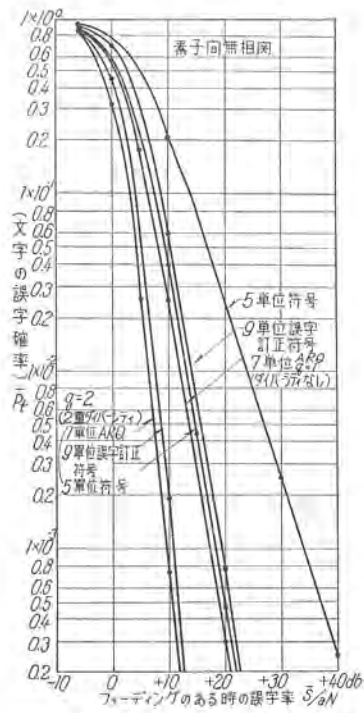


図 2.8 P_e と S/N 比の関係 (3)

Fig. 2.8 Relation between P_e and S/N ratio.

雑音の問題、L-L 分布を示さないような時間率が 10^{-3} より小さいところのフェーディングの問題などを考慮にいれなければ、より事実に近い理論解析は望み得ないことを物語っている。

これらのことを考慮してさらに誤字率の少ない S/N 比のよい状態に適合するように、時間率が 10^{-3} 以下のフェーディングの影響を考慮して解析するならば、説明は省略するが図 2.8 に示す傾向が得られる。

図 2.7、図 2.8 の両者を考えたばあい、定性的に S/N が悪いところでは図 2.7 が事実近く、よいところでは図 2.8 がより事実に近いといえるもので、実際にはこの傾向をとりながらこの両曲線の中間の値をとるものと考えられる。

このように現段階では真に十分な理論解析は行われていないが、これらの結果によっても一応の傾向を知ることができ、さらに近い将来衝撃性雑音の問題、検出方式の相違による固有の能力などが考え合わされて、この方式の有用性が理論的にもより正しく実証されることと思われる。

(3) 再送動作による伝送速度の低下

ARQ 方式の限界を与えるものとしてほかに再送動作による伝送速度の低下の問題があげられる。すなわちこの方式を使用する回線が商用のものである以上、当然業務上の品位というものが考えられるべきで、回線の状態が非常に悪化し誤字ばかり生ずるようなばあいには、回線の利用率の低下が大きな問題となってくる。

たとえば、ARQ 方式では 1 回の ARQ 動作で Sig. I を含めた 4 文字の再送動作を行っているので、4 文字に 1 回誤字を生ずるようなばあいには ARQ 動作が連続しプリンタは印字を行わないことになる。すなわち ARQ

方式を使うならば $1/4$ の誤字率のような悪回線を想定するならば通信業務はまったく途絶することになる。もちろんこれは極端な例であり、実際にはその時刻時刻によって状態の好いバンドに回線を切替えて使用しているので、磁気嵐のような通信途絶のばあいを除いてこのような状態はまず起らないが、回線状態いかんによってはかなりの伝送速度の低下も考えられる。

実際問題としてこの通信速度の低下がどの程度まで許されるかは場合場合によって異なり一概にはいえないが、普通の 5 単位方式で Confirm を平均 $1/10$ 程度行くと仮定したならば 10% の低下までは十分実用になると考えられる。10% の通信速度低下とは Transpositional Error を考えないならば 40 字に 1 字の割合で誤字の起るばあいを意味し、もし両方向の回線に生ずる誤字が等しいとしたときには $1/80$ の誤字率となる。印刷電信回線が実用されている回線状態は、大体 10^{-3} 程度の誤字率（このときの実際に印字する誤字率は 10^{-3} ぐらいである）のばあいが普通で、そのようなときにはこの方式の通信速度の低下は全然問題にならないと考えられる。

(注) 表 1.2 の試験結果においては ARQ 方式を用いないとしたときの誤字率 e が正確に表現されていないが、このときの回線状態は 10^{-3} 程度の誤字率であったと考えられる。この e はふつう c/a (このばあい 0.688 および 0.588) と考えられているが、実際には再送されてきた文字がふたたび誤りとなることがあり、この誤字は ARQ 方式を使用しないならば当然誤字として印字されるべきものであるにもかかわらず、 e であらわされる字数の中には含まれていない。このため c/a と考えるならば実際の誤字率よりも好い値を示すので、とくに c/a で与えられる誤字率以上としてあらわした。実際には受信される文字のうち再送文も含めて誤りの字数を取り、これと d との和の a に対する比として算出すべきである。

3. 符 号

以上述べたとおり ARQ 方式では符号が重要な役割を果たしているが、この端局装置に関係する符号には送信部入力として与えられる 5 単位の等長符号、ARQ 動作をさせるための 7 単位符号および受信部のプリンタを駆動する調歩式 5 単位符号の 3 種がある。

3.1 送信部入力の 5 単位符号

ARQ 端局装置においては ARQ 動作の際に送信する文字の導入を自動的に制御する必要があり、このため 5 単位符号の送信機としては局内テープ送信機、FRXD などのように ARQ 端局装置からの駆動信号によって送信動作が制御される形のものが使用される。

これらの送信機には表 1.1 に示す 5 単位符号にしたがって鑽孔されたテープがかけられ、テープの文字は ARQ 端局装置からの駆動パルスによって 1 文字ずつ読み込まれ、5 単位の要素が時間的に同時な形の信号として取りだされる。この出力は接点の ON, OFF の状態として、またはこれを電圧、電流などに変換した形として取りだされ、5 単位符号の No. 1 から No. 5 までの条件と 3.3 項で述べる休止時間の条件 No. 6 の 6 個の条件として多線式で端局に供給される。TZ-2 形 ARQ 端局装置はこれらの条件が電圧の形で与えられたときに動作するように作られている。

3.2 調歩式 5 単位符号

受信部の 5 単位側出力は、文字をあらわす 5 単位符号の前後にそれぞれスペース極性を有するスタート素子およびマーク極性を有するストップ素子を付加したいわゆる調歩式 5 単位符号として取出される。

調歩式 5 単位符号はプリンタの機構上の要求から、図 3.1 に示すようにストップ素子が他の 5 単位素子およびスタート素子より時間的に長いことが望まれ、1956 年に開かれた C. C. I. R. の勧告によれば、5 単位およびスタート素子の時間長を 1 としたばあいストップ素子の時間長は少なくとも 1.4 必要で 1.5 程度が望ましいとされている。

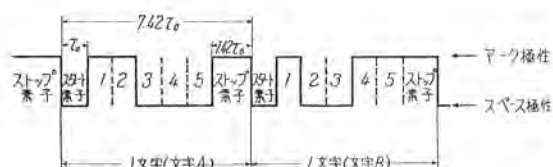


図 3.1 調歩式 5 単位信号の一例

Fig. 3.1 An example of start-stop 5 unit signal.

ARQ 方式を使用するばあい、テレックス回線のように無線回線が電報局を介して直接国内印刷電信回線と接続されるものと、商用回線のように電報局だけに関するものと 2 通りが考えられる。直接国内回線と接続されるばあいには送受信のスピードの規格は国内回線の規格に合致するように定められなければならない。しかし無線回線が直接国内回線に接続されないものにおいては、そ

表 3.1 C. C. I. R. により勧告された通信速度

	文字の時間表 (mS)	多重側キーイング速度 (Bauds)	対応する国内回線 (Bauds)
1	163.1 ¹ / ₃	171 ² / ₃	45.5 7.42 単位
2	145.9 ² / ₅	192	50 7.5 "
3	140	200	なし (50 7 単位)

の回線だけで定められた特殊な規格を使用してもさしつかえない。C. C. I. R. ではこれらの条件と既設の ARQ 端局装置の規格を考慮に入れ、表 3.1 の 3 種の通信速度を勧告しており、TZ-2 形もこの規格にしたがっている。

3.3 7 単位符号

ARQ 方式に使用される 7 単位符号は初期においては多少違った形が提唱されていたが、現在では C. C. I. R. の勧告により表 1.1 のように定められている。

この符号は 2.1 項で述べたように必ず 3 単位のマークと 4 単位のスペースから構成されているから、その取りうる組合わせの数は $7! / 3! \cdot 4! = 35$ 組となる。一方 5 単位符号は $2^5 = 32$ 種類なので 5 単位符号のすべてを 7 単位符号に対応させてもなお 3 種類の符号が余る。ARQ 方式ではこの 3 符号のうち 1 個を再送要求符号 "Sig. I" に、他の 2 個をそれぞれ休止時間信号 α "Idle Time α " および休止時間 β "Idle Time β " に使用している。これらの休止時間信号は次のように使用される。

(1) テレックス回線のばあい

α 信号； テープ送信機が接続されていないばあい

β 信号； テープ送信機は接続されているが、送信機のクラッチマグネット・スイッチが開かれているばあい、およびテープに余長がないばあい。

すなわちテレックス回線においては回線の空き状態のときは α 信号を送出し、テレックス交換台で加入者の送信機が接続されまだ文字の送信が行われていないときおよび途中で送信を中止したときに β 信号を送出する。

(2) 商用回線のばあい

α 信号； テープ送信機が接続されていないばあい、テープ送信機のクラッチマグネット・スイッチが開かれているときおよびテープに余長のないとき送出される。

β 信号； 使用されない。

すなわち商用回線ではすべての休止時間に α 信号を送出する。

(3) α 信号、 β 信号と 5 単位符号との対応

調歩式 5 単位符号による有線のテレックス回線では C. C. I. R. の勧告により、回線の空き状態のばあいはスペース極性（スタート極性）の連続、送信機が接続されているが通信を中止しているばあいはマーク極性（ストップ極性）の連続という 2 種の休止時間信号を使用しているが、TZ-2 形 ARQ 端局装置では α 信号、 β 信号のどちらを受信したときにも調歩式 5 単位信号出力はつねにマーク極性の連続に変更され、通信中止のばあいと同様プリンタをストップ極性で停止させる。

4. 外部装置との関係

ARQ 端局装置は通常中央局におかれ、送信部の多重側出力（7 単位信号）は連絡線を経て無線送信所に送られ、受信部の多重側入力（7 単位信号）は逆に無線受信所から連絡線を経て送られてくる。5 単位側チャンネル入出力の接続方法は回線の運用方法によって異なり、基本形として次に述べる 3 種がある。

4.1 商用回線

これは図 4.1 のブロックダイアグラムに示すように中

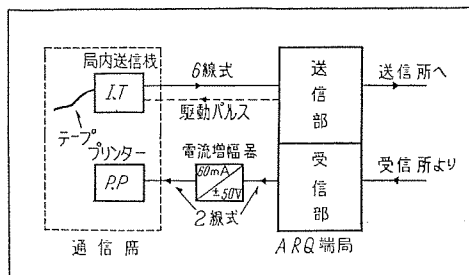


図 4.1 商用回線の場合
Fig. 4.1 Case of commercial circuit.

中央局内の通信席で電報の送受を行うばあいである。各チャンネルの送信側には通信席の5線式テープ送信機が接続されこれで電報をテープ送信する。受信側では調歩式5単位出力が電流増幅器を通して通信席のプリンタに供給され電報が受信される。この電流増幅器は端局装置からの出力信号をプリンタ駆動に必要な電流信号に変更するために使用され、これらの接続はすべて二線式で行われる。

4.2 専用回線

これは図4.2のブロックダイアグラムに示すようにARQ回線のあるチャンネルを特定の加入者が専用するばあいである。

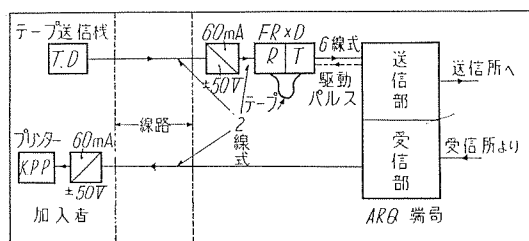


図 4.2 専用回線の場合
Fig. 4.2 Connection to the private line.

送信部の5単位信号は多線式で導入するため、これをそのまま加入者まで延長することはできずFRXDを使用して送信を行う。すなわち加入者からの送信々号は普通の調歩式5単位符号の形で二線式で中央局まで送られFRXDにはいる。FRXDは受信鑽孔機とテープ送信機が組合わされた形のもので、加入者からの調歩式5単位符号はいったんテープの形に変換蓄積され、このテープがARQ端局装置からの駆動パルスによって順次読み取られ送信されて行く。

受信部の5単位出力は直接線路を通して加入者に供給され、商用回線のばあいと同様にして印字される。

4.3 テレックス回線

テレックス回線のばあいは図4.3に示すように加入者が複数となるため、専用回線のばあいの回路にテレックス交換台が追加される。この交換台はARQ端局のはいっている無線電信回線と、任意の加入者の電信回線を接続するためのもので、その機能は電話の交換台とほとんど同じである。すなわちこれには幾つかの加入者回線と無線回線とが収容され、それらを接続するための交換接続回路および加入者側、無線側と打合わせを行うための交換手通信席がある。また交換台には無線回線の相手側における交換状態を知るために標示ランプが設けられ、

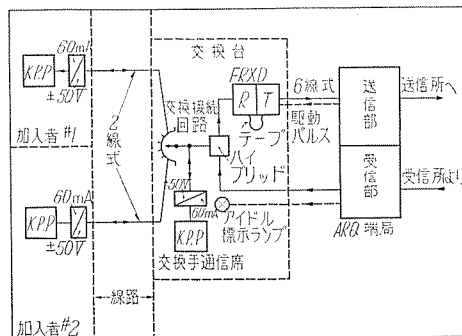


図 4.3 テレックス回線の場合
Fig. 4.3 Connection to the telex channels.

ARQ端局装置受信部が休止信号 α , β を受信したときにこれを標示する。すなわち相手側で加入者が接続されていないときは α 信号のランプが点火し、加入者が接続されて通信準備が完了したときには β 信号のランプが点火する。

5. 時分割多重と同期の問題

5.1 時分割多重

TZ-2形ARQ端局装置は誤字訂正機能のほかに時分割多重端局としての機能を合わせもち、2チャンネル用(CH AおよびCH B)または4チャンネル用(CH A, CH B, CH CおよびCH D)の端局として使用できる。現在国際間で使用されているおもな印刷電信回線は、周波数の制限、伝播障害などの問題から一般に2チャンネルまたは4チャンネルの時分割多重化を行っており、ARQ方式を採用したばあいにも既設の回線とのCompatibilityの面からまったく同様な時分割多重方式の採用がC. C. I. R. によって勧告されており、この端局装置でもその方式ののっている。

(1) 2チャンネルの時分割多重方式

CH A, CH Bは連続して1文字ずつ交互に送信される。すなわち図5.1に示すようにCH Aを1文字送っ

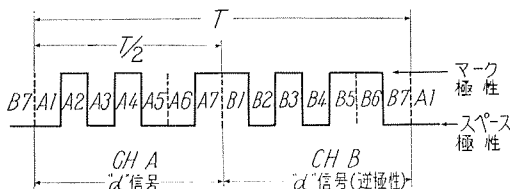


図 5.1 2 CH 時分割多重信号
Fig. 5.1 2 CH time division multiplex signals.

たあとでつづいてCH Bを1文字送り、これが連続して繰り返すいわゆるLetter Base方式である。

CH A, CH Bの判別はCH Aを正極性キーイング、CH Bを逆極性キーイングすることによって行う。すなわちCH BのマークはCH Aのスペースと同極性、スペースはCH Aのマークと同極性でキーイングされ、このため7単位出力信号ではCH Bは3マーク・4スペースではなく4マーク・3スペースの形に逆転されている。

受信側では正極性のまま受信して3マーク・4スペースが満足されているチャンネルをCH Aと、逆極性で受

信したとき満足されるチャンネルを CH B と判定する。

(2) 4 チャンネルの時分割多重方式

CH A, CH B は 2 チャンネルのばあいと同様 Letter Base で送信され, CH C, CH D も同様に Letter Base で送信される。CH A, B 群と CH C, D 群との組合せはインターレースによって行う。すなわち CH A の 1 素子——2 チャンネルのばあいの 1 素子の時間長の 1/2——の次に CH C の 1 素子を送りこれを繰り返して CH A, CH C を送るいわゆる Baud Base 方式である。このようにして CH A, CH C 1 文字ずつを送り終るとつぎに CH B, CH D を同方法で送りこれが繰り返す。この関係を図 5.2 に示す。

CH A と CH B の判別および CH C と CH D の判別は 2 チャンネルのばあいと同様に、たがいに逆極性のキー

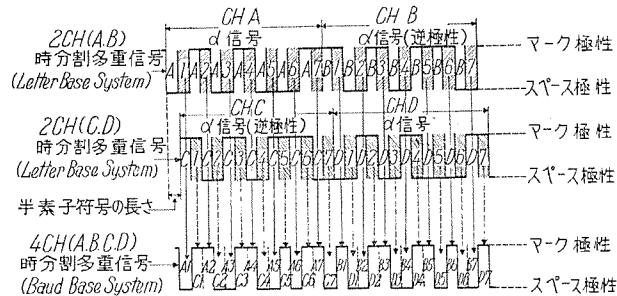


図 5.2 4 CH 時分割多重信号
Fig. 5.2 Baud base system (combined 4 CH time division multiplex signals).

イングをすることによって行い, CH・AB 群と CH・CD 群はこれまたがいに逆極性キーイングをすることによって区別する。すなわちこれら 4 チャンネルのキーイング極性は次のとおりである。

- CH A……………正極性キーイング
- CH B……………逆極性キーイング
- CH C……………逆極性キーイング
- CH D……………正極性キーイング

(3) サブチャンネル

この端局装置では 2 チャンネルまたは 4 チャンネルの主チャンネルを、さらに低速度のサブチャンネルに時分割することができ。すなわち 2 チャンネル動作のばあいには, CH A, CH B のいずれか一方のチャンネルをサブチャンネルに時分割することが可能で, 4 チャンネル動作のばあいには, CH・AB 群のうち 1 チャンネル, CH・CD 群のうち 1 チャンネル, 合計 2 個の主チャンネルを同様のサブチャンネルに再分割でき

1 個の主チャンネルで取りうるサブチャンネルの数は

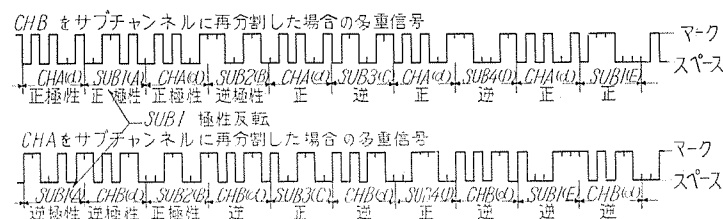


図 5.3 CH A または CH B をサブチャンネルに使用した場合の多重信号
Fig. 5.3 Multiplex signal using CH A or CH B for sub channel.

表 5.1 サブチャンネルの通信速度

	SUB-1	SUB-2	SUB-3	SUB-4
a	主チャンネルの 1/4	主チャンネルの 1/4	主チャンネルの 1/4	主チャンネルの 1/4
b	1/4	1/2	1/4	—
c	1/2	1/2	—	—
d	1/4	3/4	—	—

最高 4 チャンネルまでで、その取り方および通信速度は表 5.1 のとおりである。すなわち図 5.3 のように、主チャンネルは 4 文字に 1 回送信される Sub 1 から Sub 4 までの 4 個のサブチャンネルに再分割され、このおのおのを独立したチャンネルとして使用したばあいが表 5.1 の a となり、2 個または 3 個のチャンネルを 1 チャンネルとして使うばあいが同じく b, c, d となる。

サブチャンネルを使用したばあい、他のサブチャンネルが送信されている時間はそのチャンネルの受信出力は休止時間のときと同様ストップ極性の連続に変更されて印字は行われない。

サブチャンネルのチャンネル判別は Sub 1 チャンネルを逆極性キーイングすることにより行う。すなわち CH A をサブチャンネルに分割したような、主チャンネルのキーイング極性が正極性のばあいには、Sub 1 チャンネルだけが逆極性キーイングとなり、主チャンネルのキーイングが逆極性のばあいには、Sub 1 チャンネルだけが正極性キーイングとなる。

(4) 時分割多重と時間基準

時分割多重通信においては各チャンネルが一定の位相関係に保たれ、同一の繰り返し周期で送受されており、この関係が自局の送信部あるいは受信部内ではもちろん、相手局との間でもつねに正確に保持されていなければならない。それがためこの端局装置では周波数精度の高い主発振器を使用して独立同期に近い正確な時間基準を作

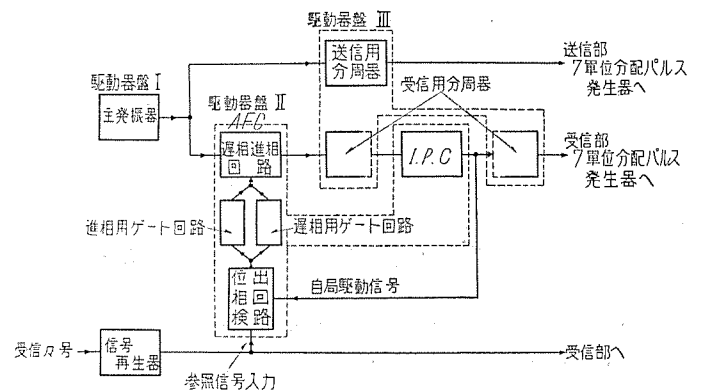


図 5.4 駆動部ブロックダイアグラム
Fig. 5.4 Block diagram of driving section.

り、これを適当に分周して 7 単位信号の単位パルスの時間基準、チャンネル分配信号の時間基準として使用するとともに、さらに受信部においては AFC 回路を動作させて、相手局から送られてくる信号に対しこの時間基準の修正を行い同期の維持を確実にしている。

これらの時間基準をだす駆動部のブロックダイアグラムは図 5.4 に示すとおりで、 10^{-5}

の精度をもつ主発振器が基準となり、この出力がそのまま送信用分周器で分周されて送信部の7単位分配パルス発生器を駆動し、時間基準の正確な7単位分配パルスおよびチャネル分配パルスを作りだしている。一方主発振器出力は AFC 回路の一部にある遅相進相回路を通して受信用分周器にも印加され、分周の途中で Initial Phase Corrector 回路を通してから送信部と同様 7 単位信号分配パルス発生器を駆動し、受信用の 7 単位分配パルスおよびチャネル分配パルスなどを作り出している。

5.2 AFC

ここに使われている AFC は受信入力信号の変換点と受信部の駆動信号の変換点の位相を比較して、つねにその両者がほとんど一致するように自局の駆動信号の位相を変化させて追従する無定形位相 AFC である。この回路は図 5.4 に示すように位相検出回路、進相用ゲート回路、遅相用ゲート回路および進相遅相回路からなっている。

(1) 位相比較動作

位相検出回路は受信 7 単位信号の正の変換点と自局の受信部の駆動信号の正の変換点の位相を検出する回路で、トランス、セレン整流器を使用した位相反転回路である。この回路の基本形は図 5.5 のとおりで、信号入力端子に印加された入力パルスは出力端子に伝送される途中で位相反転入力により制御されて、パルスの極性が正または負に変換される。すなわち位相反転入力端子に信号が印加されたばあい、端子 5 が負極性ならばセレン整流器 a, a' が導通して入力パルスは正極性のまま伝送されるが、端子 5 が正極性のばあいには b, b' が導通して入力パルスは逆極性となって伝送される。位相反転入力としてく形波を使用するならば、このく形波の正の変換点の前では正伝送、あとでは逆伝送がおこなわれる。

実際の回路では受信 7 単位信号は微分されてパルスの形となり、正の変換点を代表する正方向のパルスのみがとりだされてこの位相反転回路に加えられる。一方位相反転入力としては自局の受信部の駆動用く形波が使用され、このく形波の正の変換点と受信 7 単位信号の正の変換点とを比較して、この位相の進みと遅れを正伝送と逆伝送に対応させ位相の判別を行っている。すなわち 7 単位信号の単位パルスの時間長を τ' とするならば、これを微分した正方向のパルスの間隔は最小 $2\tau'$ となり、も

し位相反転用く形波の繰返し周波数 f を

$$f = n_1 / 2\tau' \quad \text{ただし } n_1 \text{ は正の整数} \cdots \cdots (5.1)$$

とするならば、この対応が満足され入力パルスの位相が進んでいるばあいには必ず正伝送が、遅れているばあいには必ず逆伝送が行われる。

このようにして受信 7 単位信号の正の変換点が自局の駆動信号の正の変換点より進んでいれば出力端子から正のパルスが取りだされ、遅れているときには負のパルスが取りだされて位相の判別を行うことができる。

(2) AFC 動作

位相検出回路で量子化された検出々力は進相用ゲート回路、遅相用ゲート回路に同時に印加され、正のパルスのときには遅相用ゲートを閉じて進相用ゲートを開き、負のパルスのばあいには逆に進相用ゲートを閉じて遅相用ゲートを開く。これらのゲート回路は入力パルスが積分されてある値に達したときにはじめて動作する積算形のブロッキング発振器で、一度動作してパルスを発生したならばふたたび初期の状態にもどり、あらたに積分が行われないうちに動作しない。このように位相検出後の AFC 動作を即動形でなく遅動形とすることにより、受信々々のひずみあるいは符号の混入などによって生ずる過修正を避けている。

進相用ゲートおよび遅相用ゲートの出力パルスはそれぞれ独立して進相遅相回路に印加される。

進相遅相回路はさきに位相検出回路に印加した反転入力く形波を作りだす分周器の入力側に挿入されており、主発振器から分周器を駆動するパルスがこの回路を通過する際にそのパルスの数を増減して分周器の動作を制御する。

すなわち進相用ゲートが開いたばあいには駆動パルスを 1 本増加させ、遅相用ゲートが開いたばあいには駆動パルスを 1 本減少させて、分周器の初段の動作を強制的に進めたり遅らせたりする。この分周器に与えられる制御動作はその出力に影響をおよぼし、進相用ゲートおよび遅相用ゲートが動作するごとに位相反転用く形波の変換点は進んだり遅れたりする。

いま受信 7 単位信号の変換点が進んでいるときには位相検出回路から正のパルスが送出され、進相用ゲートが動作して位相反転用く形波の正の変換点はわずかに進められる。変換点の位相進みが大きいときにはこの動作が何回か繰返され、ついに信号の変換点よりく形波の変換点が進んだ位置になり停止する。こうしてく形波の変換点のほうが進んだならば逆に遅相系の回路が働いて今度は逆に変換点を遅らせる。このようにしてく形波の正の変換点は信号の正の変換点にほとんど等しい位置で前後に微小変動をしながらロックされる。

(3) AFC の追従能力

自局の時間基準と相手局の時間基準がいちじりしく異なるばあいには AFC は追従能力を失い同期がはずれてしまう。同期維持のために許されうる最大の周波数確度

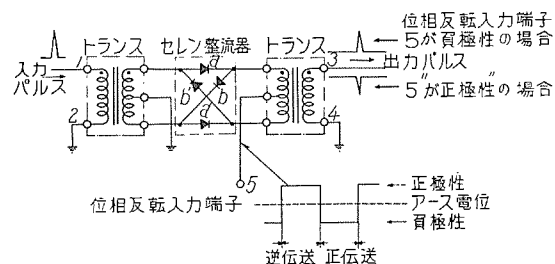


図 5.5 位相検出回路

Fig. 5.5 Phase detecting circuit.

を AFC の追従能力とするならば、これは信号のひずみの状態、送信文字の組合わせなどにより異なり一概にいうことはできないが、信号のひずみを無視し理想的に考えたばあいは次のようにあらわされる。

$$\frac{\Delta F}{F} = \frac{\tau_0'}{T \times \frac{\tau_1}{n_2 \Delta t}} \dots\dots\dots (5.2)$$

ただし $\Delta F/F$; 許容周波数精度

τ_1 ; 連続した電圧を進相または遅相用ゲートに印加したと考えたときゲートが閉じてから開くまでの時間

Δt ; 位相検出パルスのパルス巾

T ; 1 文字の時間長

τ_0' ; 進相または遅相させる単位量

n_2 ; 1 文字中に含まれる正の変換点の数

実際の回路では τ_1 は約 5 ms, Δt は約 100 μ s, n_2 は 4 チャンネル動作のばあい最少 2 個から最大 14 個平均 8 個くらい, 2 チャンネル動作のばあい最少 1 個最大 7 個平均 4 個くらい, τ_0' は 210 μ s であるから、通信速度を 45.5 Baud T を 161 $\frac{1}{3}$ ms としたばあい

4 チャンネル動作

$$\frac{\Delta F}{F} = 2 \times 10^{-4}$$

2 チャンネル動作

$$\frac{\Delta F}{F} = 1 \times 10^{-4}$$

となる。

このような連続的な変化ばかりでなく、瞬間的な位相ずれが起りこの状態が続いたときには上記の追従能力の考え方だけでは不十分となる。すなわち位相比較を行うときに自局の時間基準く形波の単位時間長より大きな位相ずれが起ったようなばあい、この状態がすぐに復帰すれば問題はないが進相または遅相動作が時間基準く形波の半サイクル ($1/2f$) の時間以上持続したならば、位相の検出が正常でなくなり AFC 動作に支障をきたす恐れがある。このような瞬間的に発生する位相ずれが AFC 動作に悪影響を与えないためには時間基準く形波の単位時間長を大きく選定することが望まれ、式 (5.1) の n_1 の値は回路条件が許すかぎり小さく取られるべきで、実際の回路では n は 2 に選ばれている。

5.3 Initial Phase Correction

時分割多重通信においては送信側で送りだした 1 文字分の信号を受信側で正しく 1 文字として取りだすことが必要で、文字の切れ目を誤認したチャンネルの分離を誤るならば受信々号はすべて誤字となる。このため正確な時間基準の発生と AFC 方式を使用して同期の維持を確実にしているが、このほかに最初に正しい位相を検出する操作がぜひ必要になってくる。この最初の位相同期操作を Initial Phase Correction (IPC) という。

ARQ 方式では信号に文字の切れ目をあらわす要素がなく、しかも符号が連続して送られてくるので直接位相の同期を検出することができない。このため通信開始に先立ち ARQ 動作を利用した特殊な操作によって位相の同期を検出し IPC を行っている。

TZ-2 形 ARQ 端末装置の IPC 回路は図 5.6 に示すように、Dephase 検出回路、IPC ゲート回路および移相回路から構成され、受信用分周器、7 単位信号分配パルス発生器、3 マーク検出器、Sig. I 検出回路、および 4 文字計数器とともに IPC 動作を行うようになっている。この回路の動作には自動、手動の 2 種があり、ふつうは自動が使用されるが回線状態がよくて悪く自動々作がミスする恐れがあるときには手動が使われる。この両者は原理的には同一の操作であるが、手動では同期がとれた状態の判断を人間が行うのに対し、自動ではすべてが電気回路にまかされて動作も複雑になっているので、以下自動々作にしたがって説明する。

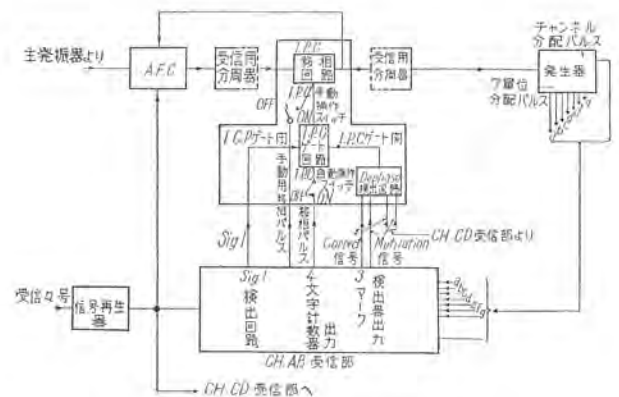


図 5.6 I.P.C. ブロックダイヤグラム

Fig. 5.6 I.P.C. Block diagram.

(1) IPC の手順

いま、ある同期していない位相から出発して自局の受信位相を 7 単位信号の単位パルスの時間長 τ ずつ順次ずらして行くならば、4 チャンネル動作では 28 回、2 チャンネル動作では 14 回ずらせることによりふたたび元の位相関係にもどってくる。すなわちこの 28 回あるいは 14 回の移相動作を行うならば、必ず受信入力信号と同期する位相が存在することになる。

このことから IPC においては、

- 自局の受信 7 単位信号分配パルスおよびチャンネル分配パルスの位相を τ ずつ遅らせて行き位相が同期するまで変化させる。
 - 位相を τ だけ変化させるごとに、なんらかの手段によって位相同期の確認を行う。
- という 2 段階の操作が必要になってくる。

(2) 移相動作

自局の受信位相を変化させることは図 5.6 の移相回路により行われる。自局の受信位相を決定する 7 単位信号

分配パルスおよびチャネル分配パルスの発生回路は受信用分周器の出力パルスによって駆動され、移相回路はこの受信用分周器の一部に挿入されて、その出力パルスの位相を τ だけ遅らせる役目をする。

すなわち移相回路に自動 IPC のばあいには移相パルスが 1 回印加されるか、あるいは手動のばあいには IPC 操作キーが 1 回操作されれば、移相回路を通過する駆動パルスの数が減らされて受信位相は τ だけ遅らされる。

(3) 同期の確認

移相動作を行った後の同期の確認は次の 2 点に着目して行われる。

- a. もし位相が同期していないならば 3 マーク検出器は多くの誤字を検出し ARQ 動作が行われるが、それにもかかわらず Sig. I が正しく受信されない。
- b. これに反し位相が合ったならば 3 マーク検出器はすべて正しい字を検出し、しかも ARQ 動作を行ったばあいには正しい Sig. I が受信される。

すなわち自動 IPC 動作においては IPC 操作キーを自動側に操作させることにより、4 文字計数器が強制的に連続して ARQ 動作を行うよう指令され、4 文字に 1 回移相パルスを送り出す。この移相パルスは IPC ゲート回路に加えられもしゲートが開いているならばそれを通過して移相回路を動作させる。この IPC ゲート回路は同期が確認されたばあいにゲートを閉じて移相パルスの通過を阻止し、位相を同期した位置で固定させる働きをするもので、Dephase 検出回路の出力パルスで開かれ Sig. I 検出回路の出力で閉じられる。このためもし 4 文字計数器からの移相パルスによって受信位相がずらされて正しい位相になったばあい、必ず Sig. I が受信されて IPC ゲート回路を閉じてしまうから、つぎに移相パルスが送られてきても移相動作は行われず位相は固定される。

Dephase 検出回路は 3 マーク検出器の出力によって動作するブロッキング発振器で、AFC の項で述べた進相または遅相用のゲート回路と原理的に同じ回路である。すなわち 3 マーク検出器の出力が Correct (正) のばあいは負のパルス、Mutilation (誤) のばあいには正のパルスが印加され、負のパルスはブロッキング発振を抑制する方向に、正のパルスは発振を開始させる方向に作用して、Correct と Mutilation の比がある一定値をこえたばあいに動作して Dephase と判定する。このため IPC ゲート回路を閉じた Sig. I が正しい位相同期によって受信されたものならば、その後は信号はすべて Correct となり Dephase 検出回路は動作せず位相が固定される。

もし Transpositional Error などによるにせの Sig. I が検出され、これによって IPC ゲートが閉じられたばあいにはふたたび Dephase 検出回路が働いて IPC ゲートが開かれ、位相が同期するまでこの動作が繰り返

えられる。

実際には時分割多重の項で述べたように CHA と CHD が正極性、CHB と CHC が逆極性でキーイングされているので、CHA の位置にちょうど CHD の信号が受信されるようなほとんど逆の位相のばあいには、CHA に CHD がそのまま受信され、CHB には CHC がそのまま受信されて両チャネルともすべて Correct の状態となり、しかも CHC、CHD で送受しあっている Sig. I がそのまま Sig. I として受信されあたかも位相が同期したかの状態となる。以上述べた方法だけではこの逆相のばあいに同期と誤認してしまうので、TZ-2 形では特別な手段を講じてこれを防いでいる。すなわちこの逆相のばあいには CHC、CHD は CHA の一部と CHB の一部とを同時に受信している形になるので必ず誤字を生じ Dephase 検出回路が動作する。これを利用し、Dephase 検出回路が 1 回動作したときは 4 文字計数器からの移相パルスに関係なく、強制的に 1 回だけ移相動作を行わせる回路を付加し、この動作によって逆相の状態を脱して IPC 動作を続けさせる。

以上は自動操作のばあいの IPC 動作であるが、手動のばあいには Dephase 検出回路、4 文字計数回路などに関係なく強制的に移相回路を動作させ、誤字が検出されなくなったことおよび正しく文字が送受されることを確認して同期を判定する。

6. 装置の構成と構造

6.1 構成

装置の外観は図 6.1 に示すとおりで、機能別に分割された 20 のパネル、電源部およびこれらを収容するキャビネットからなっている。各パネルの名称、おもな機能を表 6.1 に示す。

この装置は 4 チャネルの時分割多重端局装置としても、2 チャネルの時分割多重端局装置としても使用することができるが、その使用方法に従って構成が異なってくる。すなわち 2 チャネル動作のばあいには図 6.1 の左側のキャビネット 1 台が使用され、これに表 6.1 の 2 チャネル 1 台の構成欄に示すパネルが実装される。4 チャネル動作のばあいには図 6.1 の左右 2 台のキャビネットが使用され表 6.1 の 4 チャネル 1 台の構成欄に示すパネルが実装される。

4 チャネル動作のばあいにはほとんど 2 チャネル動作の端局 2 台分と同等に考えられるが、時間基準を発生する駆動関係の 3 パネルおよび多重信号側のトーンキープ盤、信号再生器盤の計 5 パネルは CH AB 側と CH CD 側と共通で使用できるため 2 チャネル動作の 1 台分よくこの点が違っている。

図 6.2 は 4 チャネル動作のばあいの回路構成を示すブロックダイアグラムで CH B、CH D がサブチャネルに分割されている。この図では通信々号が伝送される主伝送回路を太い実線、受信々号が正しいかどうかなどの

表 6.1 各パネルの名称およびおもな機能

	パネル名称	おもな機能	2CH 1台当り パネル数	4CH 1台当り パネル数
駆動部	駆動器盤-1 (DR-1)	標準発振器	1	1
	" -2 (DR-2)	AFC, Initial phase corrector.	1	1
	" -3 (DR-3)	送信用分周器, 受信用分周器	1	1
送信部	送信器盤-1 (TR-1)	符号変換器 (5-7), 7 単位符号分配回路, チャネル反転回路	1	2
	" -2 (TR-2)	1 文字蓄積回路(フリップ・フロップ6個) 放電管用 125 V 電源	1	2
	" -3 (TR-3)	送信用 7 単位およびチャネル分配パルス発生器	1	2
	" -4 (TR-4)	蓄積駆動回路, 繰返し回路	1	2
	" -5 (TR-5)	3 文字蓄積回路, テープ送信機駆動パルス発生器	2	4
	補助器盤 (AUX)	各種同期パルス増巾回路, テープ送信機駆動回路	1	2
受信部	トーン・キヤー盤 (TK)	4 チャネル合成および直流増巾回路, トーン周波キーイング回路	1	1
	受信器盤-1 (REC-1)	符号変換器 (7-5), 誤字検出回路, チャネル反転回路, サンプリング回路	1	2
	" -2 (REC-2)	1 文字蓄積回路(フリップ・フロップ7個), 7 単位分配回路	1	2
	" -3 (REC-3)	受信用 7 単位およびチャネル分配パルス発生器	1	2
	" -4 (REC-4)	スタート, ストップ 5 単位分配パルス発生器	1	2
	" -5 (REC-5)	1 文字蓄積回路, スタート・ストップ 5 単位符号発生器, 4 文字計数器	2	4
サディ ブイ グ・ パ	信号再生器盤 (SR)	AGC 増巾器	1	1
	再分割器盤-1 (SD-1)	サブ・チャネル送信分配回路	1	2
電源部	" -2 (SD-2)	サブ・チャネル受信分配回路, 同期回路	1	2
	電源盤 -1 (PS-1)	ヒータ, 高圧トランス, スイッチ等 (AC6.5V-40A (中性点アース) AC6.5V-30A (中性点-200V))	1	2
	" -2 (PS-2)	直流増巾器及制御管 (DC-250 V-1 A DC-200 V-1 A)	1	2

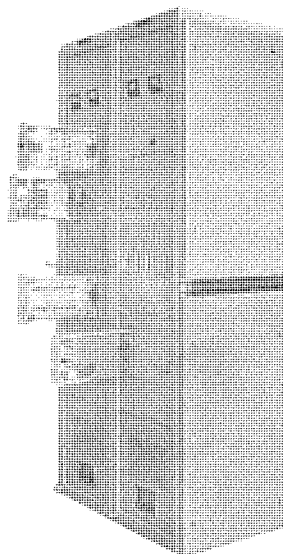


図 6.1 ARQ 端局装置
外観図

Fig. 6.1 Appearance of
ARQ telegraph terminal.

補助のインフォメーションを送信する回路を細い実線,
各部を駆動する駆動パルスの回路を点線および各部の時
間関係を固定するための同期信号の回路を鎖線で示して
ある。

6.2 構造

(1) キャビネットおよび電源部

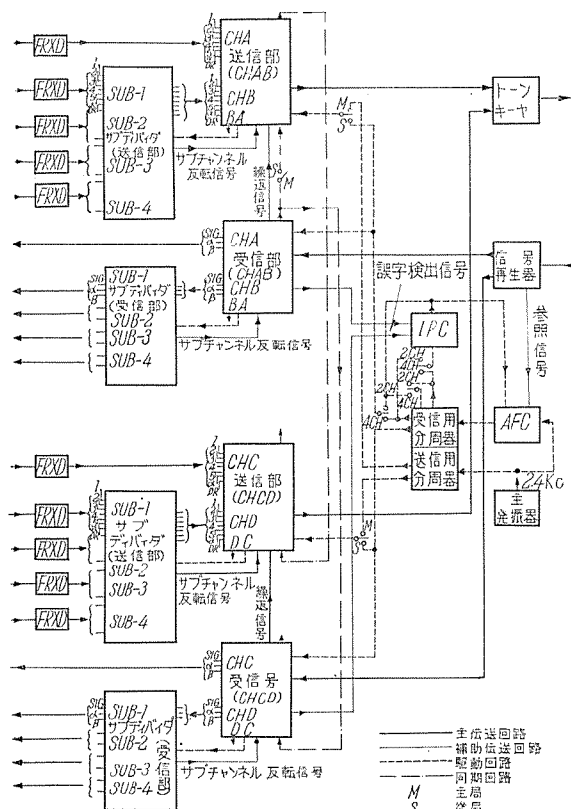


図 6.2 ARQ 端局装置のブロックダイアグラム

Fig. 6.2 Block diagram of ARQ telegraph terminal.

キャビネットは図 6.1 に示す外観をもつ強制通風冷却
方式を採用した密閉形で、両側面の化粧側板を取りはず
せば何台でも並べて使用できる構造になっている。各パ
ネルはキャビネット前面から定位置に挿入され、両者の
電氣的な接続は多極接栓と 30 心のケーブルで行われる。
キャビネットの背面は扉になっており、これを開いて架
配線の点検が行われる。この部分の構造を図 6.3 に示
す。

電源部は電源盤-1, 電源盤-2 の 2 部に分け、電源盤-1
にはトランスなどの重量物およびセレン整流器, 電解蓄
電器などの温度上の影響を受けやすい品ものを集め、電

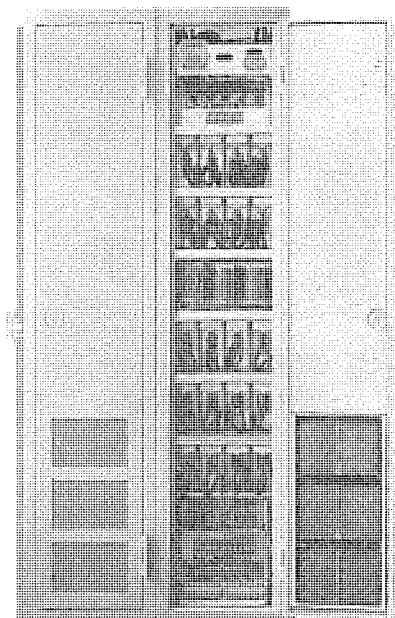


図 6.3 ARQ 端局装置背面図

Fig. 6.3 Back of ARQ telegraph
terminal.

源盤-2 には真空管による電圧安定化回路が収容されている。これらのパネルはキャビネット内に直接固定され、スイッチ類の操作、ヒューズ、真空管類の交換はキャビネット前面の扉を開いて行われる。

このキャビネットには、機能上種々の考慮が払われており、要点を列挙すれば次のとおりである。

a. 外形寸法

巾; 520 mm, 高さ; 2450 mm, 奥行き; 650 mm

b. 冷却方式

前面最下部の電源盤-1 の扉および背面扉の下部に防塵フィルタを装着した吸気孔を有し、天井部に 12 in 排気扇および排気孔を有する強制通風冷却方式を採用しており、各パネルは縦形でこのキャビネットに挿入冷却される。

各パネルの前面板と接触するキャビネット前面は、そのスキ間から吸気が行われて防塵、冷却効果がそこなわれることのないようにコルクプレーンを使用して気密構造とされている。

c. 電源部の配置

一般の通信用機器と異なり、前述のように電源部を重量、発熱など考慮して二つに分け、キャビネットの最下部に重量部を、最上部に発熱部を配置し通風冷却が効果的になるよう設計されている。

d. ジャック盤の構造

装置の外線接続の切替えを操作するジャック盤はキャビネット正面中央部に配置され、下側の端を軸として手前に 90 度扉のように開き点検ができる構造となっている。この部分には切

替用の 30 極のマルチジャック 14 個および動作標示用の 2 号 TC ランプ、ネオンランプが実装されている。

e. パネル挿入部の構造

各パネルは 6.2-(2) 項で説明するように共通の箱体構造をもち、キャビネットに前面から挿入して使用するようになっている。パネルの挿入される部分は上下をガイド用のレール、左右を保護用のシールド板で区切られ各パネル別個の個室となっている。

各パネルには特殊な固定装置があり、パネルを引出したばあいには図 6.4 のように前後左右に振れず水平に固定されるような構造となっており、そのうえパネルとキ

表 7.1 主なる仕様

一 般 仕 様	
冷却および温度上昇	(1) 冷却方式……12in 排気扇による強制通風冷却方式 (2) 温度上昇……各パネルとも 15°C 以下 (ただし発熱体の表面温度を除く)
標示および警報	(1) 標示および警報方式……標示ランプ、電圧計、ブザー等 (2) 標示及び警報内容…… A. 標準周波数発振器用恒温槽動作標示 (ランプ) B. AFC 動作標示 (#) C. Mutation, Correct 標示 (#) D. Dephase 標示および警報 (ランプおよび接点回路外部供給) E. 温度上昇警報 (ブザーおよび接点回路外部供給) F. 電源関係の標示 (ランプ、メータ) G. 端局動作および回線状態標示 (ランプ) 無線回線の接続標示、送信部多重出力標示、受信部多重入力標示、repetition 動作標示、Mutation 標示、Idle α , β 受信標示、Idle α , β 送信および文字送信標示。
電 気 的 仕 様	
使用条件	(1) 室温……20°C \pm 20°C (2) 相対湿度……40%~85% (3) 電源電圧変動……+5%, -10%
通 信 速 度	(1) メイン、チャンネル A. 368 字/min (61.3 語/min) 45.5 ボー 7.42 単位 B. 400 字/min (66.7 語/min) 50 ボー 7.5 単位 C. 428 字/min (71.3 語/min) 50 ボー 7 単位 (2) サブ、チャンネル……表 5.1 に記載
チャンネル側 入出力規格	(1) 送信側入力 A. 5 単位テープ送信機からの出力 5 単位同時断続式 (マーク 40V, スペース 0V) B. 休止信号…… α および β 信号送出 (テレックス回線) α 信号送出 (商用回線) C. 入力インピーダンス……150 k Ω (マーク時) 650 k Ω (スペース時) (2) 受信側出力 A. 調製式 5 単位信号出力電圧および許容最大電流 ……+50 V, 10 mA (マーク極性) ……-50 V, -10 mA (スペース極性) B. 休止信号…… α , β 受信時、受信側出力はマーク極性の連続 C. Repetition 動作中の受信出力……マーク極性の連続
多重入出力規格	(1) 送信側 7 単位出力 A. 音声周波数出力の場合 a. 出力インピーダンス……600 Ω \pm 20% b. 出力レベル……マーク極性 0~10 dbm (マークスペースレベル比 40 db 以上) c. 音声周波数……765, 1265, 2125, 2975 c/s. のいずれか 1 周波数を使用可能 d. 周波数偏差…… \pm 10% B. DC パルス出力の場合 出力電圧および最大出力電流 +60 V 以上, +10 mA (マーク極性) 0 V 0 mA (スペース極性) (2) 受信側 7 単位入力 A. 音声周波数入力の場合 a. 入力インピーダンス……600 Ω \pm 20% b. 入力レベル……マーク極性 0~35 dbm c. 周波数範囲……300~3,000 c/s d. AGC 制御範囲……20 db の変化に対し 3 db 以内 e. 手動制御範囲……15 dbm B. DC パルス入力の場合 a. 入力電圧……20 V 以上 (マーク極性) 0 V (スペース極性) d. 入力インピーダンス……100 k Ω 以上
標準周波数発振器	(1) 形式……水晶発振器 (または音叉発振器) (2) 周波数……4.8 kc, 4.608 kc (3) 周波数精度……4.8 kc, 4.608 kc \pm 0.005% 以内
電 源 部	(1) AC 入力……100 V または 200 V 50/60 c/s 単相 (2) 高圧出力電圧……全負荷の 50%~120% 変動において +250 V \pm 2 V 以内 (全負荷電流約 750 mA) -200 V \pm 2 V 以内 (# 650 mA) (3) リップルその他の雑音電圧……1 V 以内 (4) AC 低圧……全負荷時 6.5 V \pm 2% 無負荷時 6.7 V \pm 2%



図 6.4 ARQ 端局装置機構図

Fig. 6.4 Mechanism of ARQ telegraph terminal.

キャビネット間の電氣的な接続はすべてフレキシブルコードを使用しているため、動作中でも安全に引出して点検ができる。

f. キャビネット内の配線

キャビネット内の配線は電源関係の配線とその他の信号関係の配線との2種に大別される。このおのおのはまったく別の束線にまとめられ、電源関係束線はキャビネットの向って左側を、信号関係の配線は右側を走らせ点検上の便および相互の誘導障害の軽減をはかっている。

端局装置に外部から供給される外線はキャビネット底部あるいは天井部から導入され、電源関係の配線はキャビネット下部の電源用接続端子板で、また信号関係の外線はキャビネット中央部背面のブロック端子板で内部配線と接続される。

(2) パネル類

この端局装置のパネル類は電源部を除きユニット化されている。すなわち外形寸法、機構などのまったく同じ箱体を使用し、これに図 6.4 の例に示すように垂直方向に各パネル別個のシャーシが取付けられ、このシャーシに別々の回路が組立てられている。

真空管、大形のコンデンサ、トランスなどの部品は原則としてシャーシの向って右側に取付けられ、左側で配線が行われる。箱体の後面には 30 極の多極接栓が 1 個または 2 個取付けられ、キャビネットとの電氣的な接続はすべてこれを通して行われている。

7. 仕 様

TZ-2 形 ARQ 端局装置のおもな仕様を取りまとめると表 7.1 のようになる。

8. 送受信動作の概要

ARQ 動作、AFC 動作、IPC 動作などについてはすでにその概略を説明したが、全体の系統にしたがってその送受信動作のあらましを本項でのべることにする。

8.1 駆動部

駆動部は 5.1 項でのべたように ARQ 端局装置の時間基準を発生させる回路で、駆動器盤-1 (DR-1)、駆動器盤-2 (DR-2) および駆動器盤-3 (DR-3) からなっている。

ARQ 端局装置の動作基準となる信号は次の 2 種で、駆動部はこの 2 種の信号を発生するための時間基準発生回路として働き、そのほかに AFC、IPC の機能をもっている。

(1) チャネル分配信号

チャネル分配信号は通信速度の基準およびチャネル分配の基準をなすもので、図 8.1 に示すように繰り返し周期が 1 文字の時間長 T に等しいく形波長信号である。送信部、受信部の 5 単位信号の導入、送出およびチャネルの分配などの操作はすべてこの信号をもとにして行われる。チャネル分配パルスには CHA 用と CHB

用の 2 種があり (2 チャネル動作のばあい) たがい 180 度すなわち $T/2$ の時間長だけ位相がずれている。

(2) 7 単位信号分配パルス

7 単位信号分配パルスは各チャネルの 1 文字分の時間 $T/2$ の間に 7 単位符号を分布させるための基準となるもので、図 8.1 に示すような $T/2$ の周期をもち $T/14$ の時間長をもつ 7 相のパルス群である。この分配パルスはふつう a, b, \dots, g パルスといわれる。

これらの信号は送信器盤-3、受信器盤-3 で送受別々に作られるが、この両盤を駆動する繰り返し周期 $T/14$ の基準信号を駆動部で発生している。

DR-1 は水晶発振子を使用した高精度の発振器で、その出力は 2.4 kc または 2,304 kc のく形波として取りだされる。このく形波は DR-3 の送信用分周器および受信分周器に加えられ、その回線の通信速度のいかんによって $1/24$ または $1/28$ に分周され $T/14$ のく形波としてそれぞれ送信部受信部に送られる。このうち受信系の回路では分周操作の途中で図 5.4 に示したように AFC、IPC の回路が挿入され、この $T/14$ のく形波は AFC によりつねに微細な位相修正をうけ、また IPC 動作のときは 2 チャネル動作で $T/14$ 、4 チャネル動作で $T/28$ の位相だけ変化が与えられる。

8.2 送信部

送信部は送信器盤-1 (TR-1) から送信器盤-5 (TR-5) までの 5 パネルとトーンキヤ-盤 (TK) の計 6 パネルから構成され図 8.2 の上半分に示されている。

(1) 送信部の動作基準

送信部で動作の基準となる信号は、5 単位テープ送信機駆動パルス、記憶書込みパルス、記憶読みだしパルス、チャネル反転パルスなどでこれらはすべてチャネル分配信号、7 単位信号分配パルスから作られる。

送信部のチャネル分配信号、7 単位信号分配パルスは TR-3 において駆動部の $T/14$ のく形波をもとにして作られるが、この関係の回路は図 8.2 の TR-3 に示すように、 $1/14$ の分周回路と抵抗合成回路により分周器出力を合成し AND ゲートを働かせる 7 相パルス発生回路からなっている。

(2) 5 単位符号の書込みと記憶

5 単位テープ送信機は ARQ 端局装置からの駆動パルス (IT 駆動パルス) によって 1 文字ずつ信号を読みだし、5 単位符号の 1 から 5 までの条件と休止時間の条件 6 を多線式で端局装置へ供給する。この IT 駆動パルスは図 8.1 に示すもので、チャネル分配パルスをもとにし TR-4、TR-5 の回路で作られ、 T なる時間々隔でテープ送信機を駆動する。しかし ARQ 動作をするばあいには 1 repetition cycle の間文字の書込みを停止させなければならないから、TR-4 には受信部の 4 文字計数器からの ARQ 動作指令によって働くゲート回路がもうけられ、この回路を通して TR-5 およ

前にあった不必要な文字を消去し、その後新しい文字の書込みを行わなければならないので、チャンネル分配パルスより 3 ms 遅れた位置で書込みが行われている。

記憶回路への文字の書込みは図 8.1 に示す記憶書込みパルスでおこなわれる。記憶回路は 3 文字の容量をもち、1 文字 6 ビットを使用して 5 単位要素と休止時間要素を蓄積している。この回路の動作を図 8.3 にしたがって概略説明すれば次のとおりである。

この回路は放電管の履歴特性を利用した記憶回路で、放電管としてはヘリウムガス封入の 2012 S が使用されている。一般に放電管は供給電圧と放電状態に履歴特性を有し、放電開始電圧 E_1 をこえる電圧を供給しないかぎり非導通状態を保ち、一度放電開始電圧をこえる電圧を供給すれば導通状態となって放電維持電圧 E_2 とほとんど同じ程度にまで供給電圧をさげないかぎり導通状態を維持する。この様子を図 8.4 に示すがこの図において E_1 と E_2 の間にある適当な E_0 なる供給電圧を選びなんらかの手段によって放電を開始させたならば導通状態を

維持し、またなんらかの手段によって放電を停止させたならば非導通の状態を維持する。この導通、非導通の二つの状態を符号のスペース・マークに対応させれば 1 ビットの符号を記憶させることができる。

図 8.3 においてこのような E_0 を与え、制御信号として放電開始電圧を上回る点弧パルスを供給するならば、入力信号が E_1 より高い場合には放電管は点弧し E_1 より低いばあいには点弧パルスがセレン整流器 RC1 で制限されて点弧が行われぬ。この制御信号として図 8.1 の記憶書込みパルスのように放電維持電圧を下回るだけの消去パルスを前に付加したのを使うならば、導通状態の記憶を消して新たに信号を書込むことができる。

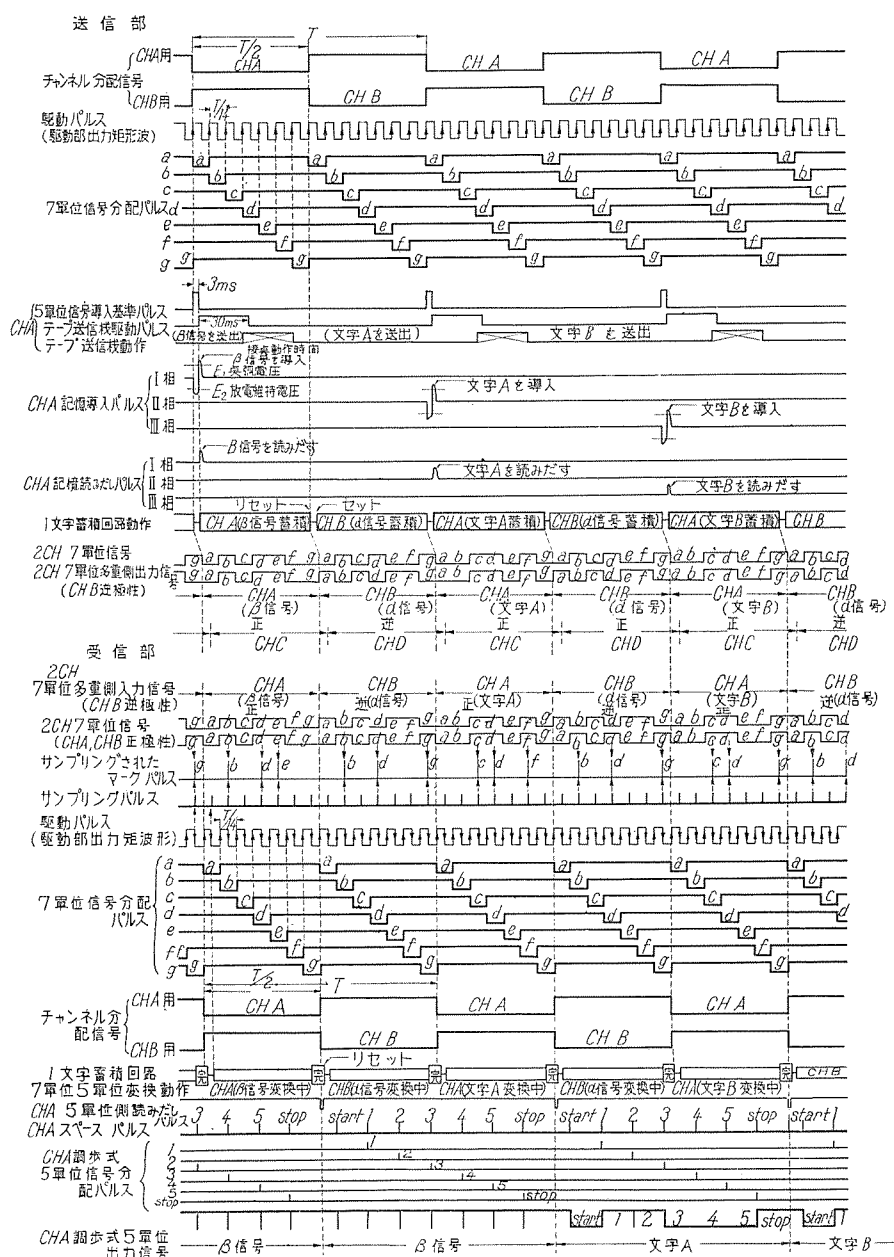


図 8.1 ARQ 端局装置タイムダイアグラム

Fig. 8.1 ARQ terminal time diagram.

び補助器盤 (AUX) にある IT 駆動パルス発生回路が動作させられる。

かくしてテープ送信機から送出された 5 単位信号は TR-5 に印加され、3 文字の記憶回路に書込まれると同時に 5 単位・7 単位符号変換回路に送りだされる。テープ送信機は T なる時間々隔で駆動されるので、TR-5 の入力信号は T だけの時間同じものが続いており、一方 ARQ では時分割多重のために 7 単位信号側では 1 文字を T/2 の時間にちぢめて CH A, CH B 交互に送らなければならないので、5 単位信号の書込みはチャンネル分配信号の波頭で行われるようパルスでゲートして行われる。実際には図 8.1 に示すように、記憶回路に

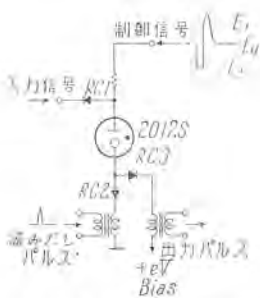


図 8.3 放電管記憶回路
Fig. 8.3 Memory circuit with glow tube.

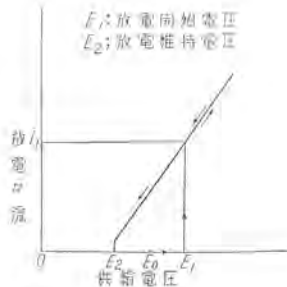


図 8.4 放電管履歴曲線
Fig. 8.4 Hysteresis curve of glow tube.

また RC2, RC3 の回路は記憶の読みだし回路で、読みだしパルスが加わるまでは RC3 にバイアスが加わっているために、放電電流は RC2 を流れて RC3 の出力回路には信号はでないが、読みだしパルスが加わると放電電流は RC2 から RC3 に転移して出力パルスが得られる。放電管が非導通のばあいには出力パルスは生じない。

このようにして記憶の書き込み、読みだしが行われるが、この記憶回路にはもっとも新しく送信した 3 文字が蓄積され新しい文字の書き込みはもっとも古い文字の記憶を消して書込まれるので、この 3 文字の記憶系列は位相がおのおの T だけことなる 3 相の記憶書き込みパルスおよび読み出しパルスで制御されなければならない。このため TR-4 には記憶回路用の 3 相の分配器がもうけられ、これによって上記パルスを作りだすと同時に、ARQ 動作中は記憶の更新を停止させるため 1 repetition cycle の間記憶書き込みパルスを停止させるゲート回路が使われている。

(3) 5 単位・7 単位符号変換

TR-5 から送りだされた 5 単位信号は 5 単位・7 単位符号変換器にはいる。前にものべたように 5 単位信号は時間的に同時な形の信号として与えられているのに対し、7 単位側では時間的に分布した形で送信しなければならないので、この符号変換動作の間 5 単位信号は 1 文字分の時間 T/2 だけ蓄積しておかなければならない。このため符号変換回路は 1 文字分の蓄積回路と符号変換用の論理演算回路とその出力を 1 文字分の時間に分配して読みだす分配回路の三つの回路から成り立っている。

図 8.1 に示すようにこの 1 文字蓄積回路は TR-2 に、論理演算回路と 7 単位信号分配回路は TR-1 にある。1 文字蓄積回路はフリップ・フロップ回路で構成され T/2 の時間ごとにリセットされて、CHA, CHB の信号を交互に書き込み論理演算回路を動作させる。論理演算回路はセレン整流器を使用した AND, OR 回路で構成され、表 1.1 に表わす符号の変換をある法則のもとに行い出力に 7 単位信号を与える。この時間的に同時に 7 単位信号は 7 単位信号分配パルスによって a から g の条件まで順次ゲートされ、時間的に分布した形で取りだされて TR-1 の増巾回路に送りだされる。

この符号変換回路は 5 単位符号から 7 単位符号への変

表 8.1 特殊符号変換条件

	1	2	3	4	5	6
文 字	1	*	*	*	*	1
a 付 号	*	*	*	*	*	0
β 信 号	1	*	*	*	*	0
Signal I	0	1	1	1	1	0

1; マーク 0; スペース *: マークまたはスペース

換を行うものであるが、実際には 5 単位符号は休止信号の条件および ARQ 動作の Sig. I の条件をあらわす 1 単位が加わって 6 単位・7 単位の変換になっている。これらの 6 番目の条件を考えあわせたととき 5 単位符号とこれらの特殊符号は表 8.1 のようにして区別されている。

(4) 信号の極性反転と送出

符号変換器からの出力は TR-1 の増巾回路に印加される。この増巾回路にはチャンネル判別のためのキーイング極性反転回路があり、チャンネル分配パルスで駆動されて 5・1 項でのべた極性反転を行っている。

この反転回路を通過した信号は TK に印加され、4 チャンネル動作のばあいには CHCD 群の信号が合成される。TK にはこのほかに音声周波発振器とその変調回路がもうけられ、チャンネル合成された信号はそのまま DC パルスの形でも、またキーイングされたトーン信号の形でも任意に切替えて端局から送出される。

8.3 受信部

受信部は受信器盤-1 (Rec-1) から受信器盤-5 (Rec-5) までの 5 パネルと信号再生器盤 (SR) の計 6 パネルから構成され、図 8.2 の下半分に示されている。

(1) 受信部の動作基準

受信部で動作の基準となる信号は、調歩式 5 単位信号送出パルス、3 マーク検出パルス、チャンネル反転パルスなどで、これらは送信部と同様すべて Rec-3 で作られるチャンネル分配パルス、7 単位信号分配パルスをもとにして作りだされている。

(2) 7 単位信号の受信

受信部に到着する 7 単位信号は DC パルスで与えられるばあいと、キーイングされたトーン信号で与えられるばあいと 2 通りあり、後者のばあいには AGC 増巾器を通してから復調される。これら入力信号の増巾、復調、整形はすべて SR で行われる。

SR の出力は受信の主伝送系統に供給されると同時に駆動部の AFC 回路にも印加されて、5・2 項でのべたように AFC 動作の基準となる。

一方受信の主伝送回路に供給される信号はまず Rec-1 にはいり、送信部 TR-1 にあったものとまったく同一のチャンネル反転回路に印加されて、送信側で逆極性キーイングされているチャンネルがすべて正極性にもどされる。

正極性にもどされた 7 単位信号は図 8.1 に示すように、駆動部の T/14 の出力く形波を微分して作ったパルスによって各単位パルスの中央でサンプリングされ、CH AB 群と CH CD 群が分離される。このサンプリ

シグナルされたパルスは7単位信号のマーク極性だけを表示している。

(3) 7単位・5単位符号変換

サンプリングされた信号は7単位・5単位の符号変換器に印加され時間的に同時な形の5単位符号に変換される。このばあい7単位信号は時間的に分布した形で送られてくるので、7個の単位の最後の単位 g が受信されるまでは文字が何であるか判別することができず、送信側で行ったと同じように7単位信号のままで1文字間蓄積することが必要になる。このため符号変換器は1文字蓄積回路と符号変換用の論理演算回路から構成される。

1 文字蓄積回路はこれも送信部と同様なフリップ・フロップ回路を使用し Rec-2 に置かれている。この回路にはサンプリングされた7単位のマークパルスと、7単位信号分配パルスが同時に印加され、マークパルスが分配パルスでゲートされてフリップ・フロップをセットする。この回路は CH A, CH B を交互に書込むため $T/2$ の時間々隔でリセットされ新しい文字の書込みを行う。

この蓄積回路出力は7単位信号を受信しおわたときに正しい出力を符号変換用の論理演算回路に与えるので、論理演算回路の5単位側出力はチャンネル分配パルスの波尾で発生する図8.1の読み出しパルスで次段に送られる。なおこの符号変換器には休止信号および Sig. I の検出回路が他の5単位符号と独立してもうけられている。

(4) 誤字の検出

誤字の検出はこれも7単位信号の最後の単位 g が受信し終ったあとで行われる。

Rec-2 の1文字蓄積回路の出力は符号変換系のみならず3マーク検出器にも印加され、3マーク・4スペースの条件の検出が行われる。この1文字蓄積回路のフリップ・フロップはマーク側7個とスペース側7個の出力端子をもち、マーク側 ($a \sim g$) の出力はその単位がマークのとき OV スペースのとき $+EV$ 、スペース側 ($a' \sim g'$) の出力はその単位がマークのとき $+EV$ スペースのとき OV に規定される。

図8.5は3マーク検出器の回路図で、抵抗合成回路と真空管を使用した AND および OR ゲートの組合わせである。この真空管 M 側のグリッドは抵抗を通して1文字蓄積回路のマーク側出力に継がれ、S 側は同じくスペース出力に継がれている。受信文字が3マーク・4スペースを満足しているならばマーク側出力には必ず3個の OV と4個の $+EV$ があらわれ、スペース側出力には逆に4個の OV と3個の $+EV$ があらわれる。しかるに図8.5に示すように真空管 M 側のグリッドには $a \sim g$ の条件のほかにアース側の条件が1本追加され、同じく S 側には $a' \sim g'$ のほかに $+EV$ の条件が追加されているから、グリッド m, s はともに4個の OV ,

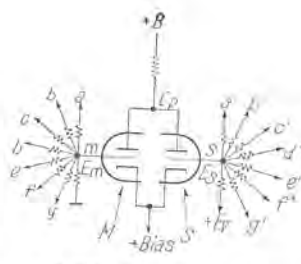


図 8.5 3 マーク検出器

Fig. 8.5 3 Mark detector.

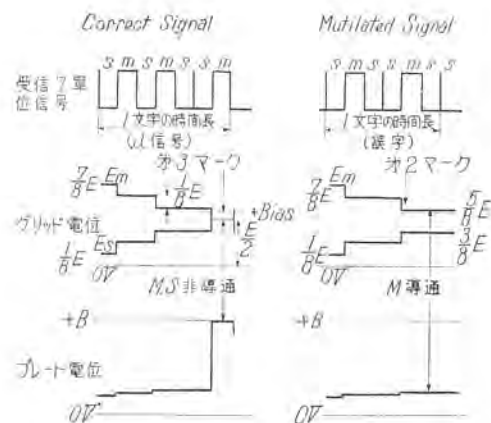


図 8.6 3 マーク検出器動作特性

Fig. 8.6 Characteristics of 3 mark detector.

4 個の $+EV$ の条件に統一され $+E/2V$ の電位に規定される。一方真空管 M, S にはカソード側にバイアス電圧が印加されており、 $+E/2V$ のグリッド電位では Cut off に保たれる。

しかるに受信々号が3マーク・4スペースでなくなるとこの4:4のバランスがくずれ m か s かどちらか一方のグリッド電位が少なくとも $+E/8V$ は上昇する。カソード側のバイアス電圧を適当に選定するならば、1単位のマークまたはスペース単位の変化により生ずる $+E/8V$ の変化によって真空管を導通状態にすることができ。

このようにして M 側の真空管はスペース単位の増加により、S 側の真空管はマーク単位の増加によって導通し、3マーク・4スペースの基準が守られているときにだけ真空管が Cut off となるものとして、3マーク・4スペースの検出が行われる。この関係は図8.6に示されている。

この検出器出力はチャンネルパルスの波尾で4文字計数器に読み込まれ ARQ 動作の指令を与える。

(5) 調歩式5単位符号への変換

符号変換器の5単位出力は前にのべたように、チャンネル分配パルスの波尾にでる読みだしパルスによって時間的に同時に読みだされる。一方調歩式5単位符号は時間的に分布した形の信号で、しかも7単位信号側では1文字の時間長を $T/2$ として扱ってきているので、この信号を T の時間に伸張して分配送出する操作が必要になる。

a. 調歩式5単位符号の時間基準

3・1項でのべ図3.1に示したように、調歩式5単位符号は5単位素子のほかにスタート素子とストップ素子を有し、ストップ素子だけ時間長が長く作られている不等長信号である。このため時間基準の面から考えるならば、繰り返し周期が7単位側の2倍の T で与えられるだけで、他の各単位パルスの時間長は7単位側と関連がなくしたがつて特別な時間基準信号が必要になってくる。

この時間基準の発生は Rec-4 にもうけられた Ringing

発振器によって行われる。この発振はチャンネル分配信号に同期されており、それを整形して図 8.1 に示すスペースパルスが作りだされ、さらに 7 単位信号分配パルスでゲートして調歩式 5 単位信号分配パルス群が作られる。

このスペースパルスは調歩式 5 単位信号のスペース極性の素子を分配するのに使用され、調歩式 5 単位信号分配パルスはマーク極性の素子を分配するのに使用される。

b. 調歩式 5 単位信号の発生

調歩式 5 単位信号発生回路は図 8.2 に示すように Rec-5 にもうけられている。この回路は 5 単位素子とストップ素子を蓄積するフリップ・フロップ回路、その出力を合成する OR ゲート回路および出力用フリップ・フロップ回路から成っている。

フリップ・フロップ回路は 1 文字ごとにスペース極性にリセットされ、チャンネル分配信号の波尾で符号変換器の 5 単位出力を読み込む。ストップ素子に対するものは常時マーク極性が印加されつねにマークを読み込んでいる。この回路には Rec-4 で作られた調歩式 5 単位信号分配パルスがリセットパルスとして印加されており、マーク極性にセットされているものだけが極性反転してリセットされ出力が取りだされる。そのためこの出力パルスはマーク素子をあらわすものに限られ、しかもそれが OR ゲート回路で合成されて時間的に分布した形の信号となる。

この分配された信号は出力用フリップ・フロップ回路に印加され、マーク側にセットする働きをする。一方このフリップ・フロップ回路には Rec-4 からスペースパルスが印加され、これはスペース側にセットする働きをする。この両信号の制御能力には優劣がつけられており、同時に印加されたばあいには必ずマーク側が優先して調歩式 5 単位信号を作り出す。

(6) α 信号、 β 信号の検出

α 信号、 β 信号の検出回路は調歩式 5 単位信号発生回路のフリップ・フロップ回路とまったく同様に、符号変換器出力に α 信号、 β 信号が得られたならばこれを読み込んで 1 文字間蓄積し継電器を動作させる。一方この回路の出力は調歩式 5 単位信号出力用のフリップ・フロップ回路のマーク制御回路に OR 回路で印加され、休止時間中は出力をマーク極性の連続に強制する。

(7) 4 文字計数器の動作

4 文字計数器は図 8.2 の Rec-5 に示すように、4 文字の計数回路、そのスタートを制御するゲート回路、および Sig. I ゲート回路からなっている。

3 マーク検出器が誤字を検出したばあいおよび符号変換器が Sig. I を検出したばあいには、この両者が OR 回路で合成されて、スタート用のゲート回路を動作させる。

スタート用のゲート回路は一度動作したならばリセッ

トパルスが印加されるまでスタートの状態を記憶する一種の蓄積回路で、この回路がスタート側にセットされることにより 4 文字計数器の駆動ゲートが開かれて 4 文字の計数が開始される。このリセットパルスは 4 文字計数器の出力を微分して得られるもので、4 文字を計数し終わった時に発生するが、このパルスは Sig. I ゲートを通して印加されるので Sig. I ゲートの状態によって制御される。すなわち Sig. I ゲートが開いていればリセットパルスは通過し、閉じていれば通過しない。このため 4 文字計数動作はスタート用のゲート回路がセットされて開始され、Sig. I ゲートが開かれるまで連続して続けられる。

4 文字計数器は 2 章でのべたように ARQ 動作の基準となるもので、その出力は調歩式 5 単位出力回路に印加されて、休止信号受信のばあいとまったく同様に出力をストップ極性の連続に変更してプリンタの印字を停止させるとともに、送信部の TR-4 にも送られて再送動作を指令する。

Sig. I ゲートはスタート用のゲート回路と類似したもので、Sig. I の受信状態を記憶する蓄積回路である。すなわち Sig. I が受信されるごとにリセットされ、誤字を受信するごとにセットされるもので、リセット状態ではスタート用ゲート回路のリセットパルス用のゲートを開き、セット状態では閉じる働きをする。

このため誤字を検出して 4 文字計数動作がはじめられたばあいには、相手局から必ず受信されるべき Sig. I が正しく受信された時にだけ ARQ 動作は 1 repetition で停止され、もし Sig. I が受信されないばあいには ARQ 動作は繰り返し行われる。これは回線の伝播状況を Sig. I の伝播状況で代表させて推察し、Transpositional Error による誤字の印字を防止するために取られた手段である。すなわち Sig. I が再送されないときは自局から送信した Sig. I が Transpositional Error となったか、あるいは相手局からの Sig. I が Error になったものと考えられるから、このようなときには回線状態がとくに悪く Transpositional Error の起る確率が大きなものと判定し、強制的に ARQ 動作を連続させて印字を停止させるものである。

このような防護機能を付加したことによって、どれほどの誤字率低下が期待されるか、単なる誤字率改善の問題においても 2・3 項においてのべたようにその理論的な解析は非常にむずかしいので、ましてこのように回線状態が悪く誤字発生の確率が一樣に考えられないときにはその理論的解析はいっそう困難で、この付加回路の効果は将来の実験にまつよりほか明らかにすることができないものと思われる。

なおこの回路は上記の誤字率の問題のほか、説明は省略するが IPC 動作を確実にし、しかも端局を含む回線のチェックのばあいに利点が認められ、これら運用の面からも付加したほうが好ましいと考えられている。

9. テレックス回線の自動交換化と顧客へのサービス

ARQ 方式を利用した国際テレックス回線の有用性は以上のべたとおりであるが、さらに顧客に対して経済的にどのような利益を与えているか考えて見たい。

電話交換方式において、主要回線の自動交換化があらゆる面から考えて有用であることはすでに明らかであるところであるが、印刷電信回線においても経済的な面からその自動化が望まれている。

現に欧州各国では国内テレックス回線はすでにほとんど自動化されており、わが国においても国内回線の自動化が着々計画されている。しかるに国際間のテレックスサービスにおいては、各国の採用している自動交換方式が異なるために国内回線と同様に考えることができず、C. C. I. T. において自動交換方式の標準を検討し問題の解決をはかっている現状である。

ARQ 方式を使用する国際テレックス・サービスにおいては、交換のための特殊な信号を送受するのに符号数の限界があり、印刷電信符号以外の信号を使用することができないので、この問題の解決はさらに困難になってくる。

この自動交換の問題に関しては、現在オランダのアムステルダム局においてダイヤルインパルスと電信符号間の特殊な符号変換機を使用して、対米テレックス回線の着信コールだけは中継サービスを行うことに成功しており、各国の自動交換方式の標準化が問題を多々残している現在、このような方式が中継交換の自動化をはかる一つの妥協策を与えるものとして注目される⁽⁶⁾。

このように究極における有用性は明らかになるにかかわらず、現在では国際間のテレックス・サービスに自動化による経済面、利用面での飛躍をすぐに望みうる状態ではないが、現在の手動交換による国際テレックス回線の開設だけでも顧客に対して大きな経済的な便を与えている。

すなわち国際テレックス・サービスはその料金の面でも国際間に基準があり、わが国を中心として考えればあいその料金は一般の電報料金の平均に比較して対米回線では約 1/3、対欧回線では約 1/5 にすぎず、この面からも国際テレックス回線の急激な発展が招来されているものと考えられる⁽⁷⁾。

10. む す び

以上 TZ-2 形 ARQ 端局装置の実際と ARQ 方式の一般についてその概略をのべたが、最後に ARQ 回線の現状および将来の問題について一言付言しておく。

無線回線による国際テレックス・サービスは 1950 年ニューヨーク—アムステルダム間に開始されてから、その低料金と利用の便ゆえに急速な発展をとげ、わが国においても昭和 31 年 9 月に TZ-2 形の前身である TZ-1 形 ARQ 端局装置が完成されて東京—サンフランシスコ回線 2 回線が開設されたのを皮切りに、東京—アムステルダム、大阪—ハンブルグなどの新しい対外テレックス回線の開設を見るに至り、その利用度も驚くべき増加をとげ対米回線のごときは従来もっとも利用の多かった米独間の利用度数を抜いて一躍米国の対外テレックス利用のトップに立っている。

このように国際テレックス・サービスは今後国内テレックス網の完備と相まって、当分の間新しい回線の開設と利用度数の増加の一途をたどり国際電信業務上特筆すべき発展を続けるものと予想される。

TZ-2 形 ARQ 端局装置は TZ-1 形の改良形としてすでに多数製作され、上記回線に実用されてわが国電信業務の発展に寄与しているが、今般台湾国際電台よりの受注に成功したのをはじめ各国からの引合いを受けており、東南アジア方面でのテレックス・サービスの発展とともにこの方面での活躍も期待されている。

なお現在国際電信電話株式会社と三菱電機株式会社と共同して、寿命のほとんど半永久的と考えられる純国産の新しい論理演算素子“パラメトロン”を使用した ARQ 端局装置の研究が進められており、これが完成を見てより信頼度の高い保守の容易な国際テレックス回線の開設を見ることも近いことと考えられる。

終りにあたり本機の製作に技術面、工作面での種々のご教示を与えられた、国際電信電話株式会社および三菱電機の関係者各位に深甚なる謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 東京-SF/RCA 間 ARQ 通信試験報告、国際電信電話株式会社々内報告
- (2) 古橋・熊谷・三宅：誤字訂正方式としてみたる Van Durren 式 ARQ 方式の品位について、1957 年 12 月電気通信学会、自動制御研究専門委員会資料
- (3) H. B. Law: The Signal/Noise Performance Rating of Receivers for Long-Distance Synchronous Radio telegraph Systems using Frequency modulation, P.I.E.E. July 1956.
- (4) H. B. Law: The Detectability of Fading Radio-telegraph Signals in Noise. 同上
- (5) 喜安：情報理論入門、共立出版会社刊、通信工学講座 11-A
- (6) (7) 有竹：国際通信事業、電気通信学会誌、昭和 32 年 1 月号
- (8) 竹内、富岡、熊谷、杉本、藤井：国際通信の研究 No. 13, Dec. 1956

パラメトロンを用いたモールス5単位符号変換機

国際電信電話株式会社 取締役通信部長

竹内彦太郎

研究部調査課長

大島信太郎

技術部

中込雪男・和田太作

無線機製作所

馬場文夫*・大島羽幸太郎**・磯崎真**

Parametron Morse-to-Teleprinter Code Converter

Kokusai Denshin Denwa Company

Hikotaro TAKEUCHI・Shintaro ŌSHIMA・

Yukio NAKAGOME・Taisaku WADA

Electronics Works

Fumio BABA・Kōtarō ŌTOBA・Shin ISOZAKI

The newly invented element called parametron is being popularized with applause. The Kokusai Denshin Denwa Company tried to develop a device, as one of the applications, to convert the Morse telegraph code to the 5 unit teleprinter code automatically and authorized Mitsubishi to manufacture it. The device completed is very satisfactory and was put into a practical use on the occasion of the Olympic games held in Melbourne in 1956. The principal part of this code converter is constructed with 570 units of parametrons, and is provided with an exciting power source for the parametron exciter and mechanical devices for the input and output of the converter. The device is one example of control systems applying digital circuits consisting of parametrons, which are very advantageous for computers, control systems and pulse communications.

1. ま え が き

パラメトロンは最近わが国で発明された新しいスイッチング回路素子であり、パラメータ励振とよばれる現象を利用して他の非直線素子の助けをかりずにデジタル回路におけるゲート、記憶、演算等の機能を果たすことができ、この目的には真空管やトランジスタあるいはリレーを用いたものよりも有利な点が多いことに注目されている。

パラメトロンの実用化は各方面で進められているが、国際電信電話株式会社ではこれを通信機器に応用するものの一つとして、モールス方式の電信符号を5単位方式の印刷電信符号に自動的に変換する装置をパラメトロン回路により実現することを企画し、三菱電機がその製作にあたった。

本稿はこの符号変換機の紹介とともに、パラメトロンの実際応用への参考として本機のパラメトロン回路を中心に、回路の基礎的事項についてもややくわしく触れている。

2. モールス符号と5単位符号

国際電信回線網には大別してモールス符号を用いている回線と5単位符号を用いている回線とがある。したがってこれら両回線間に電報の中継を行う際には符号の相互変換が必要である。まずこの変換の条件を考えるために両符号方式の構成を比較してみよう。

モールス符号は手と耳によるトント通信から発達し

たもので、国際電信回線に使用されているものは自動送信機と受信さん孔機によって機械化されているがやはり短点と長点の組合わせで構成されており、その表示は表2.1に示すものである。これを電流等の断続によって送るには図2.1 aの例のように短点はある単位時間電流を流した状態（マーク）と、同じく単位時間電流を切った状態（スペース）を続けることにより表わし、長点は単位時間の3倍のマークに引続き単位時間のスペースによって表わしている。単位時間の大きさは送受信機械を含めた回線の能力によってきめられるが、各文字の所要時間は文字Eの単位時間の4倍から数字0の22倍に及び一定していない。

モールス符号の自動送受信は普通モールステープを中介として行い、その表わし方は図2.1 bのように中心孔（テープフィード孔）の両側に穴のあるものが短点、マー

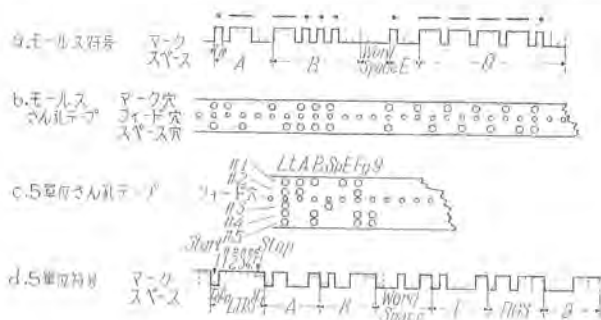


図 2.1 モールス5単位符号とさん孔テープの例

Fig. 2.1 Sample signals and perforated tapes of Morse and teleprinter codes.

表 2.1 モールス・5 単位符号対照表

文字	Morse	数字記号	Morse	5 単位符号	信号 No.
A	.-	-	-----	● ● ○ ○ ○	1
B	?	● ○ ○ ● ●	2
C	..--	:	-----	○ ● ● ● ○	3
D	.-.			● ○ ○ ● ○	4
E	.	3	...--	● ○ ○ ○ ○	5
F	..--			● ○ ● ● ○	6
G	...-			○ ● ○ ● ●	7
H			○ ○ ● ● ○	8
I	..	8	---..	○ ● ● ○ ○	9
J	.-			● ● ○ ● ○	10
K	.-.	(---..	● ● ● ● ○	11
L)	---..	○ ● ○ ○ ○	12
M	--	.	..--	○ ○ ● ● ○	13
N	-.		..--	○ ○ ● ● ○	14
O	---	9	-----	○ ○ ○ ● ○	15
P	..--	0	-----	○ ● ● ○ ○	16
Q	..--	1	..--	○ ● ● ○ ○	17
R	.-.	4	..--	○ ● ● ○ ○	18
S	...	2	..--	○ ○ ○ ○ ○	19
T	-	5	○ ○ ○ ○ ○	20
U	..-	7	---..	○ ● ● ○ ○	21
V	...-	:	---..	○ ● ● ○ ○	22
W	.-.	2	..--	○ ● ● ○ ○	23
X	..--	/	..--	○ ● ● ○ ○	24
Y	..--	6	..--	○ ● ● ○ ○	25
Z	..--			○ ○ ○ ○ ○	26
復帰 (Carriage Return)				○ ○ ○ ○ ○	27
改行 (Line Feed)				○ ● ○ ○ ○	28
下段 (Letters)				○ ● ● ● ○	29
上段 (Figures)				○ ● ○ ○ ○	30
間隔 (Word Space) 2 centre holes				○ ○ ○ ○ ○	31
空白 (Blank)				○ ○ ○ ○ ○	32
				2 回	
				または CR×2LF×3	
				CR×2 LF×6	

ク側スペース側の順に片側ずつ穴のあるものが長点であり、文字の切れ目は中心孔のみ 1 個、語間隔は中心孔 3 個となっている。

モールス方式の電報は最後には自動印字機により紙テープ上に文字となって現われ、これを適当に切って電報用紙の上にはり付けている。

5 単位符号は普通印刷電信方式として用いられるもので最初から機械を対象として考案されたものであり、五つの単位時間あるいは条件におけるマーク、スペースの状態の組合わせによって或る意味を表わす方式である。5 単位のマーク、スペースの組合わせでは $2^5=32$ 通りの異なった意味を表わすことができるが、これだけではすべての文字記号に対しては不足であるので、これに先行する下段符号 (Letters) あるいは上段符号 (Figures) によって 1 通りの符号組合わせに対しアルファベットおよび数字記号の 2 通りの意味を表わし、その区別をつけている。

5 単位符号にはこのほかページ式の印字機を動作させるため、印字させた場合に 1 行の字数がほぼいっぱいになったときに行をもどすための復帰符号 (carriage return 略して CR) および行を送るための改行符号 (line feed 略して LF) がある。これらの符号および語間隔の符号は、それぞれ一つの 5 単位組合わせを独占している。またオールスペースの組合わせはブランク符号として意味は表わさない。これら各符号の実際の組合わせは表 2.1 に示すものであり、右端の符号組合わせが左側の同じ列の文字および数字記号の 2 通りに対応している。

5 単位符号の送信は普通、けん盤さん孔機により作ら

れた 5 単位さん孔テープにより行い、受信は受信さん孔機によるテープさん孔または直接ページ式印字機に印字することにより行う。5 単位さん孔テープは図 2.1 c に示すようなもので、これを電流等の断続により送るにはページ式印字機を働かせるためのスタート、ストップパルスを加えて同じく図 2.1 d のような波形とする。5 単位の各单位およびスタートパルスは回線によってきめられた単位時間であり、機械の能力に適したものとなっている。ストップパルスはこれより幾分長くなっている。このように 5 単位符号は各符号の送受信に要する時間は一定で、等長符号とよばれる。

5 単位方式は機械化電信符号としてモールス方式よりも一般に電報の通信速度が速く、またページ式印字ができること、あるいは機械の構造上有利なことなどすぐれた点が多い。

以上のようにモールス方式と 5 単位方式は符号構成が異なるだけでなく、5 単位には上段、下段、CR、LF など直接文字にならない符号もあり、そのほか括弧符号は 5 単位では右向き左向きの区別があるがモールスではその区別がなく、引用符”はモールスにあるが 5 単位にはない。また電文形式の相違のため、モールスでは =, + 等の記号は特殊の目的に用いられている。

3. モールス-5 単位符号変換の条件

5 単位方式からモールス方式への変換は後者のほうが前述の比較のように電文形式が簡単であるため、モールス側に不要な符号を消してゆくだけで変換機を構成することができ、すでに全機械的なものが国際電々において使用されている⁽⁹⁾。

一方モールスから 5 単位への変換は比較的複雑な条件が必要になるためむずかしく、従来はオペレータがモールス電報を読みながら新たに 5 単位のページ形式を満足する 5 単位さん孔テープを作成していた。変換機としては欧州では電子管を用いたものが報告⁽¹⁰⁾されているが装置は複雑となり、その機能は国際電々の運営上の要求を満足していなかったが、パラメトロン回路を応用することによって比較的簡単に満足させることができ、動作は安定で実用的な変換機が実現できた。

3.1 普通の符号の変換

アルファベット 26 文字、数字および特殊でない記号はそのまま対応する 5 単位符号に変換する。

3.2 上段、下段符号の挿入

モールス符号が文字 (アルファベット) から数字、記号に変わる場合には上段符号 (Figures 略して FIGS) を挿入し、数字、記号から文字に変わる場合には下段符号 (Letters 略して LTRS) を挿入する。

3.3 括弧の変換

モールス符号では括弧は右向き左向きの区別がなく & 表わされるが 5 単位では (と) の区別がある。したがって各電文の奇数回目の & の符号は 5 単位の (の符号に

変換し、偶数回目の頁の符号は5単位の)の符号に変換する。

なお或る電文で括弧が奇数個しかなかった場合にも次の電文における括弧は必らず(から始まるものとする。

3.4 引用記号の変換

モールス符号には引用記号として'と"の2種類があるが5単位には'だけしかない。そこでモールの"は5単位の'符号2回に変換する。

3.5 1行の字数選定

5単位のページ式印字機は1行約70字でいっぱいになるので、符号変換の際にはそれまでにCR, LF符号を挿入する必要がある。本機では1行54字をこえて単語が切れた場合、すなわち語間隔符号(以下Space)が現われたときにはCR, LF符号各2回を挿入する。このとき68字まで単語が切れない場合には69字目にハイフンを挿入した後CR, LF符号各2回を挿入する。CR, LF符号を各2回ずつ挿入するのは復帰を確実にし、本文中の行間を1字分あけるためであって5単位方式では普通に行われている。

3.6 記号=に対する符号の変換

モールス電報では記号=は2通りに使われている。記号=の前後にSpaceがある場合には額表の区分を表わし、5単位ではCR2回LF3回に変換する。(額表は電文の最初にあり、三つの部分よりなっている。第一の部分は回線名、経由地、日付などで、第二の部分は電報の種類、第三の部分は発信者とその住所である。)

また数字の間その他に用いられる場合には帯分数あるいはその他の表示に用いられ、5単位では-(ハイフン)に変換される。額表の区分に用いられる場合には=の前にSpaceがあり、帯分数などの表示の場合にはSpaceがないから容易に区別できる。なお前者の場合=のあとのSpaceは消去され、次の行は第1字目より印字するものとする。

3.7 記号+の変換

モールス方式では本文の終りおよびConfirm(電文中の重要事項、主として数字等を確認するために繰り返すもの)がある場合にはその終りの表示は前後にSpaceを1字ずつ伴った記号+を用いている。

5単位ではこれらの場合には若干の空白をおくことになっているが、国際電々では本文とConfirmの間には10行以下のLFを、本文またはConfirmと次の電文との間には10行以上のLFを行うことにしてその区別をしている。ところがモールス方式では本文の終りとConfirmの終りの間には一般に電文形式上決定的な区別がないため、これを自動的に検出することができない。そこでこの符号変換機では+記号によりCRを2回、LFを6回挿入した後変換動作が停止される。この

とき次に続く符号がConfirmであるか、次の電文の額表であるかをオペレータが調べて、Confirmが続く場合にはStartのボタンを押すことにより変換動作を継続する。つぎが新しい電報の額表である場合には8LFのボタンを押せばLFがさらに8回挿入された後ふたたび停止する。そこでStartのボタンを押せば次の電文の変換動作が始まる。

このようにして本文とConfirmの間にはLF符号が6回、つぎの電報との間にはLF符号が14回挿入されることになる。なお+のあとのSpaceは消去され、次のConfirmあるいは額表は新しい行の第1字目より印字するものとする。

3.8 記号=の特殊な変換

モールス電報においてSpace=○○=Space(○○は任意の文字数字記号で、字数は幾つでもよい)の組合わせにより用いられる場合には○○はページ数の表示などを表わしている。5単位ではこれを本文と区別してページ式に書き表わすため、2CR, 3LF, ○○-, 2CR, 3LFに変換する。

3.9 Spaceが連続する場合

モールステープにおいて導入部分などで中心孔のみ連続している場合にはSpace符号の連続として読みとられるので、これをそのまま5単位に変換すると印字した場合に最初に現われる電文は1行の途中から始まるようなことになり見苦しい。そこで本機ではモールス符号においてSpaceが二つ以上連続する場合には、これをオールマーク、すなわちLTRS符号に変換する。

3.10 モールステープに誤りがある場合

回線あるいは機械の誤動作によってモールス符号の組合わせが変り、どの文字にも対応しないような符号になった場合にはブランクとしてとばさずに変換動作を停止する。これによってオペレータが適当な処置をとることができる。

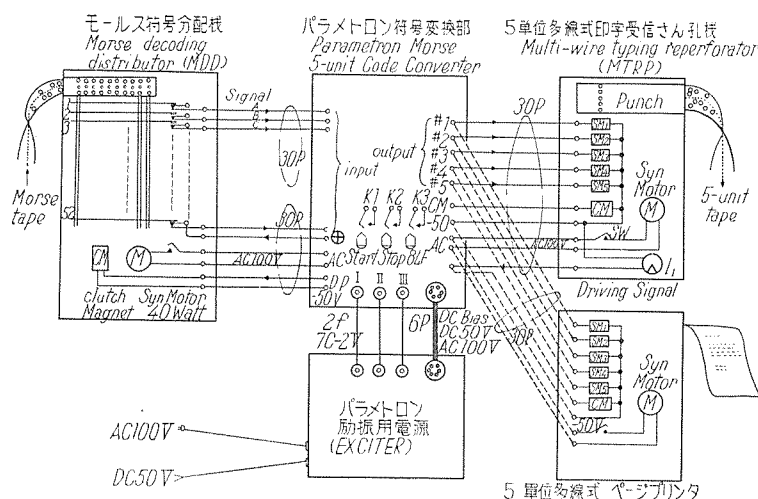


図 4.1 モールス 5 単位符号変換機系統図

Fig. 4.1 Connection diagram of the converter Multi-wire page printer (MPP).

4. 符号変換機の構成と動作

パラメトロンを用いた符号変換機は図 4.1 のように構成されている。モールス回線と 5 単位回線では一般に通信速度が異なり、また一定していない上に変換にあたっては新たに種々の 5 単位符号が挿入されるので、モールス側では符号を蓄積する必要がある。符号蓄積の簡単な方法として、本機では現用されているモールス受信さん孔機より得られるモールステープを変換機入力とし、これを必要に応じて読み込むようにしている。

モールステープはモールス符号分配機 (Morse decoding distributor 略して MDD) によって機械的方法により読みとられ、モールス符号の表わす文字記号に対応した一つの接点を閉じてパラメトロン符号変換部につたえる。パラメトロン符号変換部は読みこまれた文字記号から新たに前述の変換条件を満足する 5 単位符号を作成し、この符号は五つの信号出力回路によって多線式印字受信さん孔機 (Multi-wire typing reperforator 略して MTRP) に与えられ、5 単位の印字さん孔テープとして変換出力が得られる。変換された 5 単位出力はまた多線式ページプリンタ (Multi-wire page printer 略して MPP) によって直接印字して変換状況を監視することもできる。

パラメトロン符号変換部は変換動作中は MTRP が 5 単位符号一つをさん孔するたびに生じる駆動信号によって調歩的に変換動作を行い、また MDD はパラメトロン符号変換部からの起動信号によって調歩的に動作してモールス符号を 1 字ずつ読みこむ。したがって装置全体としての変換動作は MTRP のさん孔動作に調歩して行われるが、パラメトロン符号変換部がモールス入力にない符号を新たに挿入する場合には MDD にたいし起動信号を出さず、その間モールステープを止めておく。なお変換動作を停止する場合にはパラメトロン符号変換部にある MTRP 制御回路が MTRP のクラッチマグネットを切るので MTRP は止まり、したがってこれに調歩的

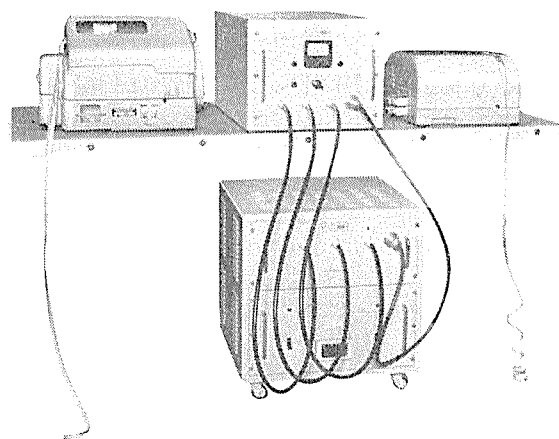


図 4.2 モールス 5 単位符号変換機の動作状況
Fig. 4.2 Morse-to-teleprinter code converter in operation.

に動作するすべての変換回路および MDD は停止する。

符号変換の速度は速いことが望ましいが、入出力装置には機械的構造を使用しているのものでその能力によって制限される。本機では調歩的変換動作の速度基準となる MTRP は商用電源に同期して毎分 600 回転の一定速度で回転するカム軸によって駆動され、100 ms ごとに 1 個の 5 単位符号を印字さん孔する。

またパラメトロン符号変換部にはこれを動作させるに必要な電源装置 (Parametron exciter) を要し、本機ではこれを別の箱体に収容している。この内容については次章で説明する。

図 4.2 は以上の構成によるパラメトロン符号変換機の外観であって、パラメトロン符号変換部を中心として右側に入力装置 MDD を、左側には出力装置 MTRP を配置し、パラメトロン符号変換部用電源装置は机の下に置いて、これら各機器間はケーブルによって接続されている。なおこの写真の場合、符号変換モニタとしての MPP は使用していない。

5. パラメトロン回路

前述の多くの変換条件を実現するためにはいわゆる電子頭脳の助けをかりなければならない。これは各種のゲート、蓄積、遅延等のはたらきをもつデジタル回路によって構成されるもので、これらの論理回路は電子管、トランジスタ、ダイオードあるいはリレーなどを用いて構成することもできるが、新しいスイッチング回路素子パラメトロンを用いたほうが有利な場合が多い。

パラメトロン回路はいままでの回路素子によるものとは非常に変わっているので最初とはつきにくく、また文献も少ないのでパラメトロン符号変換回路の紹介に先立ってパラメトロンによるデジタル回路について簡単に説明しておきたいと思う。

なおパラメトロンそのものの動作理論については文献⁽¹⁾⁽²⁾⁽⁴⁾⁽⁶⁾⁽⁸⁾を参照されたい。

5.1 パラメトロンの特長

まずデジタルの回路素子としてのパラメトロンの特長をまとめてみよう。

(1) 論理演算にきわめて適している。

パラメトロン間の配線のやり方によって論理演算の基本である AND ゲート、OR ゲート、NOT 回路、遅延回路を得ることができ、またパラメトロンはそれ自身増巾、整形および記憶作用をそなえている。また信号としては高周波発振の位相の対称的な二つの安定点を使っており、これは動作上量的な要素を含んでいないので本質的に 2 進計数的な回路素子であるといえる。

(2) 信頼性がきわめて高く、長寿命である。

現在用いられているパラメトロンは化学的、物理的に安定なフェライトコアに巻かれたコイル、標準的なコンデンサおよび抵抗器より成っている。したがって電氣的、機械的にじょうぶであり、消耗することもない。また回

路は配線を行うだけで構成でき、その他の部品を使用しないので論理回路が故障することはほとんどない。

また動作は確実であり、電源や周囲条件の変動に対しても強いので信頼性はきわめて高い。

(3) 実用上有利な点も多い。

前述のスイッチング回路素子としての根本的な長所のほか、パラメトロンを使用することにより真空管を用いるよりは比較的小形に装置をまとめることができ、消費電力も少なくなる。回路の組立ても同一構造のパラメトロン間の配線だけで構成できるので簡単である。またこれは振動に対しても不感である。

パラメトロン自身も製造は比較的容易で、コストも性能の割には廉価であるといえる。

(4) 欠点

一方欠点としては計算速度が一般に真空管よりも遅いこと、特殊な高周波電源が必要であること、また高周波を使うので妨害電波が出ないように注意する必要があること、信号が高周波の位相であるから入出力で適当な変換をしなければならないことなどがあげられている。

計算速度をきめるクロックパルス周波数としては普通約 30 kc/s までである。必要があれば 100~200 kc/s まで使えるパラメトロンを得ることもできるが、計算機以外では速度はあまり必要でない場合が多い。

また消費電力がトランジスタに比べて大きいことも欠

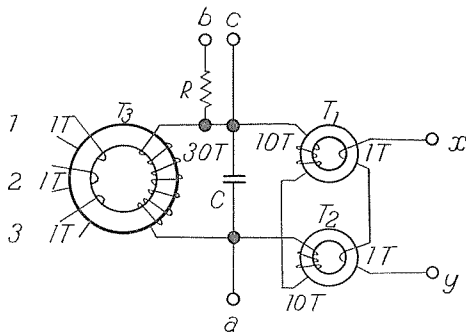
点にかぞえられていたが、フェライトコアの材質、形状の改良によって小さくなりつつある⁽¹³⁾。

5.2 パラメトロン回路の信号と動作

本機に使用されたパラメトロンは図 5.1 のような構成になっている。 T_1 , T_2 は非線形リアクタンス素子として動作するもので、各二次側は逆相対直列に接続され、 C とともに共振回路を形成している。

一次巻線 x, y に直流バイアス電流 I_{DC} に重畳した高周波（周波数 $2f$ ）の電流 I_{2f} を流し二次側の共振周波数を急速に変化させれば共振回路はパラメータ励振作用によって周波数 f （励振高周波の $1/2$ の周波数であることを示す）の振動の増巾、整形作用をもつ。このとき図 5.2 のような過程で振動が増大するが、その位相は励振高周波に対してある関係にあるたがいには 180 度異なった二つの場合に限られる。そのいずれの位相で起るかはその位相によって起るかはその位相によって起る。またこれはいったん振動が生長すると励振をとめるまでその位相を保持する。そこでパラメトロン回路ではこの位相の二つの状態を信号として取扱っている。これはそのままでは区別がつかないので、つねに同一の位相によって発振をつづけるパラメトロンをおき、これを基準（常数）として信号がこれと同位相の場合には 0 あるいは $(-)$ 、逆相の場合には π あるいは $(+)$ 位相として 2 進法における 0, 1 のように二つのインフォメーションに対応させている。

位相信号を伝達するには入力として励振を加える前に 0 あるいは π 位相の微小振動を共振回路に与えた後励振を加えれば、図 5.2 の経過によって信号が増巾、整形され出力となる。すなわち信号の伝達、演算を行うためには励振を断続する必要がある。パラメトロン回路でこれらを連続的に、また方向性をもたせて行うには回路に使用するパラメトロンを 3 群に分け、それぞれ図 5.3 のように約 120 度ずつ位相の異なつた波形によって断続的に変調された $2f$ により励振を行う。これらの各群は変調く形波の位相の順番に I, II, III 励振相とよび、I・II 相、II・III 相、III・I 相のそれぞれ励振期は幾分オーバーラップさせ、パラメトロン間の結合は I 相素子の出力は II 相へ、II 相出力は III 相へ、III 相出力は I 相へそれぞれ入力として与えるように行う。このような方法によ



T_1, T_2 : フェライト環状磁心に巻かれたコイル 磁心は直径 4, 内径 2, 厚さ 1 mm
 T_3 : 入力用結合トランス 磁心は直径 14 mm
 1, 2, 3: 入力巻線 a, b, c : 出力端子 x, y : 励振端子
 C : 同調蓄電器 5000 pF R : 結合抵抗器 300 Ω

図 5.1 パラメトロン素子
 Fig. 5.1 Parametron element.

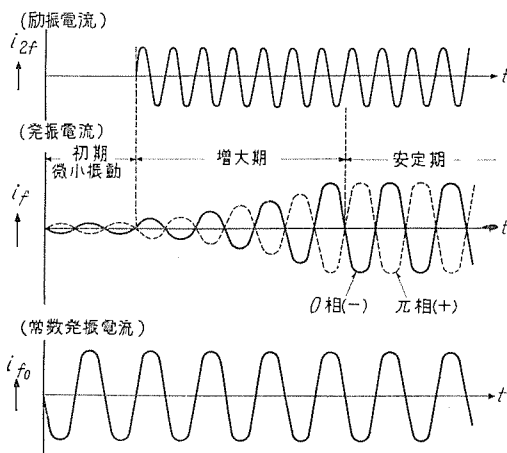


図 5.2 発振電流
 Fig. 5.2 Parametron oscillation.

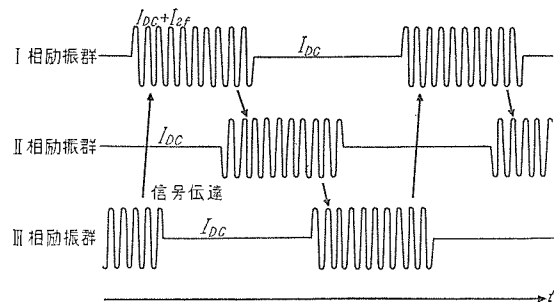


図 5.3 3 拍励振法
 Fig. 5.3 3-phase modulated excitation.

てパラメトロンはデジタル回路素子として動作させることができ、これを三拍励振法とよぶ。

なおパラメトロン同志の結合は図 5.1 において共振回路に生長した位相信号を負荷抵抗 R に流れる電流の形で出力とし、端子 a, b よりとり出してこれを次相結合素子の結合トランス T_3 に 1 回巻きつけて行う。この電流の大きさは各素子ともほぼ同じ大きさとなるように製作されているので、あるパラメトロンの結合トランスに複数個のパラメトロンより入力をうける場合には、その入力信号の多数決によって発振が起る。すなわち入力信号は 0 あるいは π のいずれかであるので、0 入力一つで π 入力が二つであれば出力は π となるといった具合である。

また結合トランスの一次側インピーダンスは低いのでこれを直列にして出力電流を流せば数多くの素子に入力を与えることができる。しかしこの場合注意しなければならない点は飛越結合数である。これは三拍励振法においてたとえば図 5.4 の回路を考えると、I 相素子 101 は III 相素子 301 の出力によって状態がきまるもので、II 相素子 201, 202, 203 の信号はそれらの入力トランスおよび 101 の R によってやはり 101 に結合しているけれども、II 相励振期の終りと I 相励振期の初めにはある時間があるので影響することはない。ところが III 相励振期には 301 が 101 に信号を与えると同時に、302~306 の信号も II 相素子 201~203 を介して 101 の共振回路に伝わってくる。いままた 302~306 の出力が 301 の出力と逆であった場合、出力側から II 相を飛越して伝わってくる振動のほうが前段よりの正常入力よりも強ければ正常な動作は行われぬ。このように出力側から相を一つ飛越えて逆方向に信号が結合することを飛越結合と呼んでいる。

飛越結合による微小振動の大きさは結合トランスの巻線比、負荷抵抗 R および共振回路のインピーダンス Z_0

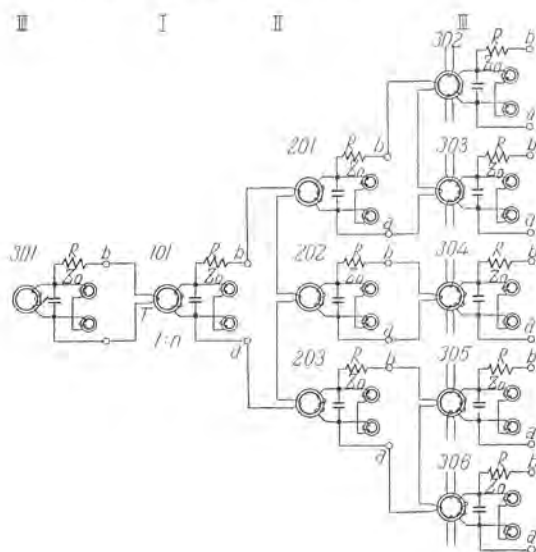


図 5.4 結合回路

Fig. 5.4 Parametron coupling connection.

に関係すると同時に、飛越結合している素子の数に比例する。この量的な検討はここでは省略するが、結合数が多い場合には無視できない値となるので、符号変換機では飛越結合数は最大 15 素子にとどめている。図 5.4 の回路では 101 素子に対する飛越結合数は 302~306 の 5 素子である。

5.3 パラメトロン基本回路

パラメトロンは三拍励振法により励振すれば、同一構造の素子間における配線のやり方だけで種々の論理回路を作ることができる。この具体的な方法についてその基本回路を説明し、また符号変換機に使用された回路要素の例をあげよう。

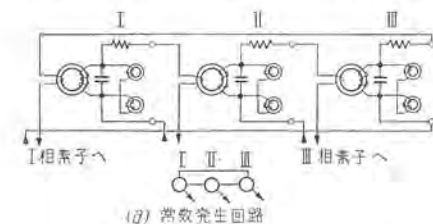
なおパラメトロンは回路を書き表わすのに簡単でまた容易に理解できるよう、1 素子は 1 個の円で表わすものとしている。素子間の結合はこれを結ぶ線で表わし、これに簡単な符号を併用して各種の基本回路は簡単に書き表わすことができる。

(1) 常数回路

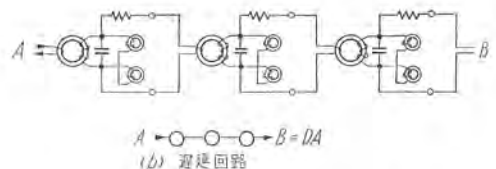
位相信号の基準となる常數位相は断続しない高周波によって励振された素子より供給することができるが、これが得られない場合には図 5.5 a のように三拍励振の I, II, III 相に属する素子をループ状に結合すればつねに同一の位相が回路に記憶され、これを取り出して基準とすることができる。

(2) 遅延回路

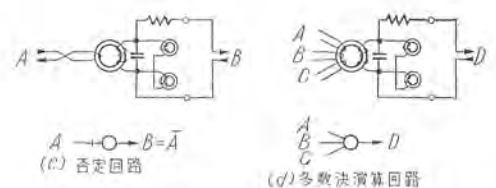
図 5.5 b のように、あるパラメトロンの位相信号がそ



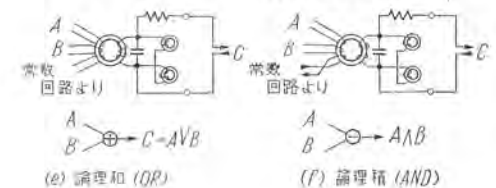
(a) 常数発生回路



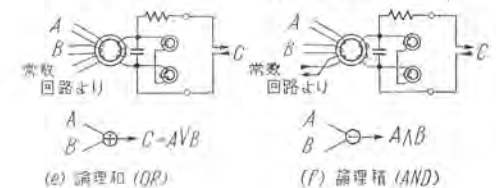
(b) 遅延回路



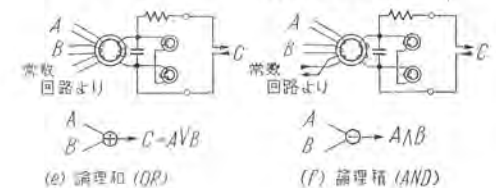
(c) 否定回路



(d) 多数決演算回路



(e) 論理和 (OR)



(f) 論理積 (AND)

図 5.5 パラメトロン基本回路

Fig. 5.5 Parametron basic functions.

表 5.1 パラメトロン多数決演算 (3 入力)

入力巻線		I				II			
		+	+	-	-	+	+	-	-
"	B	+	-	+	-	+	-	+	-
"	C	+	+	+	+	-	-	-	-
出 力	D	+	+	+	-	+	-	-	-

のまま励振相の順番に伝えられる回路を遅延回路という。

信号の伝達には、たとえば I 相素子から II, III 相を経て次の I 相まで伝わるのに一励振週期の時間的遅れを伴っており、I, II, III 相素子各 1 個につき、1 bit 一励振期の遅延記憶回路として使うことができる。

(3) 否定回路 (NOT)

図 5.5 c のように前段からの入力を結合トランスにおいて逆相に結合すれば位相信号は反転して伝わり、論理演算回路における否定回路を形成する。

これはパラメトロンを表わす円を結ぶ線を短かい直交線で切ることによって示している。

(4) 多数決演算回路

図 5.5 d のように入力に 3 個の信号が加えられた場合、出力はその合成ベクトル方向によってきまるが、振巾はいずれも前段パラメトロンからとすればほぼ同じであり、位相は 0 または π のいずれかであるから、その合成は入力信号の多数決となる。すなわち 3 入力に対して表 5.1 の演算が行われることになる。

5 あるいは 7 入力でも多数決演算を行うことができるが素子の出力の振巾を十分そろえる必要があるので符号変換機では使われていない。

(5) 論理和回路 (OR)

多数決演算回路において、たとえば (c) 巻線にはつねに (+) 入力に加わっている場合、すなわち表 5.1 I の場合には、他の 2 入力 (A), (B) のいずれか一方あるいは両方が (+) であれば出力は (+) になる。これは (+) 信号としては論理回路における OR 回路を形成している。

表記方法は図 5.5 e に併記してあるように入力は 2 本とし、(+) 常数入力はパラメトロンを表わす円の中に + を入れることによって示す。

(6) 論理積回路 (AND)

また (c) 巻線につねに (-) 入力に加わっている場合、すなわち表 5.1 II の場合には、他の 2 入力 (A), (B) の両方が (+) でなければ出力は (+) にはならない。したがってこれは同様に AND 回路を形成している。表記は同じくパラメトロンの円の中に - を入れることによって示す。

以上の基本回路を組合わせればいかなるデジタル論理回路でも構成できるが、ここでは符号変換機に使用された回路要素の例をあげよう。

(7) フリップフロップ回路

図 5.6 a のように I, II, III 相素子をループ状に結合し、そのうちのある素子には別に 2 入力 A, B を設け、B

は否定回路としておく。いま A, B ともに (-) であればパラメトロンの共振回路入力としては B は反転されて (+) になり、A の (-) と打消しあうのでループが保持している信号には影響をおよぼさない。そこで A だけ (+) 入力となればこの入力回路をもつパラメトロン共振回路は 3 入力のうち 2 入力が (+) となるので強制的に (+) 出力となり、その後 A が (-) にもどっても回路はループ接続によって (+) を保持する。つぎに B だけ (+) になれば同様に 2 入力が (-) となり強制的に (-) に反転され、B が (-) にもどっても回路は (-) を保持する。

このように A に短い (+) がくれば回路は (+) を保持し、B に (+) がくれば回路は (-) の状態にもどる。この入力は一励振期以上いくらでもよい。したがってこの回路は真空管によるフリップフロップ回路と同じはたらきをもち、A はセット入力、B はリセット入力と見ることが出来る。

(8) 微分回路

図 5.6 b において入力 A が (-) のとき、下の列の AND 回路は入力 1 には (-)、入力 2 には A が遅延して否定回路を通るので (+) となって加わる。このとき出力 B は AND 回路であるから (-) であるが、つぎに A が (+) に変化すれば入力 1 は (+) になり、入力 2 には 3 素子の遅延回路がはいっているのですぐには反転せず、一励振期の間は (+) のままである。したがって AND 回路は (+) (+) 入力となり反転して (+) 出力を出す。次の励振期には入力 2 に A より遅延して伝わった (+) が反転して (-) 入力となるので出力はふたたび (-) にもどる。すなわち A が (+) となった最初の一励振期だけ B には (+) 出力が得られ、これは入力 A の立上りを微分した形となっている。

なお一励振期だけ (+) 信号になる場合をパラメトロン回路ではパルスと称している。

また図 5.6 c では否定回路が AND 回路入力の遅延回

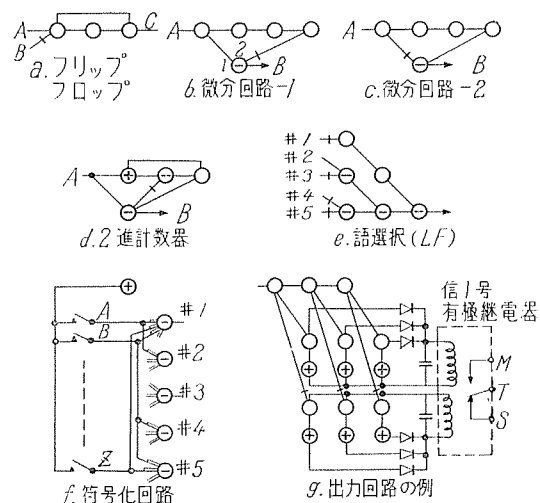


図 5.6 パラメトロン回路要素

Fig. 5.6 Parametron elementary circuits.

路を通らない側にはいつているので、AND 回路入力 (+) (+) となるのは A が (+) から (-) に変化した一励振期だけである。したがってこれは入力 A の信号の立下がりをも微分した形となっている。これらの回路を微分回路と呼ぶ。

(8) 2 進計数回路

図 5.6 d において入力 A には (+) パルスがくるものとすれば、これは上の段のフリップフロップ回路と下側の AND 回路の両方に同時に加わる。最初にはフリップフロップは (-) の状態であったとすれば、AND 回路はフリップフロップの一番あとの素子から (-) 入力を受けているので A のパルスは出力側に通さないけれども、フリップフロップはパルスによって (+) に反転される。つぎに A よりふたたびパルスがくれば、今度は AND 回路が開いている形となっているので出力側にパルスが現われる。出力のパルスは同時にフリップフロップのまん中の素子に否定回路を通じて加わり、これがリセット入力となっているのでフリップフロップはリセットされ、回路は最初の状態にもどる。

すなわちこの回路は A に加わるパルス 2 回ごとに一つのパルスを出すカウンタ回路であって、これを n 段重ねれば 2^n 進カウンタとなり、適当なフィードバックあるいはゲート回路を使用すればいかなる計数回路を作することもできる。なおフリップフロップの一番前の素子の + 常数のかわりにカウンタのリセットを入れることもできる。

また入力としてパルスでなく (+) の状態をつづければカウンタは励振期の数をかぞえるので、これを利用して多段のカウンタ回路により大きな時間遅延を得ることができる。

(9) 語選択回路

AND 回路を組合わせれば多人力の AND 回路を作ることができる。この多人力のうち必要な個所を否定入力とすれば複数個のビットからなる語を検出することができる。図 5.6 e は 5 単位の符号選択回路で、第二エレメントだけ否定入力となっていないので (+) 入力をエレメントのマークとすれば line feed 符号を選択することができる。

(10) 符号化回路

前項とは逆にある意味を符号化する場合には、図 5.6 f のようにその内容ごとに接点を設け、その接点から符号のエレメント数だけある (-) 常数をうけた符号素子のうちルールに従ってマークとすべき素子に、それぞれ普通の 2 倍の強さで (+) 入力を与えればよく、図の場合は 5 単位符号を得ることができる。2 倍の入力をあたえるには普通は結合トランスに 1 回巻きするところを 2 回巻きすればよい。

接点あるいは発振を断続させる入力によらず、複数のパラメトロン素子の信号をそれぞれ符号化する場合にはこの回路のままでは符号素子の入力に (-) が増えて動

作しないので、符号素子の入力には OR 回路を用いなければならない。

(11) 出力回路

パラメトロン回路は位相の正逆を利用したスイッチング回路であり、入出力において普通の電気的回路に接続するには適当な変換が必要である。入力回路は符号変換機では前項のような機械的接点によっており、ほかにトランジスタや磁気材料を使った方法もある。出力回路では位相信号を電圧電流に変換しなければならないが、このためには常数素子と信号素子の出力を直列に接続し、これが同相であれば起電力は 2 倍になり、逆相になれば打消し合って 0 になることを利用するのが普通である。

符号変換機では図 5.6 g の回路で有極継電器を動作させている。

5.4 パラメトロン励振用電源

パラメトロン論理回路を動作させるためには前述のように高周波によって三拍励振をする必要があるが、これはパラメトロンを働かせるための電源であり、励振高周波は真空管における B 電源、直流バイアス電流は同じく C 電源に相当するものと考えることができる。したがってパラメトロン回路のための電源装置としては真空管における直流電源とはいくぶん異なったものとなる。つぎにパラメトロン励振用電源 (Parametron exciter) のそなえるべき条件をあげてみよう。

(1) 励振周波数

励振高周波の周波数 $2f$ は回路に使用されたパラメトロンが製作、試験されたときの標準励振条件による周波数であればよい。現在のところ、普通のパラメトロンでは 2 Mc 付近であり、符号変換機では 2.15 Mc で使用されている。周波数安定度は図 7.1, 7.2 の例のようにパラメトロンの発振領域が広いのであまり問題にならない。しかし周波数をいくぶん変化できれば回路全体としてさらに安定な動作をする励振条件をさがすこともできる。

(2) 三拍出力波形

パラメトロン回路の三拍励振をするために励振高周波の出力はそれぞれ約 120 度ずつ位相のずれたく形波によって断続変調された 3 種の出力 (変調位相の順に I, II, III 相) を供給する必要がある。なおこれら 3 出力の高周波 $2f$ の位相は大体合っていることが望ましい。

各出力の励振期は位相の順にいくぶんオーバーラップさせるので、励振期と休止期の中はそれぞれ約 50 % ずつとすればよい。休止期にはパラメトロンの発振が十分停止するよう、休止期の出力もれは小さくしなければならぬが、-20 db 以下ともなれば十分である。

変調周波数 f_{sc} は回路の動作速度に関係があり、いまのところ普通のパラメトロン素子では約 30 kc 位まで使用できるが、デジタル計算機以外の用途ではこのような高速を必要とすることは少なく、符号変換機では時間

遅延回路を用いる関係で約 600 c/s である。

(3) 高周波出力

パラメトロンの励振に要する高周波の消費電力はフェライトコアのヒステリシス損と負荷に消費される電力との和であるが、符号変換機では試作機に使用されたパラメトロンが 1 素子当り励振期における実効電力約 100 mW 要し、磁心の形状と材質に改良が加えられたものでは 20~25 mW 程度のものも今日できている。

したがって励振電源の各相出力はパラメトロンの種類と数に応じた高周波電力を供給できなければならない。しかし励振電流 I_{af} が少々変化しても回路の動作には差支えないので、電源電圧の変動などによる出力の変動にたいしてはとくに安定回路を用いる必要はない。

(4) 直流バイアス電源

励振高周波電流 I_{af} には直流電流 I_{dc} を重畳してバイアスを与える必要があるので、パラメトロン電源としてはこのための整流回路を含むことが望ましい。 I_{dc} の値は直径 4 mm のフェライトコアを用いたパラメトロンでは約 1 A を必要とし、符号変換機では 0.9 A となっている。各相の励振回路を直流的に直列に接続して供給する場合、直流抵抗は多くとも数 Ω 以下であり、たいした電力は要しない。しかしこの電流が変動すると磁心の平均導磁率が変化して発振領域特性における中心周波数が増減するので、変動は多くとも $\pm 3\%$ 程度におさえ、リップル電流も小さいことが望ましい。電源電圧が相当変動する恐れのある場合等にはパラスタ管を用いて安定化する必要がある。

(5) パラメトロン励振用電源装置(エキサイタ)の構成例

図 5.7 は符号変換機のエキサイタ部分の回路構成である。発振は簡単なハートレ回路によって $2.15 \text{ Mc} \pm 0.1 \text{ Mc}$ 以上可変の周波数を得ている。電源電圧変動、温度上昇等による周波数変動は $\pm 2 \times 10^{-3}$ 以下となっているが、実用上は $\pm 10^{-3}$ 程度でも差支えない。

出力は I, II, III の各相とも 807 による C 級増巾器

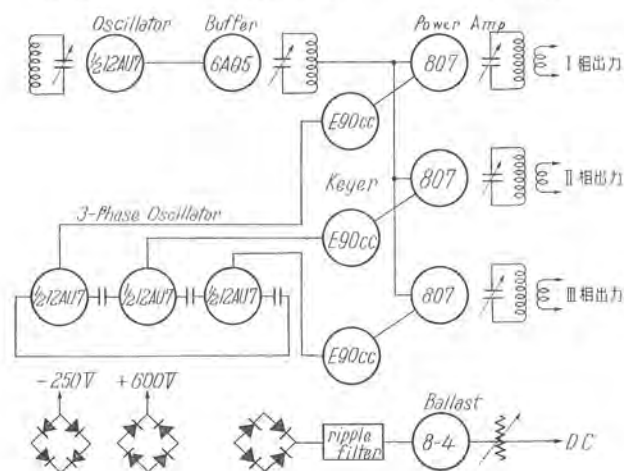


図 5.7 パラメトロン励振用電源回路構成

Fig. 5.7 Block diagram of the parametron exciter.

にて励振期においてそれぞれ最大 30 W 以上を得ている。出力はプレート側に整合コイルを用いて最適負荷 75Ω にマッチするようにし、同軸ケーブルによって外部に引出している。また整合コイル一次側はバリコンにより同調して各相ごとに位相の微細調整ができる。

変調波は三段移相形 CR 発振器によって約 600 c/s の三相発振を得ており、これをそれぞれシュミット回路による整形回路を通して矩形波とし出力段の 807 をグリッド変調している。本機ではシュミット回路と出力段との結合は直接結合にしているので、各相ごとに CW 波あるいは無出力の状態にすることもできる。

なおこれらの回路の直流電源部には安定回路を使用していないので、電源電圧が $\pm 10\%$ 変動すれば出力は約 $\pm 20\%$ 変化する。

I_{dc} 用整流回路はリップル 1% 以下に平滑した後、電源変動にそなえてパラスタ管 8-4 を用いて安定化している。電流は安定管出力の分流器を加減して 0.9 A を得、 $\pm 0.1 \text{ A}$ 程度可変としている。

6. パラメトロン符号変換部

符号変換部の論理演算回路はすべてパラメトロンによって構成されており、その構造と配線の模様は図 6.1 に示している。パラメトロンは 95 枚 (285 素子) ずつ左右側面に分けて配置し、その中間には励振電源との整合



図 6.1a パラメトロン配線状況

Fig. 6.1 a. Parametron wiring.



図 6.1b 内部構造

Fig. 6.1 b. Interior view.

図 6.1 パラメトロン符号変換部

Fig. 6.1 Parametron code converter.

回路と5単位出力および駆動関係の有極リレーを置いている。

前面には励振電源との接続用接栓類および各相の励振高周波、直流の電流値を監視するための電流計とその切替スイッチのほか、変換にあたって動作の開始、停止をさせる Start, Stop 押しボタンスイッチ、電文の切れ目に余分の行間隔をもたせるための 8 LF 挿入押しボタンスイッチがある。

MDD からの入力, MTRP, MPP への変換出力および駆動関係、モータ電源などの接続はすべて後部の接栓からケーブルによって行う。MDD にはモールス符号の文字記号の数 (54) だけの信号接点があるので 30 極接栓 2 組を使用し, MTRP, MPP 用にもそれぞれ 30 極接栓を設けている。

パラメトロン回路の配線には方向指示用 PVC 線を採用して配線終了後にも結合トランスのところで結合の (+) (-) がわかるようにしている。また各相の配線色は色別して誤配線の恐れを少なくしている。

回路のブロックダイアグラムは図 6.2 に示すもので、また符号変換における各部動作の時間的關係は図 6.3 のようになっている。以下この主要部分についてその動作とパラメトロン回路を紹介する。

6.1 普通の符号変換と駆動回路

符号変換動作は 4 章で述べたように MTRP のさん孔速度に調歩して行われるが、その順序はまず図 6.2 に示すようにさん孔と同時に MTRP の駆動信号接点 (I_1 contact) が約 20 ms 閉じると、これが図 6.5 のパラメトロン回路のフリップフロップ 230, 330, 131 において

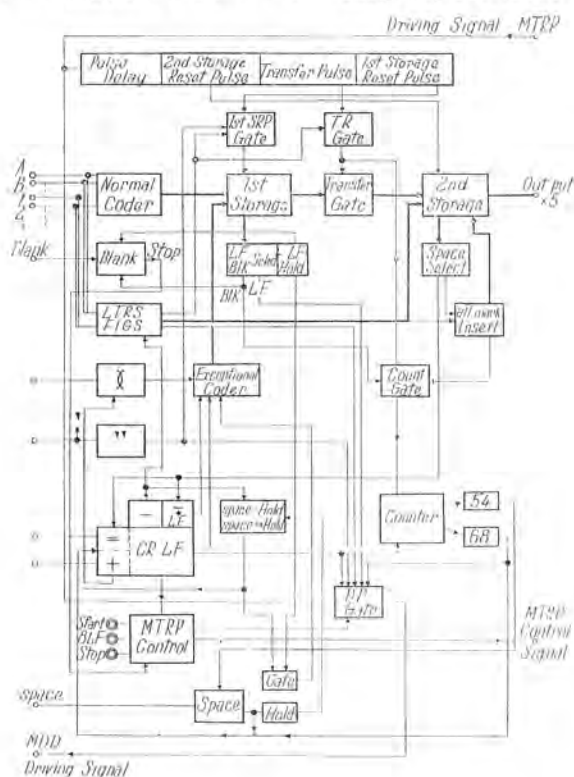


図 6.2 符号変換回路のブロックダイアグラム
Fig. 6.2 Block diagram of the parametron code converter.

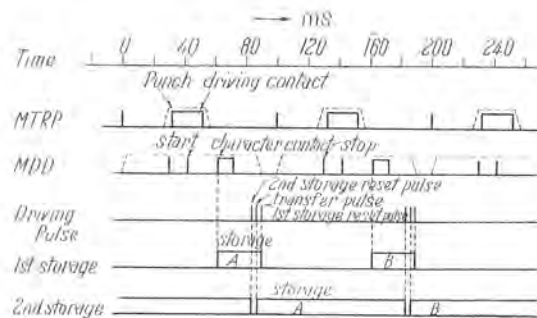


図 6.3 符号変換機の各部動作の時間関係

Fig. 6.3 Function time chart of the converter.

いったん位相信号に変換され, MDD の起動信号ゲート (DP gate) 141, 240 を通ってリレー出力回路により I_1 contact 動作より約 10 ms 遅れて MDD に起動信号を与える。MDD は起動信号をうけると起動し、約 20 ms 遅れてすでに読み込んでいるモールス符号の表わす文字記号に相当する一つの接点を閉じることによってパラメトロン符号変換部の相当入力回路に入力を与えた後に停止する。

符号変換部ではこの入力がある符号の場合には、図 6.4 の回路で文字の場合はパラメトロン 201~205, 数字記号の場合は 206~210 の符号化回路によりただちに 5 単位符号に変換して第一蓄積 (1st. storage) のフリップフロップに記憶する。前述の駆動信号入力またはカウンタを用いたパルス遅延回路 (pulse delay) によって約 50 ms 遅れ、第二蓄積リセットパルス (2nd. SRP), 移送パルス (transfer pulse), 第一蓄積リセットパルス (1st. SRP) などの回路の駆動パルスとなり、これによって第一蓄積の符号を第二蓄積に移送する。

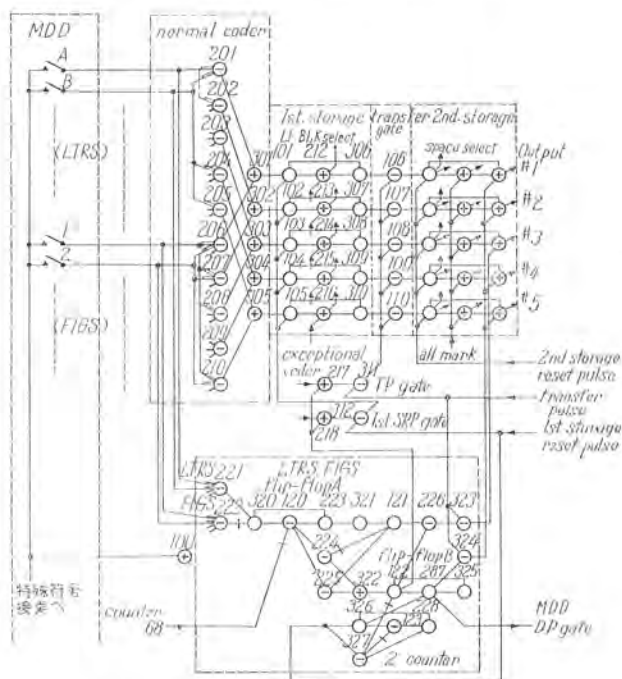


図 6.4 普通の符号回路と LTRS, FIGS 回路

Fig. 6.4 Circuit diagram of a part of the parametron code converter.

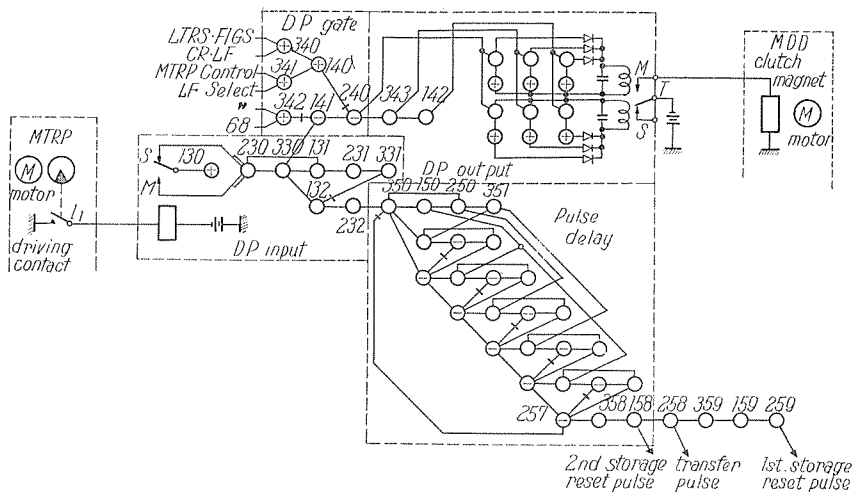


図 6.5 駆動回路

Fig. 6.5 Circuit diagram of the driving circuit.

第二蓄積の5単位符号はそのまま図5.6gの出力回路5組によってMTRPのセレクトマグネットを動作させ、MTRPの次のさん孔動作によってさん孔すると同時にふたたび駆動信号を生じて以上の動作をくり返す。

パラメロン符号変換回路において新しく符号を発生挿入する場合には、その間モールス符号を読みこまないように図6.5の駆動回路においてDPゲートが閉じ、MDDの起動信号を出さない。

6.2 LTRS, FIGS 符号の挿入

図6.4においてMDDのある符号接点が閉じると前述のように符号変換が行われると同時に、その符号が5単位符号において下段に属するかあるいは上段に属するかによって、それぞれLTRS入力パラメロン221またはFIGS入力の222を(+)に反転する。

入力がLTRSの符号の場合にはフリップフロップAは(+)に、FIGSの場合には(-)に記憶される。いま入力がLTRSからFIGSに、あるいはFIGSからLTRSに変わったときには微分出力(素子224, 225)によってフリップフロップBは(+)になる。

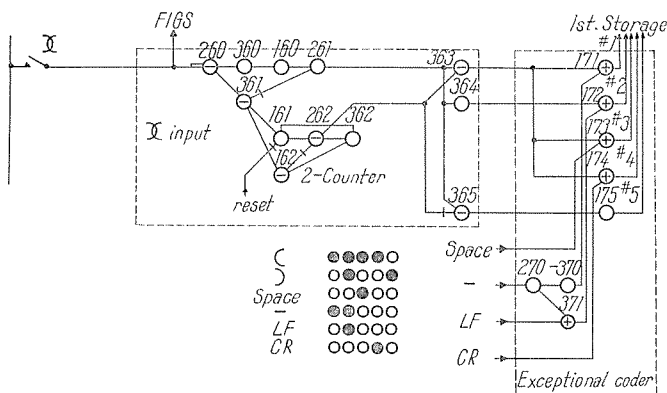


図 6.6 特殊符号回路の例

Fig. 6.6 A sample of exceptional code input and coder.

これによって移送パルスゲート (TP gate), 第一蓄積リセットパルスゲート (1st. SRP gate) および DP ゲートは閉じるので第一蓄積に蓄えられた5単位符号は移送されず、第二蓄積へはフリップフロップA, Bによって直接LTRSあるいはFIGS符号を挿入する。

フリップフロップBは2-カウンタによって駆動パルス2個目でリセットされるので、引続いて第一蓄積に蓄えていた5単位符号を送り出した後、変換動作を続ける。

6.3 特殊符号回路

MDD から読みこまれた文字記号が5単位符号への変換にあたっ

て特殊な判断や操作を必要とする場合には、ブロックダイアグラムに示すように一般符号回路とは別の、それぞれ独立した特殊入力回路に(+)信号が与えられる。

ここでは一例として図6.6に括弧符号回路と、これらの特殊符号を5単位化して第一蓄積へ送りこむ特殊符号化回路 (exceptional coder) をあげる。

MDD において括弧 変 接点が閉じると、変 入力の素子 260 は(+)に反転されると同時に、5単位において括弧は上段符号であるためLTRS, FIGS 回路にもFIGS

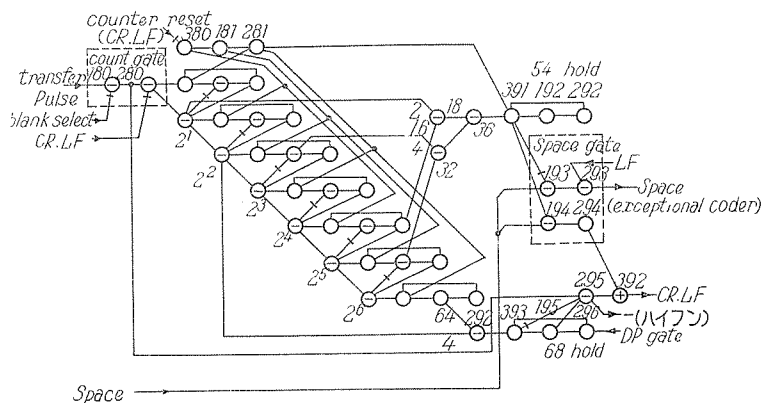


図 6.7 54.48 計数回路

Fig. 6.7 Character counter circuit.

信号を与えるようになっている。

260の(+)信号は360, 160, 261の遅延回路を経て364およびAND回路363, 365に加わると同時に、微分回路出力360は2-カウンタのフリップフロップ161, 262, 362を反転する。電文の初めでは2-カウンタは空であるから最初の 変 入力によって2-カウンタのフリップフロップは(+)になり、262からは363, 365のAND回路にそれぞれ正、逆相に結合されているので、363は(+), 365は(-)となる。363は特殊符号化回路において#1, #3, #4を(+)すなわちマークとし、364は#2をマークとするので、第一蓄積へは●●●●○すなわち(符号を挿入する。

つぎにふたたび \bar{A} 接点が閉じた場合には 2-カウンタのフリップフロップは (－) に反転されるので、363 と 365 のゲートは前とは逆に開き、363 は (－)、365 は (＋) となる。また 364 はいずれの場合にも (＋) になるので、364、365 に結合された #2、#5 のみ (＋) となり、○●○○●すなわち) 符号を得る。以下同様に \bar{A} 入力交互に 5 単位符号における (符号 と) 符号に変換されて第一蓄積に送りこまれる。

2-カウンタはモールス電報の終りに現われる + 記号によってリセットされるので、もし或る電文において (で終わった場合でも、次の電文では必ず (から始まる。

その他の特殊符号もそれぞれ論理回路によって 3 章の変換条件を満足するように処理され、図 6.6 の exceptional coder によってそれぞれ 5 単位符号化されて第一蓄積へ送りこまれる。

6.4 1 行の字数選定回路

5 単位符号のうち、1 行に印字する文字記号の数をかぞえるため、FIGS, LTRS, CR, LF, ブランク等の符号の場合をゲート回路によって除いた移送パルスを図 6.7 のように計数回路に加える。

54 は 2 進数において 0110110, 68 は 1000100 であることから AND 回路によってカウンタの各段の状態を比較してとり出している。字数が 54 に達するとフリップフロップ 391, 192, 292 は (＋) となり、これがスペースゲート 193, 194 を切替えるので、その後 Space 入力があれば 194, 294, 392 を通って CR・LF 回路に信号を与え、CR・LF 各 2 回を挿入する。

54 字を過ぎて 68 字までに Space が現われないときには、68 字でフリップフロップ 395, 195, 296 が (＋) になって DP ゲートを閉じ、次の駆動パルスによって 69 字目にハイフン符号を挿入した後 CR・LF 各 2 回を挿入する。

その他ブロックダイアグラムの他の部分についても、それぞれ 3 章の変換条件を満足するためのパラメトロン論理回路からなるが、本質的にはこれまでに述べた回路と異なるところはないので省略する。

7. 総合試験結果

図 7.1 は先に試作された符号変換部に使用したパラメトロン素子、図 7.2 はその後の製品に使用したパラメトロン素子の発振特性の一例であり、くの字形の曲線の右側が発振領域、左側は発振しない領域である。標準の励振状態としては装置に使用されたすべてのパラメトロン素子の発振特性において発振領域にはいり、かつそのときの発振電圧 E_f がある範囲内に収まって発振波形も良好であるような直流バイアス電流 I_{dc} 、励振周波数 $2f$ および励振電圧 E_f をえらび、またこれらの値が少々変動しても以上の条件を外れないことが望ましい。

これらの最適値はパラメトロン素子自身の製作条件によって定められるが、試作機において電源電圧変動に対

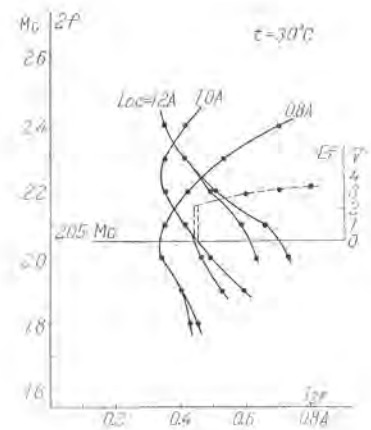


図 7.1 パラメトロン発振特性 (1)

Fig. 7.1 Parametron oscillation characteristic.

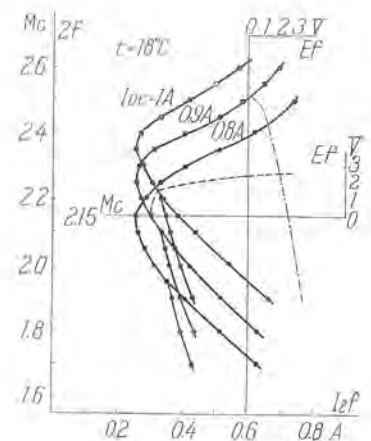


図 7.2 パラメトロン発振特性 (2)

Fig. 7.2 Parametron oscillation characteristic.

する総合安定動作範囲の多少によって最適の励振状態を求めたのが図 7.3 である。いま図 7.3a の $I_{dc} = 0.9 A$ の曲線を例にとって説明すれば、AC 電源電圧をまず 100V にしてそのとき $2f$ を 2.05 Mc, I_{dc} を 0.9 A, I_{2f} を 0.6 A に調整する。つぎに AC 電源電圧を降下させた場合、パラメトロン回路が安定に動作しなくなる直前の電圧 90 V を $I_{2f} = 0.6 A$ の座標上にプロットする。

同様に AC 100 V のとき I_{2f} を 0.7 A, 0.8 A などにして得られた点を結んだのが図の $I_{dc} = 0.9 A$ の場合の曲線である。

このようにして AC 100 V の場合の励振周波数、直流バイアス電流を変えて図 7.3 に示す幾つかの曲線が求められる。AC 電源電圧を上げた場合にはいずれの場合にも 120 V までに不安定になる点は得られなかった。

$2f$, I_{dc} が同じ場合には励振電流 I_{2f} を増したほうが

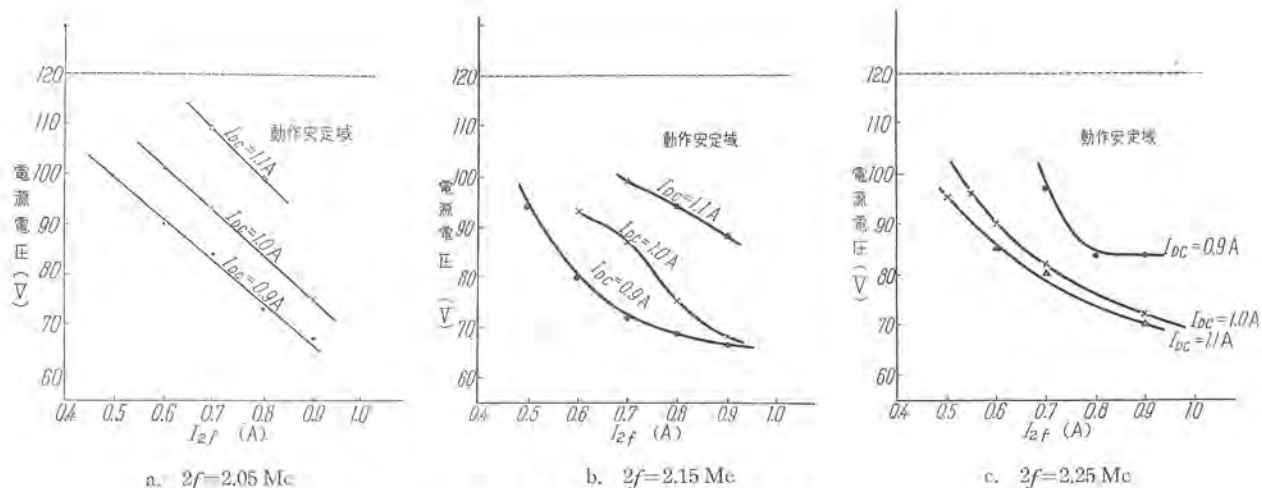


図 7.3 符号変換機総合安定動作範囲

Fig. 7.3 Stable range for the AC source variation.

当然安定範囲がひろくなるが、消費電力は大きくなり、波形も悪くなる恐れがあるので、なるべく低い電流によってひろい安定範囲が得られるほうが望ましい。図 7.3 の結果によりこの装置は AC 100 V のときの標準励振状態としては $2f$ を 2.15 Mc, I_{dc} を 0.9 A とするのが望ましく、 I_{2f} は 0.6~0.7 A とするのが適当であろう。

実用上電源電圧があまり大きく変動すれば MTRP, MDD に使用されている同期電動機にとっても好ましくなく、 $\pm 10\%$ の変動に耐えればまず十分であろう。試験の結果、これらの機械部分を含めた装置の総合動作は AC 100 V $\pm 10\%$ 以上の範囲で十分安定であった。

8. む す び

以上説明したように、符号変換機として要求されるほとんどの条件を満足し、また安定なものをパラメトロンを用いて構成することができた。これを真空管で構成すれば恐らく膨大なものになると思われる。

この符号変換機は昭和 31 年のメルボルンオリンピック開催中に使用されて好結果を得、それ以後国際電々の大阪電報局でも実用されている。

現在のところ、変換にあたって Confirm の有無をオペレータが判断するために各電文の終るごとに装置が停止しているが、モールス電報において額表の始めと Confirm の初めに電文形式上なんらかの明確な差がつけられるようになれば、これの検出回路を追加して装置を停止することなく変換をつづけるようにできよう。この装置には現用のもの以外にも相当数の予備パラメトロン素子が実装されているので、運用上なんらかの変換条件の追加、変更などが必要になった場合にも、ほとんどの場合配線の変更をするだけで簡単に行うことができる。

この符号変換機はパラメトロンを応用した最初の実用的な装置の一つであるが、これの製作および相当期間にわたる実用の経験より、パラメトロンは論理演算素子と

してきわめてすぐれておりまた使いやすく、信頼性が高い点があたためて認識された。

ある程度複雑なデジタル回路を構成するのに、普通の目的には実用上もっとも適していると考えられる。とくに高速を必要としないデジタルコンピュータを初めとして各種工場、発電所、送受信所、交通、気象等の分野における複雑な頭脳的判断を必要とする制御装置や、自動制御のデジタル化が普及するためにはなくてはならないものであると考えられる。

またパラメトロン自身もさらに消費電力が小さく、動作速度も速いものが得られつつあり、回路的にはとくに入出力回路あるいは励振電源関係をトランジスタ化することによっていっそう使いやすいものとなろう。

参 考 文 献

- (1) 後藤：非直線形リアクタを利用した新回路素子パラメトロン 電子計算機研究専門委員会資料 (1954-7)
- (2) 後藤：非線形共振子のパラメータ励振とその応用 電通学誌 (1955-10)
- (3) 喜安：パラメトロンのはなし 電子工業 (1955-11)
- (4) 大島：パラメトロン概論 //
- (5) 山田：論理数学から見たパラメトロン回路 //
- (6) 高橋：パラメトロンについて 電通学誌 (1956-6)
- (7) 大島, 中込, 上林：パラメトロンを用いたモールス 5 単位符号変換機 電子計算機研究専門委員会資料 (1956-9)
- (8) 馬場, 福島：パラメトロン 三菱電機 (1956-9)
- (9) 和田, 佐々木：5 単位モールス符号変換機 国際通信の研究 (1957-4)
- (10) R. O. Carter and L. K. Wheeler: Code converters for the interconnection of Morse and teleprinter systems PIRE III, (May 1954)
- (11) W. R. Smith-Vaniz and E. T. Barrett: Morse-to-teleprinter code converter Electronics (July 1957)
- (12) 中込, 上林, 和田：パラメトロンを用いたモールス 5 単位符号変換機 電通学誌 (1957-9)
- (13) 福井, 小野瀬, 葉原, 加藤：多孔パラメトロンについて 電通学誌 (1958-2)

トランジスタ直流増巾器

研 究 所 中塚正三郎*・小林吉三郎*

Transistorized Direct Current Amplifiers

Engineering Laboratory Shozaburo NAKATSUKA・Kichisaburo KOBAYASHI

There are two types of d-c amplifiers: one is a direct couple type and the other a chopper type. The former, though simple in construction, must confront varied problems when transistorized, dependence of collector back current I_{co} on ambient temperature being the most conspicuous. The latter, operating on a transistor chopper circuit, is unmolested by changes of temperature and power supply voltage but not at all free from troubles in case the circuit is transistorized. As a result of thorough investigation on both the types, it was decided to take up the chopper type and experiments were kept on until fairly stable d-c amplifiers were made available.

1. ま え が き

微小直流電圧を検出して継電器等を動作させるには、真空管を用いて直流増巾を行えばよいのであるが、装置の大きさと消費電力を極端に制限され、しかも相当長期間無保守で動作させようとする、トランジスタによる直流増巾方式を考えなくてはならない。しかしトランジスタに限らず一般に半導体は温度の影響が大きく、トランジスタを用いて直流の微小電圧を増巾しようとする場合、直結式直流増巾器では温度変化によるドリフトがきわめて大きい。したがってこの対策の成否が実用性を左右するのはいうまでもない。

一方チョップを用いた断続式直流増巾器を用いれば、このドリフトの問題は本質的にはなくなるのであるが、チョップ回路をトランジスタ化しようとする、またいろいろな問題が生じてくる。

以下両方式について種々実験的検討の結果、後者の断続式直流増巾器を採用することにして、試作を終ったのでそのあらましを述べる。

2. 直結式直流増巾器とその温度補償

上述のようにトランジスタの各定数は温度によって変化する。そのために増巾器の利得の変化するのはもちろんであるが、直結式直流増巾器として用いた場合、もっとも問題になるのは、エミッタ電流零のときのコレクタ電流 I_{co} である。トランジスタ増巾各段についてコレクタ電流 I_c は次のような値になる。

$$I_c = \alpha I_e + I_{co}$$

ただし、 I_e はエミッタ電流、 α は電流増巾率である。したがって各段の出力は直接その段の I_{co} の影響を受けることになる。ことに増巾器初段の出力の変動は、それに続く増巾段で増巾されて最終出力にきわめて大きな変動

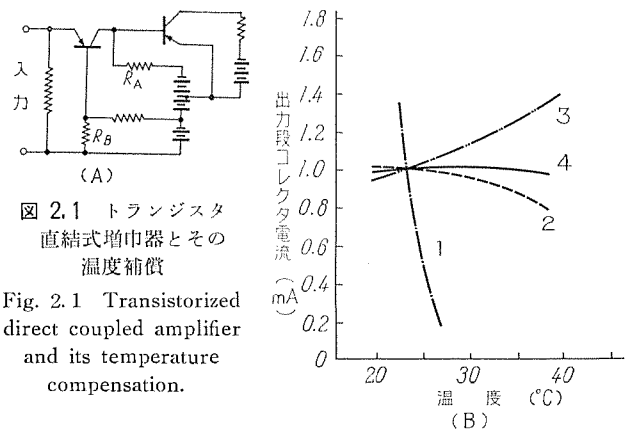


図 2.1 トランジスタ直結式増巾器とその温度補償
Fig. 2.1 Transistorized direct coupled amplifier and its temperature compensation.

として現われるからとくに重要である。

ところが不幸にも、トランジスタの各パラメータの中でもこの I_{co} の温度による変化は大きい。これは半導体に本質的な問題である。 I_{co} の温度に対する変化は、ほぼ

$$I_{co} = I_s e^{0.05T}$$

のように、指数関数で表わされる。ここに、 T は摂氏温度、 I_s は 0°C における I_{co} の値である。この式は I_{co} の値が 1°C 当り 5% の変化を示している。この I_{co} の変化が上述の大きなドリフトを生じる。

そこで、このドリフトを補償するにはいろいろな方法が考えられるが、そのうちもっとも実用的なものは、増巾器の回路素子の中に非直線（対温度）素子を用いる方法である。いまベース接地、エミッタ接地の二段から成る一つの例について実験した結果をその回路とともに図 2.1 に示す。

図 2.1 (B) の曲線 1 はなんら補償を施さない場合、曲線 2 以下は図 (A) の抵抗 R_A , R_B に非直線素子を用いて補償を試みたもので、曲線 2 の場合は補償不十分、曲線 3 の場合は補償過度である。非直線素子の適当なもの

* 電気第二研究室

を選び、かなり注意深く回路を調整して曲線4の程度の補償が可能である。電力利得 33 db 程度で、信号出力対誤差出力の比を 20 db 程度として、数 mV の入力信号に対して一応安定に動作させえたのであるが、温度の急激な変化に遭遇すると、相当大きな誤差出力を生じる。これはトランジスタと、補償用非直線素子との熱的時定数の相違によるもので、所望の補償特性と所望の時定数を持つ非直線素子は容易に入手できない。その上直結式直流増巾器では電源電圧の変動の影響も大きく、実用化には速いように思われる。そこで断続式直流増巾器を採り上げて検討することにした。

3. 断続式トランジスタ直流増巾器

前章に述べたように直結方式を用いることは多大の困難を伴うので、直流入力信号を交流信号に変換し、増巾には交流増巾器を使用し、増巾出力を位相検波してふたたび直流出力を得る方式について実験を行い、当初の目的を達するものを得たので、以下この方式について述べる。

総合回路構成は図 3.1 に示すように、チョッパ部、発振器、交流増巾器、位相検波器の4部より成り、位相検

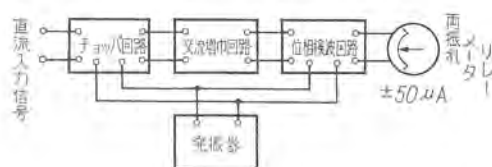


図 3.1 断続式直流増巾器
Fig. 3.1 Chopper type D-C amplifier.

波出力で $\pm 50 \mu A$ のメータ・リレーを動作させるようにしたものである。以下各部について項を分けてその動作、特性を説明し、最後に総合した直流増巾器としての特性を述べる。

4. トランジスタ・チョッパ回路

直流信号を交流信号に変換する素子としては、サーボ増巾器またはアナログ・コンピュータの真空管直流増巾器の補償増巾器に用いられている機械的チョッパがあるが、いまの場合には消費電力その他の点からこれを用いることができない。

極度に消費電力を制限され、小形軽量を要求される場合トランジスタのスイッチング特性を利用したチョッパ回路が有利である。

トランジスタがスイッチとして働く場合の動作特性を図 4.1 に示す。同図の第 1 象限の特性は通常のエミッタ接地接続の場合の $V_c - I_c$ 特性にほかならない。スイッチとして用いる場合にはベースの入力信号は十分大きくして、動作点は遮断点 C から飽和点 S まで以上に大きく振動する。図においてベース電圧 $V_b = +0.5 V$ のときは I_c はほとんど遮断され、 $V_b = -0.5 V$ のときは

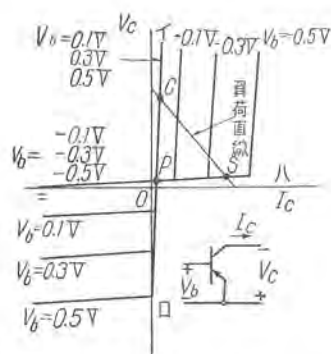


図 4.1 トランジスタのスイッチング動作
Fig. 4.1 Switching operation of transistor

十分な導電が得られることがわかる。すなわちベース電圧に交番電圧を用いることによって、コレクタ回路はそれに応じて断続され、機械的チョッパと同じように用いて直流→交流の変換ができる訳である。

しかし、理想スイッチの特性としては、図 4.1 中の (イ)―(ロ)の直線は Y (電圧) 軸に一致し、(ハ)―(ニ)の直線は X (電流) 軸に一致し、したがってその交点は原点に一致すべきものである。ところが実際の特性は図 4.1 に示すように原点で交わらず、点 P において交わる。この点の座標を V_p, I_p とすると、このトランジスタ・スイッチは理想スイッチに直列に V_p なる電圧源、並列に I_p なる電流源がはいったものと等価に考えることができる。このような V_p, I_p に対する補償を考えねば、チョッパ回路として用いたとき、直流入力信号が零のときに誤差信号出力を生ずることになる。P 点が原点に近いほど、低レベルまで満足に動作させるに好都合で

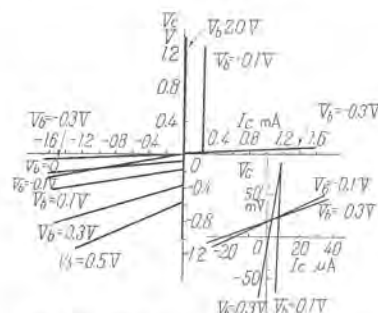


図 4.2 順接続のスイッチング特性
Fig. 4.2 Switching characteristic of normal configuration.

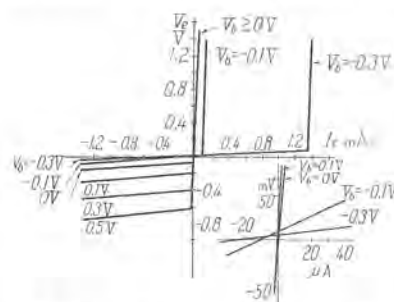


図 4.3 逆接続のスイッチング特性
Fig. 4.3 Switching characteristic of inverse configuration.

このためにはエミッタ接地形の順接続よりも、コレクタ接地形の逆接続のほうがすぐれている。

実際のトランジスタ特性は図 4.1 のように単純ではなく、図 4.2 および図 4.3 に実測例をその原点付近の拡大図とともに示す。図からわかるように入力零に近く原点付近で動作する場合は、出力波形は複雑となり、高調波の影響が大きくなる。したがって入力零のとき出力を零にするための平衡条件は箇々の場合について実験的に決定するより仕方がない。

さて以下 3 種類のチョップ回路について述べる。

4.1 基本形チョップ回路

電磁駆動の機械的チョップにおける接点をそのままトランジスタ・スイッチで置き換えたものが基本形チョップ回路であって、これを図 4.4 に示す。キャリア電圧を印加することによって、両トランジスタが交互に導通、遮断を繰り返す。出力トランスに入力直流信号に応じた交流信号をうる訳であるが、同図のままでは、トランジ

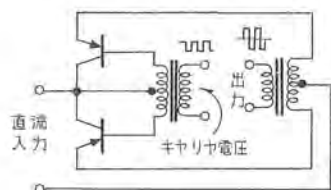


図 4.4 基本形チョップ回路

Fig. 4.4 Prototype chopper circuit.

スタ・スイッチの説明のところで述べた V_D のために誤差出力が生ずる。

4.2 平衡形チョップ回路

基本形チョップ回路の欠点を補う目的で図 4.4 における各個のトランジスタの代りに背中合わせの一對を用いたのが図 4.5 に示す平衡形チョップ回路である。背中合わせのトランジスタ・スイッチでは V_D の値が逆符号になるから、適当なトランジスタを組にして用いれば、誤差出力をなくすることができると考えられる。しかし実

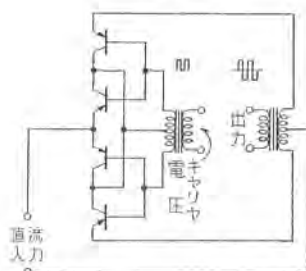


図 4.5 平衡形チョップ回路

Fig. 4.5 Balanced type chopper circuit.

際に試みた結果では、このトランジスタの選択はそれほど容易ではなく、かつ広範囲の温度変化に対してこの条件を維持できるトランジスタを選ぶことは現段階では困難であった。

実際に試みた結果では、このトランジスタの選択はそれほど容易ではなく、かつ広範囲の温度変化に対してこの条件を維持できるトランジスタを選ぶことは現段階では困難であった。

4.3 抵抗補償形チョップ回路

前記の形式と少しく動

トランジスタ直流増巾器・中塚・小林

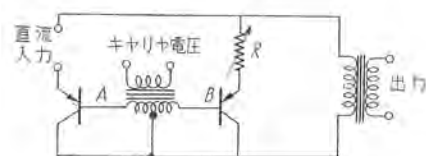


図 4.6 抵抗補償形チョップ回路

Fig. 4.6 Compensated type chopper circuit.

とき、トランジスタ A, B の V_D による出力は、出力トランスに同一方向に現われる。可変抵抗 R の調整によって両者の大きさを等しくすれば、出力トランスからの出力としては交流分の誤差出力が出ないことになる。

入力信号のある場合には、B が遮断し A が導通する半サイクルの間、入力電圧は A を通じて出力トランスへつながる。他の半サイクルの間は A が遮断し、入力回路を出力回路から切離すと同時に B が導通して出力トランスを短絡する。かくして入力信号に応じた交流出力が得られる訳である。

基本形チョップ、平衡形チョップ回路では零入力のときの誤差出力を補償するに当って、実際の広範囲の動作条件に対して十分補償の目的を達するのは容易でない。抵抗補償形チョップ回路を用いると比較的容易にこれを行うことができ、その他の点についても総合検討した結果、抵抗補償形を用いることにしたので、以下主としてこの形について述べる。

4.4 キャリア電圧の影響

キャリア電圧 e_c の値はある程度以上であればトランジスタのスイッチングは能率よく行われるが、 e_c の値があまり小さいと能率の低下するであろうことは、図 4.1 のスイッチ特性から容易に想像できる。これは図 4.7 の測定結果からも明らかである。同図によると能率は非常に広い範囲にわたって安定であるが、これに比して補償用抵抗値については、キャリア電圧が低下すると所要抵抗値が相当変化するようになる。多少のキャリア電圧の変動にも、チョップの動作が影響されないためには、キャリア電圧を 3 V 以上に保つのが望ましい。

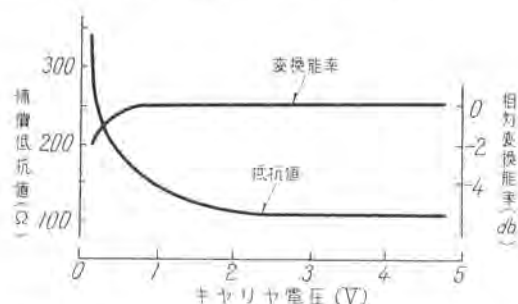


図 4.7 キャリア電圧のチョップ動作におよぼす影響

Fig. 4.7 Effect of carrier voltage on chopper operation.

4.5 キャリア周波数の影響

チョップ回路のトランジスタのスイッチング動作自身は、ここで用いている 1,000 サイクル以下の周波数では本質的に周波数の影響はないと考えられるが、チョップ

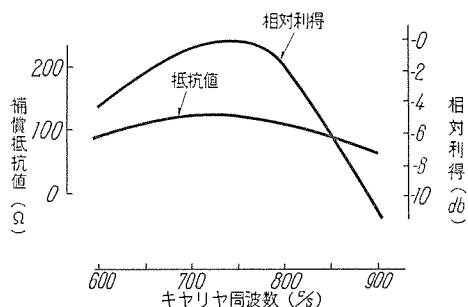


図 4.8 キャリヤ周波数のチョップ動作におよぼす影響
Fig. 4.8 Effect of carrier frequency on chopper operation.

回路その他この直流増巾器を構成する交流増巾器、位相検波回路に用いた小形変圧器の位相特性のために、キャリヤ周波数を変えると利得およびチョップの補償抵抗値が変化する。この様子を図 4.8 に示す。図からわかるように補償抵抗の値はキャリヤ電圧を適当に大きくすれば比較的变化を少なくできるが、キャリヤ周波数の定常値の選択を誤ると、周波数の少しの変化が利得に大きく影響する。図の結果から定常周波数を 750 サイクルに選んだ。この付近では利得も大きく、少しの周波数変動では利得変動もごくわずかである。(あとに述べるように温度および電源電圧の変動によるキャリヤ発振周波数変化は 30~40 c/s に過ぎない。)

4.6 温度による影響

周囲温度のチョップ動作に対する影響の大部分は、前記 V_p の温度依存性によるものであって、利得への影響は小さく、零点移動が問題である。この測定には断続式直流増巾器の交流増巾器部、位相検波部、発振器部は常温に保ち、チョップ部のみ温度を変化させ、出力のドリフトによって判定した。その結果を基本形、平衡形のものを含めて図 4.9 に示す。抵抗補償形チョップが他の二つの形に比しきわめてすぐれていることがわかる。

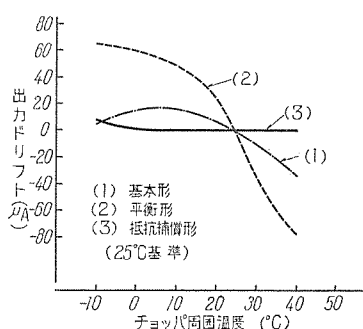


図 4.9 チョップ回路の温度特性
Fig. 4.9 Temperature characteristic of transistor chopper.

5. キャリヤ発振器

チョップおよび位相検波器へキャリヤ電圧を供給するための発振回路である。使用した小形変圧器の特性の関係で図 5.1 に示す回路を用いた。発振周波数はチョップの項で述べた理由によって 750 c/s に調整し、出力 3

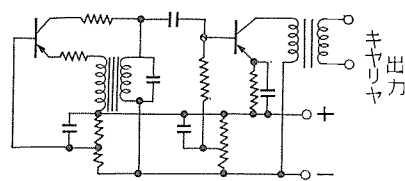


図 5.1 キャリヤ発振器部回路
Fig. 5.1 Circuit of carrier oscillator part.

~4 V を得、しかも負荷によって発振条件が左右されないように緩衝増巾器を一段設けてある。

発振周波数の安定度は、周波数がトランジスタの位相特性ないしその温度による変化を考慮する必要のない程度であるから実用上問題なく、発振出力電圧安定度は回路の安定係数 $\partial I_c / \partial I_{co} = S$ を十分小さく設計することによって向上する。周囲温度および電源電圧変動による周波数および出力電圧の変化を表 5.1 に示す。この発振器特性のこれを用いた直流増巾器特性への影響は顕著ではない。

表 5.1 発振器変動特性

	発振周波数変動	発振電圧変動
周囲温度変化 0~35°C	4.4%	11.7%
電源電圧変化 12~9.6 V	1.3%	13.3%
温度: 25°C, 電源電圧: 12 V のとき発振周波数 750 c/s, 発振出力電圧 3.0 V. これを基準とする		

6. 交流増巾器

入力直流信号はチョップ回路によって交流信号に変換されるが、これを所望のレベルまで増巾するためにこのトランジスタ交流増巾器を用いる。したがって断続式直流増巾器の利得は、もちろんこの交流増巾器部で得られるものであるから、その安定度すなわち周囲温度、電源電圧の変動またはトランジスタの取替えなど環境条件の変化による特性の変動いかなはきわめて重要である。

前に述べたように、トランジスタのパラメータの中で I_{co} の変化が増巾段の動作点の移動を生ずるが、交流増巾器では各増巾段について別個に考えればよいから、直結式の場合のように重大ではないが、利得の安定化のためには動作点の安定を図らなければならない。

I_{co} の変化に対するコレクタ電流の変化の関係を示す

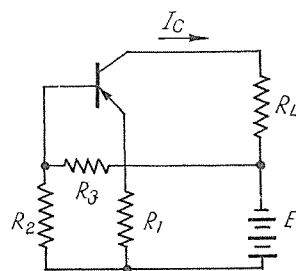


図 6.1 エミッタ接地のバイアス回路
Fig. 6.1 Biasing in common emitter configuration.

係数 S をもって動作点の安定度を評価する。図 6.1 のようなエミッタ接地の単一電源の回路では安定係数 S は

$$S = \frac{\partial I_c}{\partial I_{co}} = \frac{1 + R_1/R_2 + R_1/R_3}{1 - \alpha + R_1/R_2 + R_1/R_3}$$

となる。動作点安定のためには S の値はなるべく小さいことが必要であるが、電力消費の点から限定される。

中心周波数は前述のようにチョッパ回路、位相検波の特性から 750 c/s に選んだから、750±100 c/s の帯域巾を持っていればこの目的には十分であり、利得のほうに主眼を置いてエミッタ接地変圧器結合三段増巾器を用いた。回路は図 6.2 に示す。

消費電力を 75 mW 程度としたとき、前記の安定係数 S の値を約 1.1 とすることができた。電源電圧の変化に対しては図示のように並列負帰還による補償を行った。

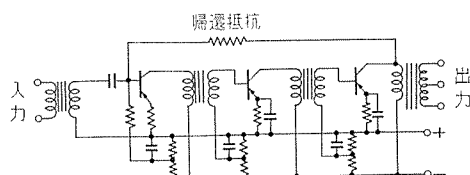


図 6.2 トランジスタ交流増巾器
Fig. 6.2 Transistorized A-C amplifier.

また、利得 60 db 程度であるが、初段トランジスタの内部雑音を無視できないので初段に低雑音トランジスタを用い、かつ上記負帰還の効果によって軽減できた。

負帰還を行うことによって増巾器の周波数特性は改善されたが、その模様を図 6.3 に示す。曲線 1 は帰還なきとき、曲線 2 は約 20 db の負帰還を施した場合の周波数特性である。

周囲温度を 0~40°C の間で変化したときの利得変化を図 6.4 に、電源電圧を 12~7 V の間で変化したときの利得変化を図 6.5 に示す。いずれも三つの場合につ

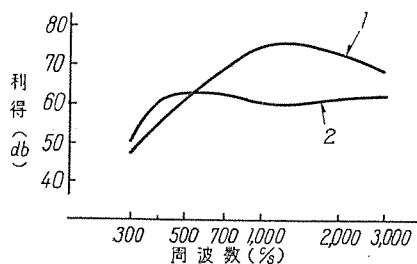


図 6.3 交流増巾器周波数特性
Fig. 6.3 Frequency characteristic of A-C amplifier.

いて測定した結果をそれぞれ示してあるが、各曲線に付した番号は下記の番号に対応する。

- 1..... $S_1=8.6$, $S_2=8.6$, $S_3=8.0$ 負帰還なし
 - 2..... $S_1=1.1$, $S_2=1.0$, $S_3=1.1$ 負帰還なし
 - 3..... $S_1=1.1$, $S_2=1.0$, $S_3=1.1$ 負帰還あり
- ただし S_1, S_2, S_3 はそれぞれ第一増巾段、第二段、第三段の安定係数を示す。両図とも 750 c/s における値である。

トランジスタ直流増巾器・中塚・小林

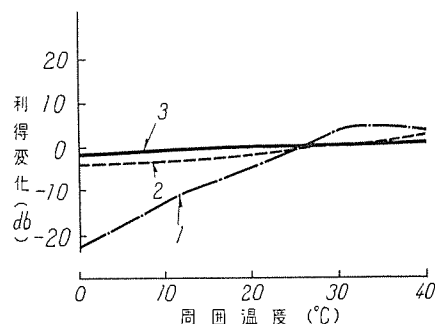


図 6.4 トランジスタ交流増巾器の温度特性
Fig. 6.4 Temperature characteristic of transistor A-C amplifier.

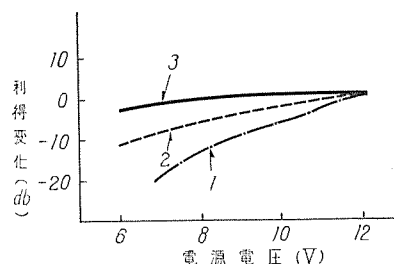


図 6.5 トランジスタ交流増巾器電源電圧変動特性
Fig. 6.5 Effect of supply voltage variation on transistor A-C amplifier.

各増巾段の安定係数を小さくすることが、とくに対温度利得安定度に関かに重要であるということがわかる。さらに負帰還を施すことによって、前記周波数特性の改善とともに利得安定度を向上することはいうまでもない。

7. 位相検波器

前段の交流増巾器から供給される交流信号出力は、位相および振巾がそれぞれ直流入力信号の極性および大きさに比例している。これを検波整流して入力信号に応じた直流出力を得るのがこの位相検波部である。頭初整流器にゲルマニウム・ダイオードを用いた図 7.1 (A) の

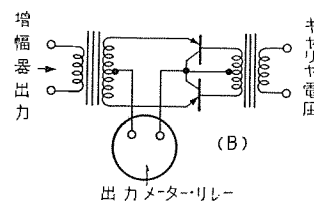
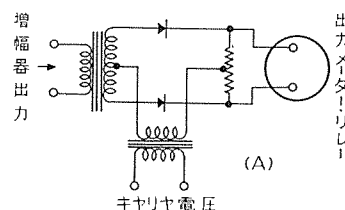


図 7.1 位相検波器
Fig. 7.1 Phase detector.

回路を用いていたが、位相検波部の利得を向上させるために、同図 (B) のようなトランジスタ・スイッチングを利用した回路方式に変更した。その結果直流増巾器としての利得を約 6 db 向上させることができた。

8. 断続式直流増巾器の回路と特性

以上直流増巾器を構成する各部について述べたが、これらの検討の結果を総合して、断続式トランジスタ直流増巾器を試作した。その全回路を図 8.1 に示す。その概要はつぎのとおりである。

チョッパ：抵抗補償形チョッパ回路

発振器：コレクタ同調帰還発振器

緩衝増巾器の安定係数 $S=4.7$

交流増巾器：エミッタ接地変圧器結合三段増巾
安定係数各段それぞれ 1.1, 1.0, 1.1
負帰還あり。

位相検波器：トランジスタ・スイッチングを利用した形式。

なお使用トランジスタは当社製 $p-n-p$ 接合形で、図 8.1 の Q_1, Q_2, Q_3 には低雑音用 TJ-35 を、他はすべて TJ-33 を用いた。

つぎにこの直流増巾器の性能を略述すると下記のとおりである。

周囲温度 25°C、電源電圧 12 V を基準とする。基準

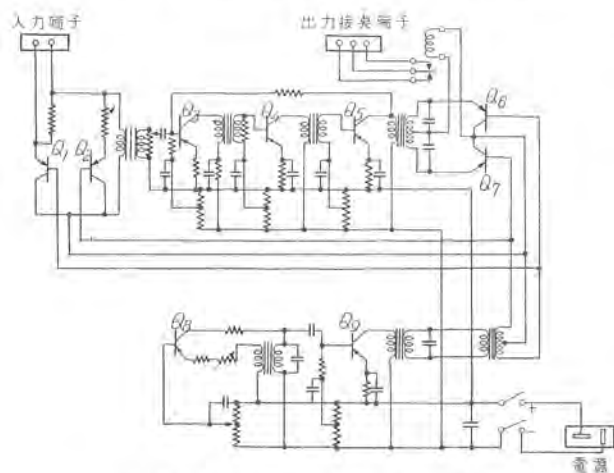


図 8.1 断続式トランジスタ直流増巾器

Fig. 8.1 Chopper type transistorized D-C amplifier.

状態において電力利得約 35 db で、内部抵抗 500 Ω の出力メーター・リレーにフルスケール $\pm 50 \mu A$ の出力を与えるに要する入力電圧は $\pm 0.7 mV$ であった。チョッパ部の入力抵抗は約 1 k Ω である。

周囲温度の変化に対する安定度は図 8.2 に示すように 0~40°C の範囲で出力のドリフト 3 μA 以内、利得偏差は 0.1 db である。また電源電圧の変化に対する安定

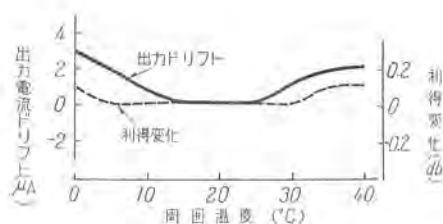


図 8.2 断続式直流増巾器温度特性

Fig. 8.2 Temperature characteristics of chopper type D-C amplifier.

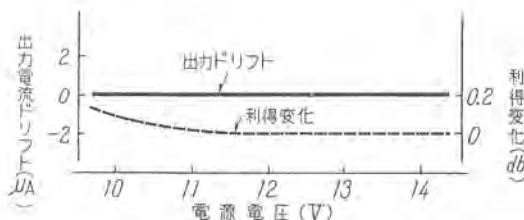


図 8.3 断続式直流増巾器の電源電圧変動特性

Fig. 8.3 Effect of supply voltage variation on chopper type D-C amplifier.

度は図 8.3 に示すように $\pm 20\%$ の電圧変動に対して出力ドリフトはほとんど認めず、利得変化は 0.15 db 程度である。

なお、この直流増巾器の消費電力は 12 V, 9.1 mA 程度できわめて少ない。

以上のようにこの直流増巾器で 0.7 mV 程度の微小直流入力を確実に検知し、継電器を動作させることができる訳である。そしてその動作は上記温度変化、電源電圧変化にも影響されることがほとんどない安定なものである。

9. む す び

微小直流電圧を検出して継電器を動作させるための直流増巾器をトランジスタ化するに当たって、直結式増巾器では温度の影響、電源電圧の影響を完全になくすることはきわめて困難であるので、トランジスタ・チョッパ回路を用いた断続式直流増巾器を採り上げ、各部について実験的検討を加えた結果、温度、電源電圧の変化に対してきわめて安定な直流増巾器を比較的容易に作ることができた。もちろん直流増巾器として完全なものでは決してなく、なお検討すべき点、改良すべき点が多いが、今回は上記安定化に主眼を置いて研究を進めた次第である。

参 考 文 献

- (1) E. Keonjian: Temperature Compensated DC Transistor Amplifier I.R.E. 42 661 (1955)
- (2) R.L. Bright, K.P. Krauper: Transistor Choppers for Stable DC Amplifier, Electronics 28, 4, p.135 (1955)

金 属 検 出 装 置

無線機製作所

馬場文夫*・寺本吉一**

Metal Detectors

Electronics Works

Fumio BABA・Yoshikazu TERAMOTO

Small pieces of metals accidentally mixed in the non-metallic materials must be removed by all means in the industrial process, otherwise they are liable to damage the productive equipment and spoil the products. Metal detectors developed by Mitsubishi are designed utilizing phenomena that a fixed magnetic field is disturbed by metal pieces put in it, and are used for the detection and removal of these pieces out of non-metallic substances of electrically bad conductor. Unlike the conventional devices, this apparatus is capable of detecting non-ferrous metals as well as ferrous ones, which features the device to be applicable to a variety of industrial processes.

1. ま え が き

最近各方面の工業において、生産行程の自動化、製品の品質管理がとくに重要視されるようになった。

多くの工業における材料の取扱いが高度に機械化されている今日では、非金属の原料、製品の中に混入した金属を除去する要求が次第に高まってきている。その理由は金属が混入することにより、高価な機械設備を破損したり、製品の品質低下をきたして社会的信用を失う結果となったり、また化学工業においては爆発事故を起す原因となって、人命に危害を及ぼすような災害を招くからである。

金属検出装置は諸工業におけるこのような重大な損害を未然に防ぐために、合理的な利用をすれば非常に効果がある。

非金属物質中に混入している微細な金属片を検出する手段としては、それが放射性物質であれば G・M カウンタにより検出できるが、放射性物質でなくても一般に金属類は密度が大きく X 線を使用して検出することができる。ここにおいて述べる検出方法はもっとも一般的でかつ応用面の広い金属が電気的に導体であることと、多くのものが高透磁率を有している等の性質を利用して、高透磁率を有していることを利用して現在広く実用されているのは磁気選別機であるが、選別できる金属が鉄類に限られているため非鉄金属が混入する機会の多い工業においては利用できない本質的な欠陥があり、利用される範囲が狭くなっている。

ここで紹介する金属検出装置は定常交流磁場に金属片が導入されることにより、じょう乱されることを利用して非金属物中（電気的には不良導体）から金属を検出する装置であり、鉄・非鉄いずれも検出できることが特長である。この装置を生産行程中に設備すれば金属片によ

る機械設備の事故などは未然に防止することができ、生産行程の自動化に大いに貢献する。また製品の検査工程に利用すれば、たとえば食品、薬品などにおいてはこれらが消費者の手元に達する前に金属片を検知し除去することができるので、品質管理上不可欠な装置となる。

したがってこの装置の利用は非常に広い範囲の工業において見出され、たとえば木材・製紙・製粉・食品・薬品・ゴム・探鉱・紡績・煙草・合成樹脂などに応用される。外国においては刑務所における銃類検出器、あるいは地雷探知などの軍用にも使用されている。

当社は先に、日本化薬株式会社ならびに三井鉱山株式会社のご援助を得て、石炭中に混入した不発雷管(流管)を検出することを目的とした該装置を開発したので、本稿はこれを主体として、他の一般工業における利用も合わせて金属検出装置の概要につき紹介し、関係各位のご参考に供したい考えである。

2. 検 出 原 理

金属検出装置の動作原理は次のように考えられる。いま金属を検出すべき空間の全領域は安定なる発振器で励磁された交流磁界で満たしているものとする。このような交流磁界内に金属体があればとその金属体は磁気双極子モーメントを得る。これはまたさらにより弱い二次磁界をつくる。この二次磁界が一次磁界をつくっている励磁コイルに微小変化を与え、これにより金属は検出する。一方誘起双極子の二次磁界に結合するように配置された他の受磁コイル中にも微小電圧を誘起するから、金属体はこの電圧によっても検出することができる。

励磁磁界の空間が広く、その空間中に微小な金属片がはいったことを検知するためには高感度にして高い安定度の平衡方式による二つあるいはそれ以上のコイルを使用するのが有効である。

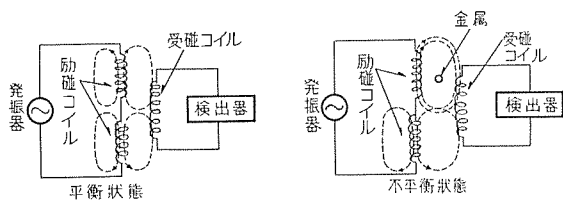


図 2.1 金属検出装置の検出コイル配置

Fig. 2.1 Coil arrangements of metal detector.

図 2.1 は金属検出装置のコイルの系の一配置例であって、安定な発振器に接続された一次コイルすなわち巻方向がたがい逆巻になった機械的かつ電氣的諸元の等しい同一の 2 組の励磁コイルと、増巾器の入力に結合された二次コイルすなわち受磁コイルとが一次コイルで形成される磁界に平衡するような位置に配置されている。図 2.1 の右は平衡磁界の空間に被検出金属体がはいったために、一方のコイルの磁束が減少あるいは増加して磁束の平衡がくずれた状態を示したものである。

金属体が交流磁界中に置かれたとき、磁気双極子モーメントを得ることは先に述べたが、この磁気双極子モーメントなるものは金属の表面に流れるうず電流と磁気成極の複合したものであり、これらはその金属の大きさ、形状、導電率、透磁率、電流透過深度、交流磁界の周波数、磁界の強さ等によって決定される。この磁気双極子モーメントが大きければ大きいほど、金属体の検出は容易になる。

磁気双極子モーメントの理論的な考察は、H. Poritsky によれば供給磁界が $H_0 e^{j\omega t}$ のような交流磁界中に等方性金属球体置いた場合、この金属球に誘起される磁気双極子モーメントは

$$\dot{m} = \frac{3}{8\pi} \left(\frac{2\mu + 1 - W}{\mu - 1 + W} \right) V \dot{H}_0 \quad (2.1)$$

ただし μ : 自由空間に対する球の透磁率

$$V = \frac{4\pi}{3} r^3: \text{球体の体積 (cm}^3\text{)}$$

r : 球の半径 (cm)

$$W = \frac{(\gamma + j\gamma)^2 \tanh(\gamma + j\gamma)}{(\gamma + j\gamma) - \tanh(\gamma + j\gamma)} \quad (2.2)$$

$$\gamma = 2\pi r \sqrt{\mu \sigma f \times 10^{-9}} \quad (2.3)$$

σ : 球体の導電率 (\bar{U})

$$f = \frac{\omega}{2\pi}: \text{磁界の周波数 (c/s)}$$

また電流透過深度 (Depth of current penetration) δ は次式で与えられる。

$$\delta = \frac{1}{2\pi \sqrt{\mu \sigma f \times 10^{-9}}} \quad (2.4)$$

したがって式 (2.3) の γ は、球の半径と電流透過深度との比となる。すなわち

$$\gamma = \frac{r}{\delta} \quad (2.5)$$

ここで計算を簡単にするために便宜上次のような複素数を用いる。

$$X + jY = \frac{2\mu + 1 - W}{\mu - 1 + W} \quad (2.6)$$

かかるとき式 (2.1) は次のように表わされる。

$$\frac{\dot{m}}{V \dot{H}_0} = \frac{3}{8\pi} (X + jY)$$

式 (2.6) を図示すれば図 2.2 のようになる。

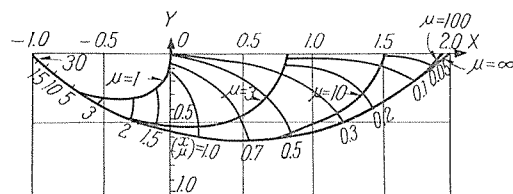


図 2.2 $(X+jY)$ を $\mu\gamma$ の関数として画いた曲線

Fig. 2.2 Curves $(X+jY)$ plotted as a function of μ, γ .

特別の場合として

(a) $\gamma \rightarrow 0$ の場合 (静状態)

これは $f \rightarrow 0$ かあるいは $\sigma \rightarrow 0$ の場合である。図 2.2 では X 軸上の 0 と 2 の間の点によって示され、 \dot{m} と \dot{H}_0 とは同位相となる。

(b) $\gamma \rightarrow \infty$ の場合

これは磁界の周波数が非常に高い場合で、電流透過深度が球体の半径に比し非常に小さく、したがってほとんど磁束が球体を通過しない場合に相当し、解は $(-1+j0)$ となり \dot{m} と \dot{H}_0 とは逆位相となる。

(c) $\mu = 1$ で γ の小さい場合 ($\gamma < 1$)

$$X + jY \approx -\frac{8}{315} \gamma^4 - j \frac{2}{15} \gamma^2$$

この場合 \dot{m} は球のうず電流のみによって生じ、したがって \dot{m} の位相角は \dot{H}_0 より 90 度遅れる。

図 2.3 は外径 6.5 ϕ 肉厚 0.25 長さ 8 の銅・コーベニヤ (鉄と銅との組合わせた金属体) および鉄製管体をコイルの中に入れたときと入れないときのインダクタンス変化を 2~100 kc の範囲で測定してその変化比を示したものであって、この結果は図 2.2 における X 成分に相当するものである。すなわち非磁性金属の銅に対

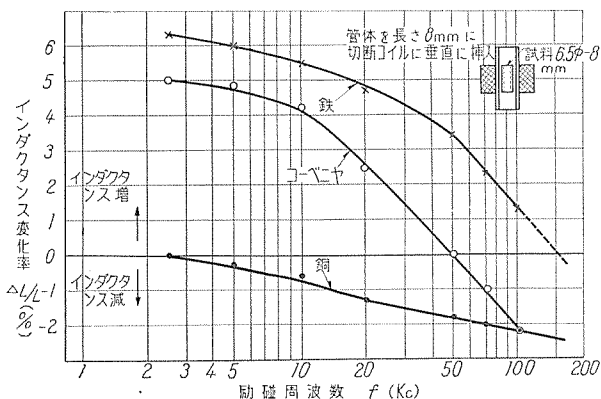


図 2.3 各種材質の管体とインダクタンス、周波数との関係

Fig. 2.3 Relations between various material of detonation cap and inductance, frequency.

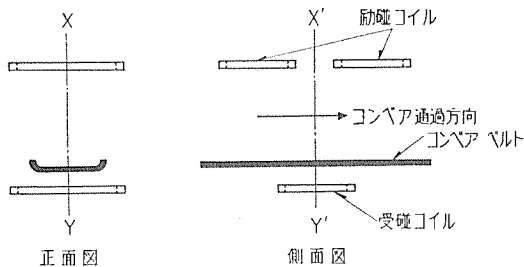


図 3.2 検出コイル配置実体図

Fig. 3.2 Substance of detecting coil arrangements.

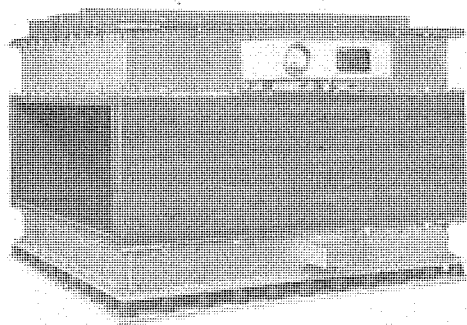


図 3.3 検出コイル台外観

Fig. 3.3 View of the detecting coil apparatus.

あるいは近くで別の金属が移動してもほとんど影響されることはない。図 3.3 は検出コイル台の外観を示している。

3.2 装置本体

各部は 1 台の鉄架に収容してあり、その外観は図 3.4 に示したが、次に述べるような特長をもった構造となっている。

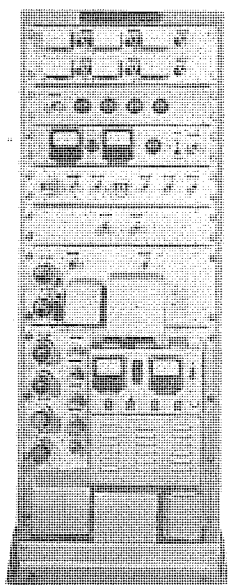


図 3.4 金属検出装置
本体外観

Fig. 3.4 View of the
metal detector main
set.

(1) 陽極直流電源は真空管式により、また繊糸回路は鉄共振形自動電圧調整器を取付けて安定化を図ったため電源電圧 $100\text{ V} \pm 15\text{ V}$ の変動に対しても各部が安定に動作する。

(2) 一般にこのような計測装置においては、時間とともに平衡点がぐずれて行くいわゆる drift を起すためにその対策として微分回路を取付けてある。すなわち時間的に緩慢なる変化は出力として検出せず、短時間に検出コイルを移動する混入金属により生じた出力のみを検出するようになっている。したがって若干、不平衡となってもほとんど検出感度は変らないから、平衡点の再調整は一日一回程度ですむ。

(3) 受信部の増巾途中にお

いて振巾制限器を取付けたため、検出コイルに大きな金属がはいって受信部の入力に過大信号を受けても増巾器が飽和されるようなことがなく、また平衡電流計が振切れるようなことはない。

(4) 検出コイルの平衡がある一定限度以上くずれると、たとえ微分回路があっても検出感度に変化をきたすから、そのときは再調整を警報するベルを働かせる回路と、指示ランプを取付けてある。

(5) 検出コイルの平衡は励磁コイルと受磁コイルの位置調整により、ある程度とれるが、非常に微細な調整がむずかしいことと、受磁コイルには検出コイル台の構築材料や遮蔽板などの金属から出る励磁コイルの位相とは異なった電圧が誘起されるため、単なる位置調整だけでは不可能である。この平衡をとるため電氣的に、送信出力の一部を抵抗減衰器と移相器からなる回路を通じて、受磁コイルに誘起される電圧とまったく反対の位相と大きさをもった電圧を受磁コイルに送り、検出コイルに金属片がはいっていないときに受磁コイルの電圧を簡単に 0 に調整できる回路を備えている。

この方式によれば検出コイルより遠く離れた場所に装置本体を設置しても容易に平衡がとりうることと、検出コイルの位置調整に厳密な操作を必要としないために、検出コイルは一度据付けるとその後の調整が不要となる。この結果、取扱いがきわめて簡単となった。(この方式は当社の特許として出願中である)

(6) 制御部にはある一定以上過大な金属が検出コイルにはいった場合、警報ランプやブザーあるいは除去機構を働かせる回路の動作を阻止するようにしたため、金属の大きさを選択することができて、後に述べるようにある特定の金属だけ検出したい場合、きわめて有効である。また制御部は一定時間動作すれば自動的に復帰するようになっている。

4. 測定結果とその考察

検出コイルの中の感度分布を測定するために、直径 10 mm の銅球を導入して測定した結果を図 4.1・図 4.2 に示した。コイル配置は前に示した図 3.2 のとおりで、図 4.1 はコンベア移動方向の等感度曲線を、図 4.2 はコンベア移動方向と直角の等感度曲線をそれぞれ示した。

等感度線上に記した数字は検知感度の尺度を表わしている。すなわちコイルの近傍は感度が高く、検出空間の中央部で最低の感度となっている。またコイル両端では磁界が弱いので検出感度は低下するからコンベアの巾よりもいくらか大きい目のコイル寸法にする必要があった。

銅製雷管の検出感度を 100 として、鉄製およびコーベニヤ雷管、水分を含んだ石炭などの感度比較を測定した結果は表 4.1 のとおりである。この測定に使用した励磁周波数は 10 kc であるが、この周波数においても導電性の電解物質すなわち食塩水に対して不感であることが明

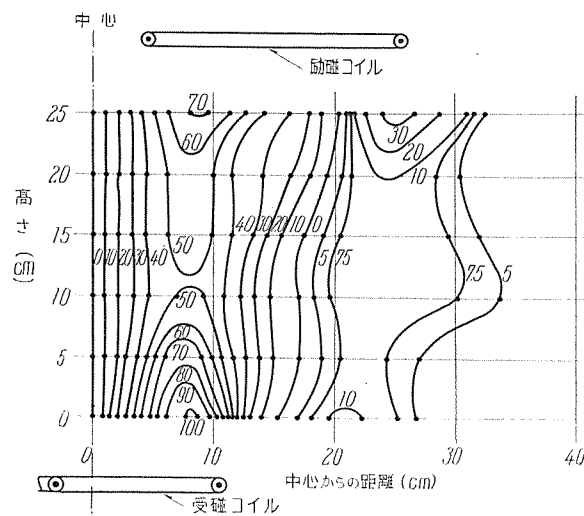


図 4.1 コンベア移動方向の等感度曲線 (側面図)
Fig. 4.1 Equi-sensitive curve of conveyer movement (side view)

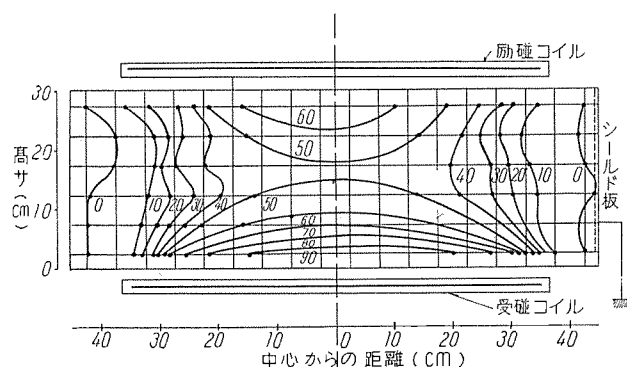


図 4.2 コンベア移動方向と直角の等感度曲線 (正面図)
Fig. 4.2 Equi-sensitive curve of conveyer movement at right angle (front view).

らかとなった。鉄は銅に比し約2倍の感度を示し、コークスは炭化物質であるため銅と同程度の感度であった。図4.3は検出コイル台をコンベア架に設置して流管を検出している実相である。装置本体はこれより数十m離れた電気室に設置してその間をケーブルで接続している。検出コイル台の設置場所は選炭場で洗われた石炭が運ばれる途中であるため、石炭とともに水がコンベアベルト上を川のように流れているような設置場所としてはきわめて悪条件であったが安定に動作した。

これによる模擬実験を行った結果、検出可能な雷管類

表 4.1 各種材料による相対感度

試料	重量 (gr)	寸法 (mm)	相対感度 (銅雷管を) 100として)
銅 雷 管	1.4	6.5φ×38	100
コーベニヤ雷管	1.1	6.5φ×38	180~200
鉄 雷 管	1.2	6.5φ×38	180~200
石 炭	460.0	中塊炭	1 以下
食 塩 水	500.0	濃度 2%, 4%, 6% (重量比)	1 以下
コ ー ク ス	132.5		100

を図4.4および図4.5に示した。図4.4の左端は電線くずであるが両端を接続してコイル状としたため検出された。中央は爆破後の残留管頭3個を一つにしたものである。同じ残留管頭でも図4.6に示すように、3個のうち1個と2個1組がコンベア進行方向に離れてはいた場合、あるいは残留管頭1個の場合は検出しない。また検出目的からして雷管の脚線には不感である必要があった

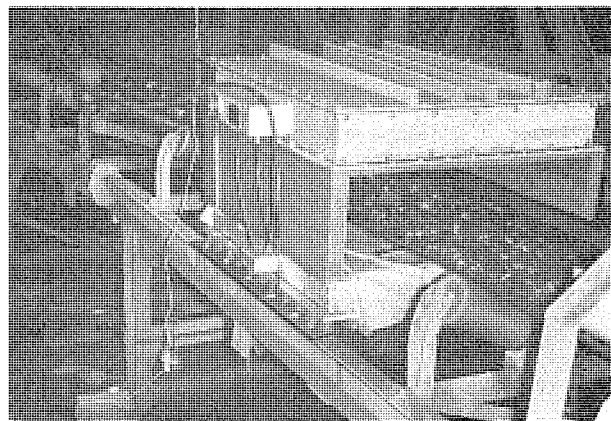


図 4.3 検出コイル据付の実相
Fig. 4.3 Detecting coil substance of fitting.

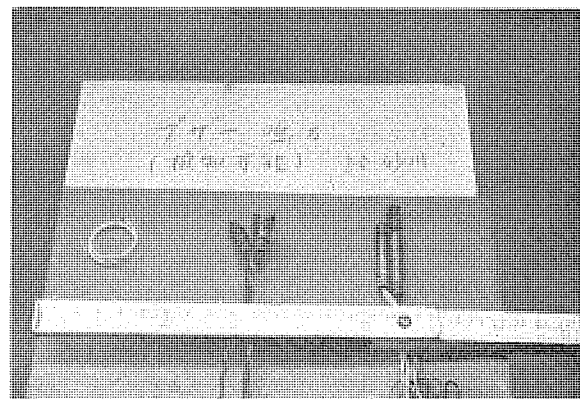


図 4.4 検出可能な雷管類と電線くず (両端が接続されている)
(中央は残留管頭)
Fig. 4.4 Detectable detonaters and electric wires.

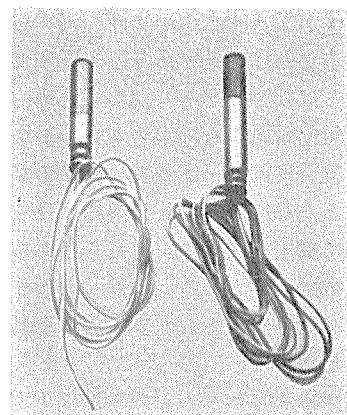


図 4.5 検出可能な雷管
Fig. 4.5 Detectable detonaters.

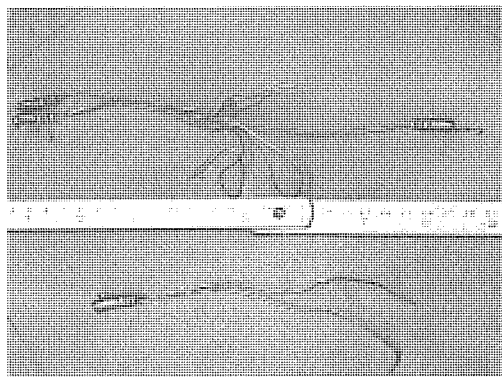


図 4.6 検出しない残留管頭

上部 3 個の残留管頭が 1 個と 2 個 1 組がコンベア進行方向に離れて入った場合
下部 残留管頭 1 個の場合

Fig. 4.6 Non-detectable detonator stubs.

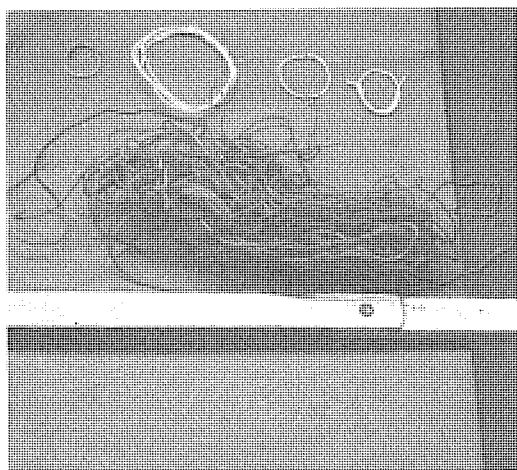


図 4.7 検出しない脚線くず

(ただし、線の両端が接続されておらない開放の場合)

Fig. 4.7 Non-detectable wire stubs.

が、図 4.7 に示すように両端が開放されて図 4.4 の左端のようにコイル状となっていない脚線くずは検出しない。また雷管以外のこれより大きい鉄線くずすなわち図 4.8 に示すようなものは平衡電流計が大きく振れたが制御部の信号選別回路が働いて警報ブザーは鳴らなかった。実際には線のくずが図 4.4 に示すように両端が接続されてコイル状となることはまれであり、また残留管頭 3 個が 1 組となることはほとんどあり得ないために、ほぼ目的とする不発電気雷管のみを検出することができた。

しかしこの装置には鉄・非鉄を分離する装置が付加されていなかったために、雷管と同等の感度を有する釘類はこれを同時に検出したので、これらはあらかじめ磁気選別機により取除くか、あるいは鉄・非鉄を分離する装置を付加する必要があると認められた。この付加装置は近く完成の予定である。

炭坑においては火花がきらわれる関係上、雷管はほとんど銅製管体のものが使用されているから、鉄・非鉄を分離する装置を付加することにより、雷管と同等感度を

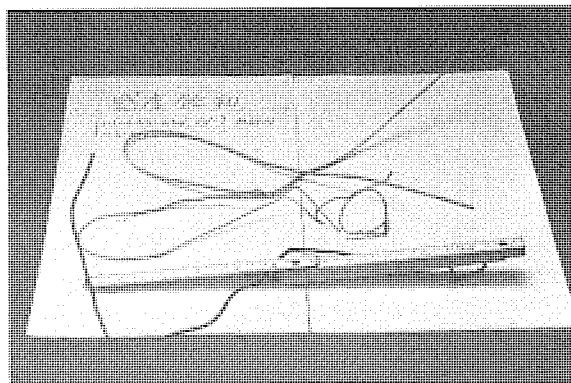


図 4.8 感度飽和の鉄線屑

(検知し、メータは大きくふれるが警報ブザーは鳴らない鉄線くず)

Fig. 4.8 Iron wires of saturation sensitivity.

有する釘類が石炭中に混入しても不発電気雷管のみの検出が可能である。

またこの実験において、コンベアローラの偏心移動による影響をなくするためにはコイルきょう体より少なくとも 30 cm 程度離す必要が認められた。

5. 金属検出装置の工業における利用

この装置は冒頭においてすでに述べたように、品質管理、機械設備の保護、人命保護などの目的に対して数多くの応用が見出される。いまこれらについて具体的な例を示すとともに、この装置を実際に設備するときに必要な実用上の諸問題について考察する。

5.1 装置の利用例

(1) 重工業におけるクラッシャー・ミルの保護

鉱山用の機械にはマンガン鋼が多く使用されているが、このマンガン鋼は非常に硬く、クラッシャー・ミルを破壊するので、これを未然に防ぐために利用される。

(2) 食品関係

食品中に金属が混入していると危険な場合が多く、たとえばキャラメルやビスケットの中にも混入していて、これが幼児の口にもはいれば人命にかかわる場合すら起る。食品中に金属が混入すると、とくにその製品の社会的信用を落すことはなほだしく、混入金属の除去が不可欠となる。

(3) 木材・パルプ工業

パルプ原料の木材中や製材所の木材中に金属が混入していると鋸歯に大きな損傷を与えるので、これを未然に発見し取除くことが必要となる。

(4) プラスチック・ゴム・ビニール工業

カレンダーの保護、ミル・形などの保護に使用される。以上は一例を上げたに過ぎないが欧米においては非常に多くの工業に利用してその効果をあげている。

5.2 金属検出装置の取扱上の利点

- (1) 消費電力が少なく、運転経費がわずかである。
- (2) 混入金属が被検査物の表面にあっても、あるいは

は塊の中にあっても差支えない。したがって被検査物を包装したままの状態でも検出することができる。

(3) 検出感度を簡単に調節することができるから測定結果において述べたとおり検出すべき金属の大きさの選択が可能である。また非磁性体と磁性体を選択検出することもある程度可能である。

5.3 装置の設置場所

この装置の設置場所は被検査物体が通過する行程の任意の場所に設置することはできるが、装置の性能をより良くし、かつ安価とするためには次の諸点に留意することが望ましい。

(1) できるだけ周囲温度・湿度変化の少ない場所に設置すれば装置の安定度を高めることができる。

(2) できるだけ振動の少ない場所に設置する。とくに検出すべき金属が小さい場合は必要である。

(3) コンベアローラなどの偏心移動する金属や、たえず大きな金属が移動する場所では検出コイルをできるだけこれら移動金属より離して設置する。

(4) 高周波電波の雑音源の少ない場所に設置する。電気によるスパークを発生するもの(たとえば電気溶接)付近は避ける方が望ましい。

(5) コンベアベルトは、電気的不良導体の材料を使用して、これをエンドレスとするか、継目は非金属製のレーシングを使用する。

(6) 装置本体は電源電圧の変動が少ない場所に設置し、高温多湿の場所は避けるべきである。

5.4 金属検出装置の補助設備

この装置によりせっかく混入金属を検出しても、これを除去したりあるいは目印をしたり、合図する装置がなければ工業設備としての価値は半減する。つぎにこれらにつき簡単な応用例を記す。

(1) 金属異物が混入したとき警報器(ブザー・ベル・あるいはランプ)で知らせるとともに、コンベアを自動的に停止させホップを閉じる。

(2) 図5.1aに示すように金属が混入したとき警報を発するとともに、被検査物に目印をつけても差支えないものは、反対色の液(染料・ペイント)を電磁バルブが開くことにより圧搾空気で吹付けたり、あるいは粉を被検査物に落下させる。

(3) 図5.1b・cに示すように金属が混入したとき警報を発するとともに、ホップ機構を閉じ、コンベアの方角を変えたり、被検査物の方向を変えて、金属が混入した付近の被検査物を取除く。

5.5 金属検出装置と磁気選別機の併用

金属検出装置・馬場・寺本

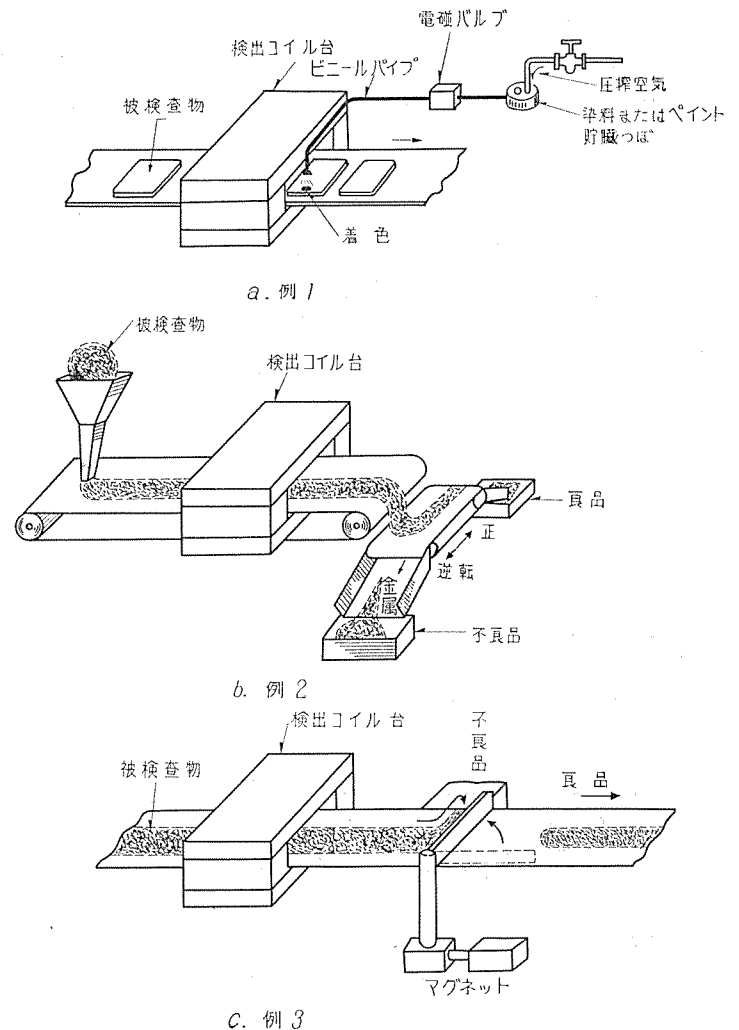


図 5.1 金属検出装置の補助設備 (除去装置例)
Fig. 5.1 Auxiliary equipment of metal detector.

磁気選別機の電磁石方式によるものは、金属検出装置に比し、その消費電力がいちじるしく多いために運転経費が高くなることが難点である。この場合、金属検出装置を付加すればその消費電力を節減することが可能である。

すなわち磁気選別機が取付けてある場所より手前のコンベアの位置に金属検出装置を設置し、被検査物がまず金属検出装置を通過してから磁気選別機に送られるようにすれば、鉄がきたときのみ磁気選別機に電流を通じこれを除去することができる。

また大きな鉄がきたときのみ金属検出装置が動作して磁気選別機の電流を増加させ、その磁力を強大なものにして大きな鉄を除去し、それ以外のときは、磁気選別機の電流を少なくして小さい鉄だけを除去するようにしてもよい。

後者の場合は感度の低い金属検出装置でも役立たせることができる。

また被検査物に鉄、非鉄両方の金属が混入しているとき、あらかじめ鉄金属を磁気選別機で取除き、非鉄金属を金属検出装置で検出するようにすれば、コンベアを止

める回数も少なくすることができし、また除去装置を働かせる回数も少なくすることもできるが設備がやや高価となる。

6. む す び

本文は金属検出装置の原理とその実験結果、ならびにその応用について概説したが、まだわが国においては多くの実施例を見ない現状にある。とくにわが国産業の発展が輸出に多大の期待が寄せられている今日では、より品質の高い製品を諸外国に送り出すことこそ目下の急務である。このような状況下において、品質向上と能率増進のためにこの装置は十分役立ち得るものと信ずる。

しかしながらこの装置のようなものは、とくに需要者各位のいろいろなご要求があってこそ始めて技術も大いに進歩し、また新たな応用が見出されるものである。かような意味において今後関係者各位のご助言を切にお願い申し上げたい。

執筆するにあたり、種々有益なご助言と装置の実用試験に多大のご援助をいただいた日本化薬株式会社仁豊野

作業所ならびに三井鉱山株式会社砂川鉱業所の関係者各位、また製作・実験に終始協力された当所関係者諸氏に衷心より感謝の意を表すものである。

参 考 文 献

- (1) C. W. Clapp: "Detecting Tramp Metal in logs and Iron Ore" Electronics, (March 1951).
- (2) C. R. Schafer: "Choosing Industrial Metal Detectors" Electronics, (June 1951).
- (3) C. R. Schafer: "Industrial Metal Detector Designe" Electronics, (Nov. 1951).
- (4) K. Urbach: "Metal Detector for Conveyers" Electronics, (July 1949)
- (5) C. R. Schafer: "Metal Detector for the Lumber Industry" Electronics, (Sept, 1949).
- (6) H. G. Doll, M. Lebourg and G. K. Miller: "Vehicular-Mounted Mine Detector" Electronics, (Jan. 1946).
- (7) 山田, 馬場: "石炭中に混入した不発雷管類の検出装置について" 工業火薬協会誌第 17 巻第 3 冊 (昭和 31 年 9 月)
- (8) 山田, 馬場: "炭坑における不発雷管 (流管) 検出について" 日本鉱業会誌第 73 巻 834 号 (昭和 32 年 12 月).

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	所属場所
特 許	水車運転保護装置	33- 2-14	239354	尾畑喜行・梅名茂男	神 戸
"	直流送電装置におけるインバータ遮断方式	"	239355	阿部久康	研究所
"	積算電力計	"	239356	上野 弘	福 山
"	磁石発電機	"	239357	三木隆雄	姫 路
"	位相比較式搬送保護継電装置	"	239358	藤井重夫	神 戸
"	電動機制御装置	"	239359	石川理一	本 社
"	ジェットエンジン着火装置	"	239360	三木隆雄	姫 路
"	電磁石用限取線輪	"	239361	篠崎善助・吉田太郎	名古屋
"	電気車制御装置	33- 3- 3	239954	赤尾公之・縄井一雄	近鉄・伊丹
"	小形直流機	"	239955	万谷 広	長 崎
"	複胴巻上機の非常制動装置	"	239956	清水一朗	"
"	移動階段	"	239957	藤尾保正	名古屋
"	巻上機の手速度制御装置	"	239958	水流吉雄・清水一朗	長 崎
"	潤滑剤	33- 3- 5	240086	馬波 久・小山二郎	研究所
"	可撓軸取付装置	"	240087	奥田文一・加藤茂明	名古屋・福山
"	陰極スリーブ	"	240088	立石芳彦・秦 卓也・鬼塚正治	研究所
"	複式移動踏台	33- 3-17	240664	藤尾保正	名古屋
"	移動踏台	"	240665	"	"
"	移動踏台	33- 3-19	240794	"	"
"	変圧器	33- 3-20	240861	田宮利彦	伊 丹
新 案	磁石発電機	33- 3- 6	472606	三木隆雄	姫 路
"	気中遮断器	"	472607	宮内圭次	伊 丹
"	放電燈陰極	33- 3-11	472878	八十田尚治・竹田俊幸	研究所・大船

レール探傷機 CM-1 形クラックメータ

無線機製作所東京工場

山下精一*・飯川三郎**・藤沢 亘**・

渋谷 祐**・田村祥一**

Type CM-1 Crack Meters for Flaw Detection of Rails

Electronic Engineering Tokyo Works

Seiichi YAMASHITA・Saburo IIKAWA・

Wataru FUJISAWA・Hiroshi SHIBUYA・Shoichi TAMURA

Finding cracks in the rail is a vital problem in the railway engineering. Type CM-1 crack meters developed by Mitsubishi under the guidance of the Railway Research Laboratory of the Japanese National Railways are the achievement of pains-taking efforts of engineers concerned. Working on the phenomena of ultrasonic wave reflection, the set is light and compact, simple to detect the cracks and operatable without tiring out the operator because the ammeter reading can be made use of as well as listening with the earphone. A number of units are now in operation in the National Railways with high appreciation by the authorities.

1. ま え が き

本機は、国鉄私鉄の現用敷設レールの毀損を早期に発見し列車事故を未然に防止するために研究開発されたレール専用携帯形超音波探傷機である。

本機の製作にあたっては終始国有鉄道技術研究所のご指導を受けたが、32年5月実用機としてその性能を認められ32年9月50台を生産、すでにその大部分を国有鉄道に納入している。

安全運転とスピードアップという二つの要求に対し、わが国のレール毀損件数は年間 6,000 件をこえ、しかも

従来までは列車通過の際の異常音によって発見するか、あるいは非常に労力時間のかかる精密検査を行う以外点検の方法がなかったのである。したがって、保線要員が簡単に使用でき、かつ、的確な探傷ができる携帯用探傷機が強く要望されていたわけで、本機はこのような要望に基き、

1. 的確な探傷
2. 簡単な操作
3. 小形軽量

を技術的主目標におき、さらに作業者の安全、疲労の軽減を考慮して製作されたものである。

目下全国保線区に試験的に使用されているが、おおむね好評を受け新たに相当量の受注が見込まれている。以下本文において、レール毀損の種類、本機の概略ならびに本機の生命である探触子、振動子について述べる。



図 1.1 検査しているところ

Fig. 1.1 Testing under way.

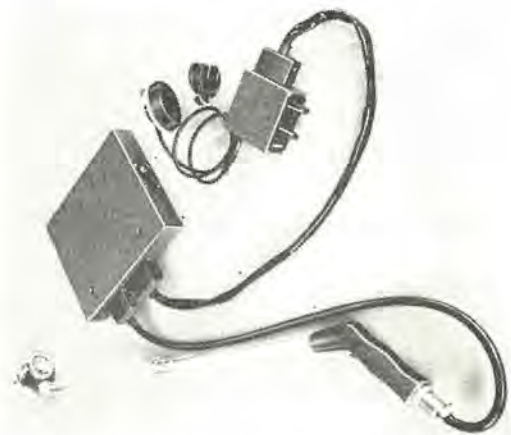


図 1.2 機械全体の結合

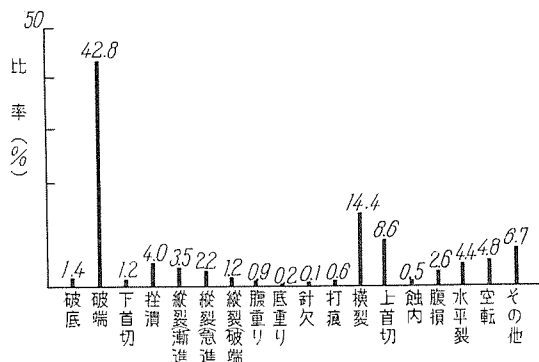
Fig. 1.2 Connection of machines total.

* 東京工場工場長 ** 東京工場

2. レールの毀損

レールは外部よりの原因、または製造過程中の欠陥によって毀損を生ずるが、風雨あるいは塩分による腐食、主として電化区間内隧道に生ずる電食などを除いては、鋼材組織の不均一すなわち偏析やブローホール等から出

表 2.1



損傷箇所	損傷箇所	損傷箇所
1 破端	8 頭	15 折
2 破	9 縦裂(急進)	16 打痕
3 下首切	10 水平裂(急進)	17 横裂
4 上首切	11 水平裂(急進)	18 腐蝕
5 挫潰	12 重なり	19 上首折
6 縦裂	13 重なり	20 腹損
7 頭損	14 欠損	21 ボルト穴
		22 釘穴

図 2.1 毀損状態図

Fig. 2.1 State of cracks.

発する傷、継目部ボルト穴から生ずる亀裂が大部分である。傷の種類およびその比率を表に示すと表 2.1 のようになる。

同表を見るとわかるように、レールの損傷は破端および横裂が過半数を占めているが、また発生位置からいえば継目部に生ずるものが約 70% を占めている。

レール毀損の大部分を占める継目部はいうまでもなく構造上もっとも脆弱な部分であり、かつ当て板を渡し、4 本のボルトで締め付けてあるので、外部から肉眼で検査することも不可能で保守労力の相当量がこの部分の点検にだけ費やされ、したがって、携帯用の超音波探傷機が切実に要求されていたわけである。

横裂は一般にタイブレードの当たっている部分のレール底面より生じた電食が急速に進行して折損するもので、電化区間隧道に生じやすい。したがって、交流電化の問題はレール電食に対して大きな意味をもつものである。レールには以上のほか、鋼材材質に起因する波状摩耗やシェリークラック（レール側面よりクラックがはいり表面に黒い斑点を現わす）、製造過程中二次パイプが圧延されてできたパイプ傷、あるいは長期間使用による微細な疲労傷など非常に多くの傷があるが、これらが幹線支線貨物線側線などに仕分され、つねに監視を要求される保線要員の労力はたいへんなものである。

国鉄においても、これの対策は真剣に考えられ、溶接の研究、防錆の研究、材質の検討、圧延除冷の研究などが盛んに行われているが、なお通過トン数の増加は、毀

損発生件数を抑圧するまでには至らない現状である。

3. 本機の概要

3.1 原理

超音波を被検査体に投射した場合、その基本共振周波数 $f_{n=1}$ は、周知のように式 (3.1) で表わされる。

$$f_{n=1} = \frac{v}{2t} \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

ただし v ; 被検査体内の伝播速度

t ; 反射点までの厚み

50 kg 軌条（長さ 1 m の重量）を例にとると、 $t = 14.5$ cm 鋼鉄内部の伝播速度 $v = 5.800$ m/s であるから基本共振周波数は

$$f_{n=1} = \frac{5800 \times 10^3}{2 \times 14.5} = 20 \text{ kc/s}$$

となる。

被検査体内部に傷があると t は減少し、 $f_{n=1}$ は、逆比例して増加する。いま掃引周波数 f にて周波数変調された超音波振動 $F \pm \Delta F$ を被検査体内に投射すると基本共振周波数の整数倍の点で共振を起す。その共振回数 f_{Res} は式 (3.2) で表わされる。

$$f_{\text{Res}} = 2f \left(\frac{F + \Delta F}{f_{n=1}} - \frac{F - \Delta F}{f_{n=1}} \right) / \text{sec} \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

ただし弧内第 1 項、第 2 項はともに正の整数にて端数切捨

本機では $F = 3.3 \text{ Mc}$ $\Delta F = \text{約 } 150 \text{ kc}$ $f = 33 \text{ c/s}$ であるから、50 kg 軌条にて無傷の場合

$$\begin{aligned} f_{\text{Res}} &= 2 \times 33 \left(\frac{3.450}{20} - \frac{3.150}{20} \right) \\ &= 2 \times 33 (172 - 157) = 990 \text{ c/s} \end{aligned}$$

となる。 f_{Res} は投射点から反射点までの距離にほぼ正比例し内部に傷があれば f_{Res} は低くなる。受波子には f_{Res} の周期を持った振巾変調波の電圧が誘起されるがこれを検波、増巾し、振巾制限を行った後、受話器で周波数

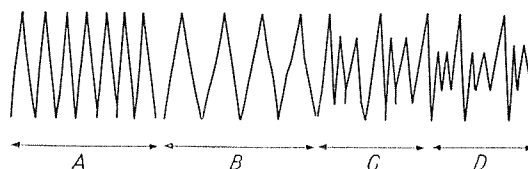


図 3.1 A 全く傷のない部分

Fig. 3.1 A Part without flaw.

図 3.1 B 大きな傷のため明瞭に共振回数に変化が生じた部分
Fig. 3.1 B Part where resonance number is changing distinctly on account of flaw.

図 3.1 C 比較的深い位置にある小さな傷によって波形が変化した部分
Fig. 3.1 C Part where the waveform changed on account of flaw in a relatively deep point.

図 3.1 D 比較的浅い位置にある小さな傷によって波形が変化した部分

Fig. 3.1 D Part where the waveform changed on account of a small flaw in a relatively shallow point.

を識別する。また振巾制限後、微分、整流回路を経て指示電流計で周波数を識別する。

3.2 内部傷による共振波形の変化

上記のように内部に傷があると共振回数が増えることを原理としているが、小さな傷の場合は共振回数というより、むしろ共振波形が変化する。これは小さな傷からの反射による共振と、投射勢力が底面に達して生ずる共振との相互干渉によって複雑な共振波形を生ずるため簡単にその特長を示すと図 3.1 のようになる。

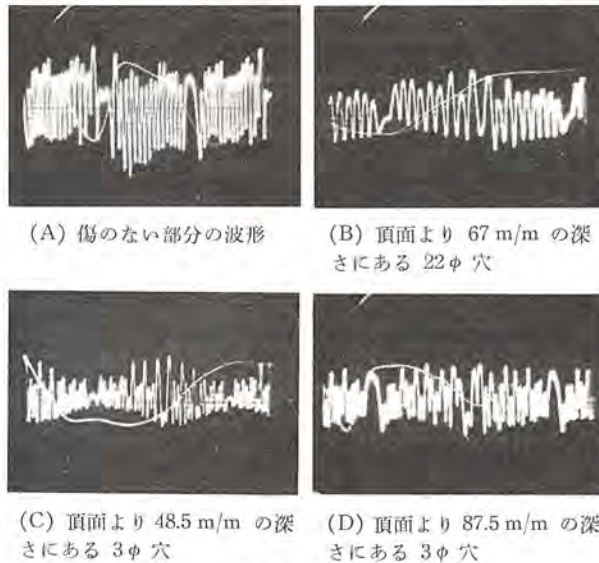


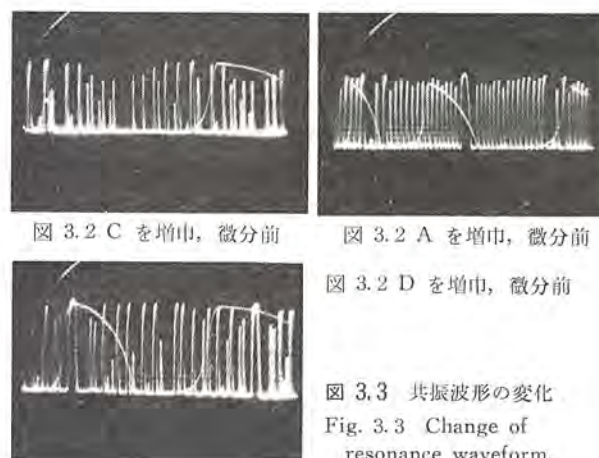
図 3.2 共振波形

Fig. 3.2 Resonance waveform.

C と D との差は周波数は同じでも変調を受けた波形であり、C は D よりも変調が浅いことになる。これを写真で示すと、図 3.2 A. B. C. D のようになる。

3.3 傷の判定方法

図 3.2 A. B. C. D に示したような共振波形の変化は、そのまま増巾して受話器で聞いても A. B の判別はできるが、C. D の判別は困難である。したがって、これをはっきり差をつけるために真空管回路に適当なバイアスをかけ、飽和増巾の上、微分しパルスの回数を数えれば、C. D の差は明瞭に出てくる。図 3.3 A. C. D はその途中の波形である。



最後に平均電流が指示計器に表われるが、傷と電流計指示値の関係は、図 3.4 に示すようになる。

電流計ふれの特長は、

1. 傷のないときは最大ふれを示す。
2. 傷が大きいほどまた位置が表面から近いほど指針は大きく降下する。
3. 亀裂の角度が急峻なほど、指針は大きく降下する。

したがって、探触子をレール面上に摺動させて、電流計指針が下がれば必ずその真下に異状があると判定でき、継目部ボルト穴とボルト穴から生じた亀裂は、指針降下の形や降下時間によって、判別ができる。

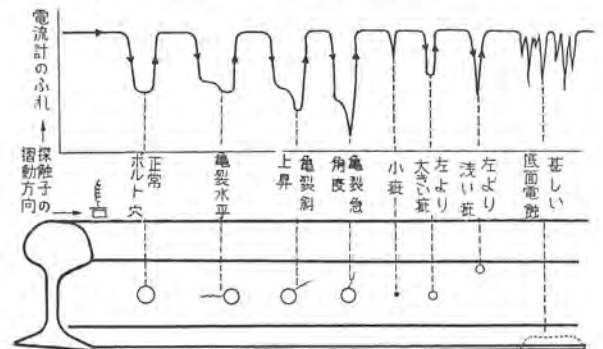


図 3.4 傷と電流計振れ

Fig. 3.4 Flaw and meter deflection.

4. 本機の性能および構造

4.1 おもな特長

- a. 電流計および受話器によって探傷を行うので、視覚、聴覚の相乗的効果によって探傷が正確に行われる。
- b. 電流計の振れによって傷の位置、形状が推定できる。
- c. 従来の携帯用探傷機では探知不可能であった微細な傷も感度を自由にかえて簡単に発見できる。
- d. 受話器をはずしても十分探傷できるので、耳の疲労を伴わず連続作業ができ、また列車進行による危険を防ぐ。
- e. 電流計の変化を多人数で同時に見ることができ、判定が容易となる。
- f. 操作中でも電源電圧を自由に点検できる。

4.2 性能

- a. 検出能力
レール面より深さ 10 cm の位置にある 2 m/m φ のドリル穴を検出できる。
- b. 位置差判別
レール面から 8 cm, 10 cm の深さにある 4 m/m φ の位置差が判別できる。
- c. 表面傷の分離
レール面にあるあずき粒程度の打痕に対してはほとんど影響されない。
- d. 温度特性

+70°C から -30°C まで正常に使用できる。

e. 連続使用時間

電池の新鮮さに影響されるが、1 日 5 時間連続使用して、最小限 6 日以上使用できる。

4.3 電気的仕様

中心周波数	約 3.3 Mc
掃引周波数巾	±100 kc 以上
掃引周波数	約 33 c/s
掃引用モータ回転数	約 1,000 rpm
電源電圧	低圧 6 V 高圧 135 V
消費電流	低圧 90 mA 以下 高圧 15 mA 以下
使用真空管 発振管	3S4SF 1 本
受信増巾管	1U4 2 本 3S4SF 1 本
検波器	三菱 MD-34 4 本
整流器	" 4 本
受話器	片耳テレフンケン形
	直流抵抗 2 kΩ インピーダンス 5 kΩ
電流計	45 φ 2.5 級直流 200 μA 内部抵抗 175 Ω±10%
送受波振動子	チタン酸バリウム振動子

4.4 各部構造および機能

本機は表 4.1 に示す各部より構成され、全重量約 6 kg これを 3 個の収容袋に分けて格納携行するようになっており、操作時作業員に対する全負荷重量は約 5.3 kg である。

電気的系統図を図 4.1 に示すが、簡単に説明すると

- モータの回転により約 3.3 Mc±150 kc の周波数変調を受けた電気振動が、ケーブル A、ステッキを通り探触子部にはいる。
- 送波子（チタン酸バリウム振動子）はこれを超音波機械振動に変換しレールに投射する。
- 投射波、反射波がたがいに干渉して定在波を生じ振巾変調を受けた超音波振動となる。
- この超音波勢力は受波子（チタン酸バリウム振動子）にはいり、電気振動に変換ふたたびステッキ、

表 4.1 本機の諸元

各部名称	寸法 (mm)	重量 (kg)	摘 要
本 体	43×216×266	2.3	送信部、受信部、電源部、内蔵
制 御 器	41×90×113	0.4	感度切替、電流計指示調整受話器音量調整
探 触 子 部	55 φ×85	0.4	指示電流計送受波チタン酸バリウム振動子内蔵
受 話 器		0.2	片耳テレフンケン形
ス テ ッ キ	上 19 φ×515 下 16 φ×465	0.6	低圧電源スイッチ付 ジュラルミンパイプ
接続ケーブル	A 約 900 B "	0.6	A.....7心ケーブル B.....10心ケーブル
ランドセル		0.8	ビニロンOD色防水帆布

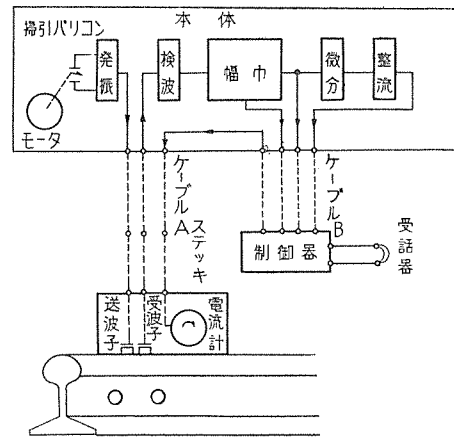


図 4.1 系統図

Fig. 4.1 Block diagram.

ケーブル A を通り本体検波部にはいる。

- 検波された波形は共振状態を表わす波形で特殊な増巾回路、制御器を通り出力となる。
- 出力波形はそのまま受話器へ、また微分整流して直流にかえ、ふたたびステッキを通り探触子部にある電流計にはいる。

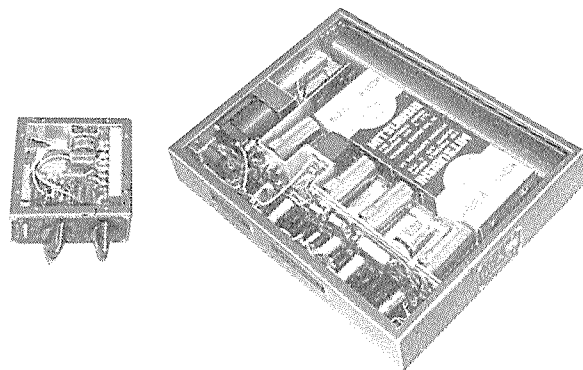


図 4.2 本体と制御器

Fig. 4.2 Main unit and controller.

(1) 本 体

本体は作業者がランドセルに収容して背負って作業するが、本機の主要な電気的部分である発振部、受信部、電源部がこの中に内蔵されている。周波数変調波はマイクロモータ駆動のシリンダ形バタフライ形バリコンによって得られる。マイクロモータの 3,000 rpm を $\frac{1}{3}$ にギヤードダウンし、かつ電源電圧が 20% 低下しても回転数が増えないよう、ガバナをつけている。シリンダ形バタフライバリコンはとくに設計したもので、容量可変範囲は 25 pF 以上、ベークライトモールドで完全防塵となっている。これに要する電力は 6 V 約 30 mA 以下である。受信部は 1U4、2 本、3S4-SF 1 本を使用した一種の飽和増巾回路、簡単なカウンタ回路より成っている。電源部は一般市販電池の特単一 4 個および積層乾電池 BL-145 2 個使用している。

(2) 制御器

操作途中に感度を変えたいとか、電源電圧を点検したい、あるいは 50 kg レール、37 kg レールなど高さの異なるレールを検査する場合、電流計振れを一定に調整できるように本体より切りはなし、作業者の腰に皮バンドで取付けるようにしてある。本体とはケーブル B によって接続され、増巾回路中のバイアス電位を切替えて、感度切替えとしている。本機のとくに変わった点はバイアスを深くすると感度（微細傷の検出能力）が上昇するという点で一般の通信機増巾回路と逆であるところがおもしろい。

(3) 探触子部

本機の生命部で、電気機械変換素子であるチタン酸バリウム振動子および指示電流計を亜鉛ダイキャストボディに収容し、レール面を摺動させるにもっとも適するよう、また雨天でも作業に差支えないよう完全防水機構に設計上の工夫をこらした。

図 4.3 に全体の構造、図 4.4、図 4.5 に探触子の保持方法を示している。1 m あまり離れた所から、なめらかにレール面を摺動させる機構およびチタン酸バリウム振動子と保護板との接触の問題は、本機の性能を左右する重要な点で、研究にあたりもっとも苦労した点である。従来までこの種探触子は、振動子と保護板はアラルダイト

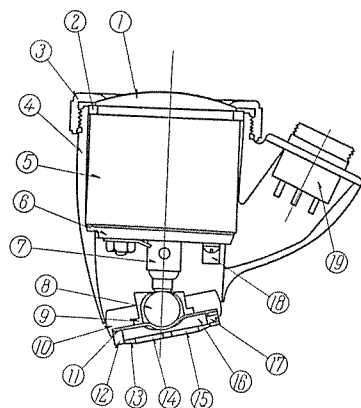
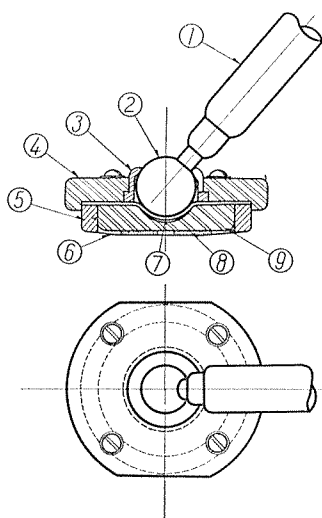


図 4.3 探触子部

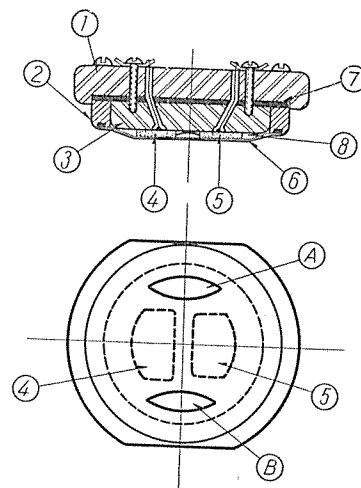
Fig. 4.3 Searching unit.



品番	品 名
1	操 作 軸
2	銅 球
3	軸 受
4	保 持 板
5	電 極 皿
6	電 極 保 護 板
7	緩 衝 座
8	電 極
9	電 極 保 持 板

図 4.4 超音波探傷における探触子の広角度操作安定機構

Fig. 4.4 Brood angle operation stabilizing mechanism of searching unit.



品 番	品 名	材 質
1	保 持 板	フェノール樹脂積層板
2	電 極 収 容 皿	軟 鉄
3	電 極 取 付 板	フェノール樹脂積層板
4	電 極 (甲)	チタン酸バリウム
5	電 極 (乙)	チタン酸バリウム
6	電 極 保 護 板	陶鋼板
7	パッキング皮膜	合成ゴム
8	油	ヒマシ油
A, B	釣合いくぼみ	

図 4.5 超音波探傷における探触子の電極装置
Fig. 4.5 Electrode device of searching unit.

等の接着剤で接着しているが、接着作業は非常にむずかしい作業で、しかも均一な特性を得ることはなかなか困難である。本機ではこれを全組立式とし、量産可能な形にしている。

(4) ステッキ

作業者の身長に応じ長さの伸縮を可能にし、かつ携帯時に便利のように上下 2 部に分離できる。上部ステッキの握り手はベークライトモールドで、電源電池の消耗を防ぐためこの部分に低圧電源スイッチを組込んであり、作業者は操作時にこのスイッチを押すだけで探傷ができる。

図 4.5 は探触子部およびステッキのレール面摺動の状

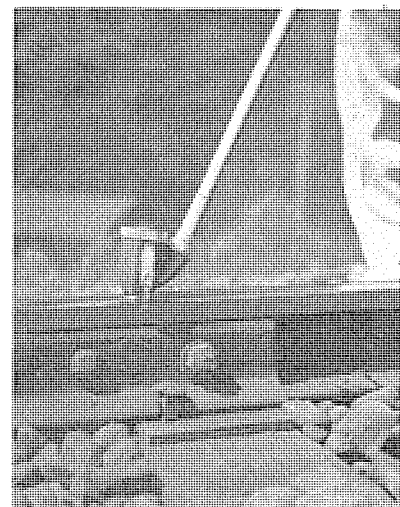


図 4.6 探触子をレール面にあてたところ
Fig. 4.6 Searching unit placed on a rail.

態を示す。

5. チタン酸バリウム振動子

5.1 圧電性質

1942 年 E. Wainer, A. N. Salomon らによって誘電性質を発見されて以来、チタン酸バリウム BaTiO_3 の研究は急速に進歩したが、とくに S. Roberts によって二次圧電効果が発表されて広い技術的応用の分野が開かれた。チタン酸バリウムは常温で正方晶形に属し、軸比は約 1.01 で分極方向に約 1% 長い。したがって磁器に強い直流電界を加えて分極軸を電界方向に平行にそろえると、電歪効果を呈するが、厚み方向の伸びの最大値は、だいたい理論値の約 $1/10$ 、 600×10^{-12} 程度で完全に分極軸方向を電界方向にならべることは困難である。電気変位は電界に対し、ちょうど強磁性体の磁界における磁歪効果と同じように履歴特性を有し、その形は図 5.1 に示すように蝶形の曲線を描く。したがって高い直流電界を加えた後、これを取除くと残留分極と残留歪が残るが、圧電体として動作するには、残留分極の値によって大きく変化する。この残留分極の値は図 5.2 のように電界の強さと印加時間とによって変り、磁歪効果とは異なり時間のファクタは無視できない。なお本機の探触子は製作工程中、ハンダ付作業があり、キューリ点をこえて圧電特性を消滅させる恐れがあるので、ハンダ付後 1,000 V 10 時間の分極操作を行っている。

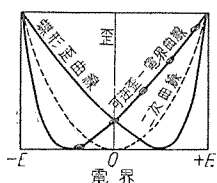


図 5.1 電界対歪曲線
Fig. 5.1 Strain curves of field.

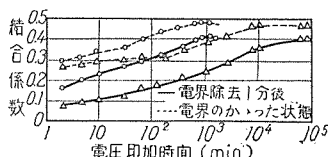


図 5.2 電圧印加時間による結合係数の変化曲線
Fig. 5.2 Curves of coupling coefficient depending on voltage impressing time.

5.2 共振周波数

本機に使用しているチタン酸バリウム振動子は、図 5.3 のような薄片であるが、厚み共振周波数 f_R は

$$f_R = \frac{n}{2t} \sqrt{\frac{\lambda + 2\mu}{\rho}} = \frac{n}{2t} \sqrt{\frac{E}{\rho} \frac{1 - \alpha}{(1 + \alpha)(1 + 2\alpha)}} \quad (5.1)$$

で与えられる。ここに λ, μ ……Lame の弾性定数

E ……ヤング率

α ……ポアソン比

ρ ……比重

t ……厚み

でそれぞれ $E = 1.15 \times 10^{12}$ $\alpha = 0.27$ $\rho = 5.5$ $t = 0.08$ (C.G.S.) で計算して見ると、約 3.15 Mc となる。ヤング率は直流電界印加電圧によっても多少変化し、また形状も棒状とは異なり、正確な実測はむずかしい。さらに非常に Q が低いので、水晶のように共振がシャープでないが、本機

のように周波数掃引された電気振動エネルギーを機械振動エネルギーに変換するには、至極好都合である。第 1 回ロットの振動子 200 個についての実測値は、 $3.25 \text{ Mc} \pm 1.5\%$ 以内であった。これは焼成品であるためまた

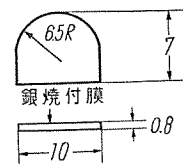


図 5.3 振動子
Fig. 5.3 Crystal.

0.01 mm の厚みが約 25 kc に相当することなどのため今後には焼成方法研磨精度の向上によって、 $\pm 0.5\%$ 以内にはいえると思われる。

5.3 電気機械結合係数

圧電材料の良否を判別する電気機械結合係数 κ は縦振動の場合つぎの式によって与えられる。

$$\kappa^2 = \frac{\pi^2}{4} \frac{\Delta f}{f_R} \left[1 + \frac{(4 - \pi^2)}{4} \frac{\Delta f}{f_R} + \frac{(\pi^2 - 4)}{4} \frac{\pi^2}{4} \left(\frac{\Delta f}{f_R} \right)^2 \dots \right] \quad (5.2)$$

$$\approx 2.46 \frac{\Delta f}{f_R}$$

ここに f_R ……共振周波数

$$\Delta f = f_R - f_A$$

f_A ……反共振周波数

上述の式を使って計算すると、本機に採用した電気機械結合係数 κ は 30~35% のばらつきをもっている。また κ は、圧電材料の重要な定数であるが、温度によっても相当変化するもので、野天にさらされたレールのように、夏冬温度の広範囲変動するものにあてるときは気をつけなければならない問題である。本機に使用している振動子の κ は $-20 \sim 80^\circ\text{C}$ において、 $30 \pm 5\%$ 以内で、直線的に変化するものを使っているが、これはとくに添加材の材質量を調整し、焼成したものである。

5.4 指向性

振動子の形が円あるいは矩形であれば、計算値にほとんど近い指向性が得られるが、特殊な形をしている上に被検査体がこれまた特殊な断面をしているレールであるから、実際の測定にまたなければならない。本機製作にあたっては 37 kg レールの表面および底面をきれいに仕上げて測定した。感度曲線を図 5.4 (縦方向) 図 5.5 (横方向) に示す。

図 5.4, 図 5.5 より指向性を計算すると、レール長さ方向に ± 4.5 度横方向に ± 2 度である。(電力半値角)

5.5 誘電率および容量

チタン酸バリウムはもともとコンデンサに使用する強誘電体として発見されたもので、温度に対して不安定性はあるが、極端に大きな誘電率をもっている。圧電気振動子として使用するにはこの点が弱点であるが、Sr や Pb 等を添加した固溶体はキューリ点を動かし温度係数を変えて、まず本機に使用するに差支えない程度のものは製作可能である。それにしても、なお ϵ は約 1,000 であり、振動子の容量は 1,500 pF に達するので、インピーダンスは非常に低く、 $f = 3 \text{ Mc}$ において約 35Ω となる。ここでインピーダンスマッチングが問題となるが、本機では能率を犠牲にしても、感度は十分あり使用箇所、破損修

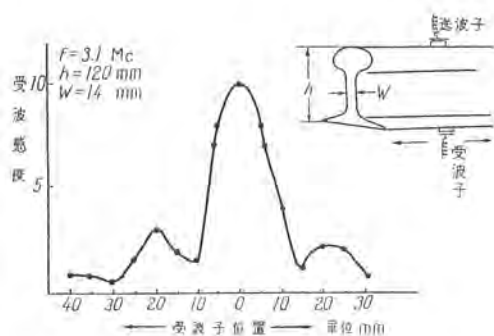


図 5.4 レール縦方向の指向曲線

Fig. 5.4 Directivity curve of longitudinal direction of rail.

理の問題を考慮して一般市場で入手できるビニール線をケーブルに使用している。チタバリが低インピーダンスである特性を生かしてトランジスタの使用が当然考えられ、今後高周波トランジスタの安定化と同時に発振回路に採り入れられるであろう。

6. 実際の使用例

本機の実際使用データを表 6.1, 6.2 に示す。

表 6.1 岡山保線区

検査難目数	異常判定数	実際不良数	検出率	異常と判定されず不良であったもの
2529	106	38(11)	36%	7

注 1. ボンド穴、旧ボルト穴、半目などは最初の検査に異常点として検出されるが実際不良数の中には含んでいないので、これら含めると検出率は 56% となる。

注 2. 実際不良数中の () 内の数字は緊急レール交換を行ったもの。

表 6.2 門司保線区

検査難目数	要注意箇所	ボンド穴	傷	異常なし	誤診率
1303	49	8	23	18	37%

この表を見ると、異常をみとめても傷がなかったものが岡山保線区で 44% 門司保線区で 37% あるが、この中にはもちろん外部に現われない傷がはいっているわけで、

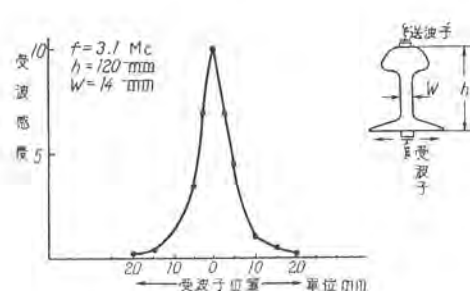


図 5.5 レール横方向の指向曲線

Fig. 5.5 Directivity curve of lateral direction of rail.

まったくの検査ミスは少数であろうと想像される。また、いわゆる誤診率にとらわれると、作業者は小さな傷あるいは外部からは見えないと思われる傷は敬遠されることとなり、注意を要する。実験では将来亀裂に発展するであろう偏析なども検出できるので、結果が要注意と出れば必ずマークしておく必要がある。

7. む す び

本機は昨年 8 月国鉄規格調整委員会より試験試用の認定を受け、10 月より納入以来 6 ヶ月、本年 3 月には本採用と決定された。国鉄にはすでに 40 数台納入し、保線の重要使命の一翼を担って活躍しているが、将来は全国 1,000 余カ所の保線分区に常備されるものと思う。本機にはなお、多分に技術的改善の余地があり、また実際使用についてのデータが集まりつつあるので、今後性能の向上、製造原価の低廉に向って大いに努力するつもりである。

終りにあたり、終始ご指導を賜った国鉄技術研究所、間野技師、中村技師ならびに東京鉄道管理局保線課の方々および研究、製作にご支援いただいた機器製造部の方々に衷心より御礼申し上げる次第である。

試 聴 室 の 音 響 特 性

無線機製作所 藤 木 一*・進 藤 武 男*

Acoustic Characteristics of Audition Room

Electronics Works Hajime FUJIKI • Takeo SHINDO

An audition room has been completed in the company's electronics works recently. Any sound equipment relative to the television and radio must undergo thorough study in the design and manufacture. The audition room thus comes to play a vital part and its construction has a great bearing on the final success in the production. Indispensable requisites for the audition room are: immunity from outside noises, proper reverberation, uniform distribution of sound pressure and good diffusibility. The tests made by the company are the reverberation time, the sound pressure distribution, sound transmission characteristics and soundproofness of the new room, all of them showing satisfactory results.

1. ま え が き

無線機製作所新工場に新設した試聴室が 33 年 4 月ほとんど完成し、音響的な諸特性を測定したのでご報告する次第である。

テレビ、ラジオ、スピーカの試聴を行う際、試聴に使用する部屋によってわれわれの聞く音が大きな影響を受けることはしばしば経験することであり、試聴室としては、外部騒音の影響が小さく、適正な残響時間を有し、また室内の音圧分布が一様であり、あるいは分散性(Diffusibility)が良いなど種々の条件を備えた部屋が望ましい。

このたび行った測定のおもな項目は

1. 残響時間
2. 室内の音圧分布, 伝送特性
3. 遮音

である。

なお、当試験室は 80～120 人の人員を収容でき、講演、講習会場その他の使用を考慮している。

2. 構造

この試聴室の構造は図 2.1 のごとくで、内部容積は $11.3\text{ m} \times 6\text{ m} \times 3.7\text{ m}$ 、座席数はほぼ 80 の予定である。左右の壁は両面ともポリシリンダ構造とし、音波の拡散作用とともに主として低音域 ($100 \sim 300\text{ c/s}$) の吸収を図った。ポリシリンダには厚さ 6 mm のベニヤ板を用い、ブレイス (brace) の間隔はほぼ 30 cm , 40 cm , 50 cm になるようにした。(図 2.1) またこの 4 種の大きな共鳴吸収体が両壁面になるべく at random に、かつおのおの総数がほぼ等しくなるように配置して、均一でなだらかな低音の吸音特性が得られることを期した。これによって十分な低音の吸収が得られ、またステージ上の小さな反射板以外に拡散体 (Diffuser) のない簡単な室内構造にもかかわらず、比較的均一な音圧分布が得られている。またポリシリンダの一部を切込んで棚を作り、テレビ、ラジオの展示に使用できるようにし

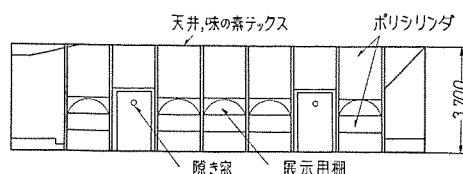


図 2.1 (a) 試験室断面図

Fig. 2.1 (a) Section of audition room.

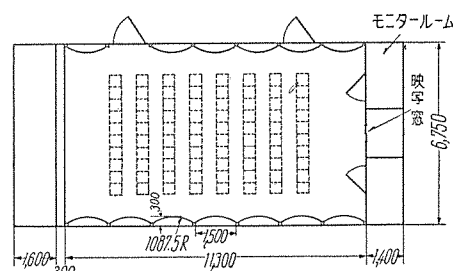


図 2.1 (b)
試験室平面図

Fig. 2.1 (b)
Plan of audition
room.

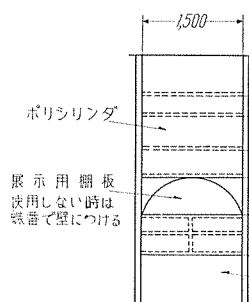


図 2.2 ポリシリ
ンダ構造図

Fig. 2.2 Poly-cylinder construction.

ている。

天井には「味の素テックス」を用い、中音高音域の吸音を図った。

この試聴室は工場現場および事務室に隣り合っているため、遮音にはとくに注意し二重壁（木造，外面プラスチック仕上）とした。（図 2.3）

扉も内部に充填材を詰め、両面の板は 10 mm のベニヤ板を用いた。また扉枠にスポンジゴムの戸当りを付けて、遮音を低下させる leakage を防いだ。(図 2.4)

また部屋の後部に隔壁を設けて別にモニター室を作った。立体録音，再生その他の電気的な操作を行いうる。

講演、講習会場としての使用を考慮して、映画幻灯の

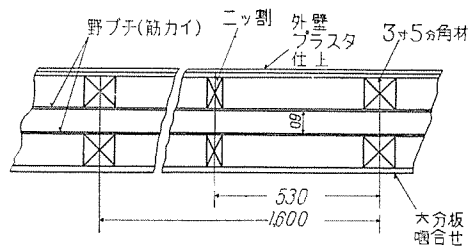


図 2.3 二重壁構造図
Fig. 2.3 Double wall construction.

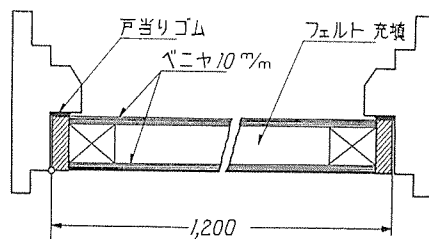


図 2.4 遮音扉構造図
Fig. 2.4 Soundproof door construction.

を加え、1,000~2,000 c/s の帯域に共鳴吸収を有するような構造を使用すれば、この帯域の残響時間が短くなり、かつ 6,000 c/s 以上の残響時間が長くなって、所期の周波数特性が得られるものと思われる。なお人が 40 人はいった場合の残

映写ができるようにしてあり、また天井に拡声装置を配置してある。

3. 測定結果

3.1 残響時間

現在の建築音響学の段階では、部屋の音響的な性質をうんぬんするためにはまず残響時間を測定している。試験室のように容積の小さい部屋に関しては、その目標とすべき最適残響時間について種々意見があり定説がないようであるが、われわれは一応 0.7~0.8 秒、周波数に対して平坦な特性を目標とした。しかし設計上の基準となる建築材料の吸音率が施工上の条件によって大巾に変わるので、一般に工事の途中で残響時間を測定して修正を行いながら所期の残響時間に近づけて行くことが多い。

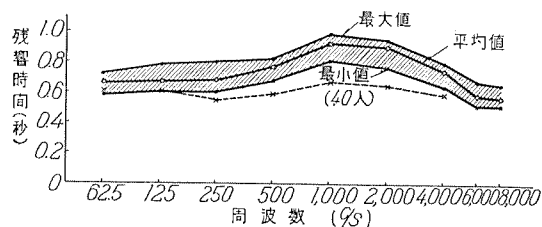


図 3.1 残響時間の周波数特性
Fig. 3.1 Frequency characteristics of reverberation time.

この試験室は現在ほとんど工事を完了し、いすのはいるのを待っている状態であり、予定数である 80 脚の椅子がはいると残響時間が相当短くなることが予想されるが、ともかくいすも人もはいていない状態で測定を行った。音源は振音 (Warble tone) を用い (Mod Freq. 32 c/s) (Mod. Swing. 62.5 c/s → 20 c/s, 125, 250 c/s → 40 c/s, 500 c/s → 60 c/s, 1,000 c/s → 100 c/s, 2,000 c/s 以上 → 200 c/s) スピーカボックスをステージ正面に置き、マイクロフォン位置 11 点について測定を行った。使用測定器は Brüel & Kjær 社の Beat Frequency Oscillator および Level Recorder である。測定結果は図 3.1 のごとくで 11 点の測定値の平均値、最大値、最小値を図示した。平均値で見ると 500 c/s 以下および 4,000 c/s でほぼ 0.7 秒で所期の値が得られているが、1,000 c/s, 2,000 c/s が約 0.9 秒で長過ぎ、6,000 c/s 以上が 0.6 秒で短か過ぎる。数人がはいて試験した感じも多少中音が勝っているように思われる。

これを改良するためには天井の吸音材料の一部に変更
試験室の音響特性・藤木・進藤

響時間 (推定値) を破線で示す。通常使用される成人の吸音率を用い、現在の実測値から計算したもので、人体の吸音率が 1,000~2,000 c/s で大きいため、0.6 秒前後の平坦な特性となる。また測定点による残響時間の偏差は小さく、偏差巾最大 0.2 秒以内に納まっている。

試験室としては収容人員の多少によって残響時間が大きく変化しないことが試験条件の一定という点から望ましく、その点吸音率の可変な部分を相当大きな面積で設ければなお良かったであろうと思われる。また使用するいすも裏面の吸音率が大きく作ってあるものを用い、人が少ない場合には裏返して吸音率が調節できれば理想的であろう。

3.2 室内の音圧分布、伝送特性

ステージの音源から出た音が、座席にどのように伝わ

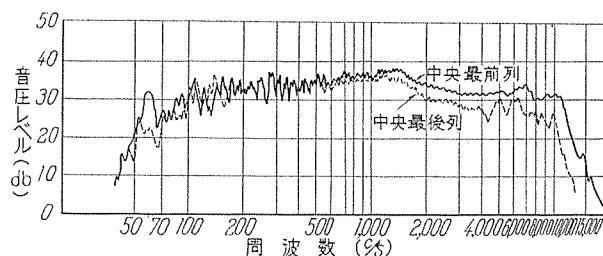


図 3.2 試験室伝送特性
Fig. 3.2 Transmission characteristics of audition room.

って行くかを調べるために、まず室内の各点にマイクロフォンを置き、スピーカからの振音を sweep させて、Level Recorder で各点の音圧周波数特性を描かせ、比較しようとした。たとえば図 3.2 は中央最前列および最後列の音圧レベルを比較したものである。しかしこのようにして周波数特性を描かせると、特性曲線上の細かい fluctuation のために各点の音圧レベルの差が精細に現われなないように思われるので、周波数を固定して各点の音圧分布を求めた。(Warble tone) その結果は図 3.3 のようである。図上の数字は中央最前列の音圧に対する偏差を db で表わしたものである。測定は人のはいていない状態で行ったが、1,000 c/s, 2,000 c/s の音圧偏差は小さく、低周波になると多少の偏差があり定在波の存在が認められるが、人がはいれば大巾に減少するものと思われる、室内の音圧分布はまず良好であるといつて良からう。

測定の際マイクロフォンの位置の変動に対して音圧レベルもかなり変動するから、室内の音圧分布曲線を正確

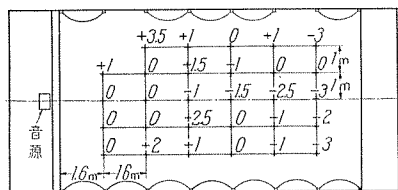


図 3.3 (a) 試験室音圧分布 (1,000 c/s)
図中の数字は中央最前列の音圧に
対する偏差を db で示す)

Fig. 3.3 (a) Sound pressure
distribution of audition room.

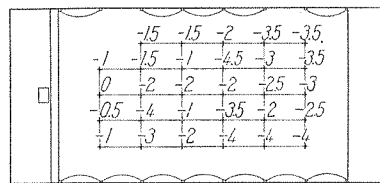


図 3.3 (b) 試験室音圧分布 (2,000 c/s)

Fig. 3.3 (b) Sound pressure
distribution of audition room.

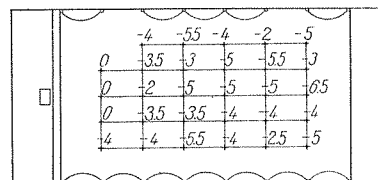


図 3.3 (c) 試験室音圧分布 (500 c/s)

Fig. 3.3 (c) Sound pressure
distribution of audition room.

に描くためには相当精細な測定を要するものと思われるが、室内の大体の音圧分布を知るには以上のような測定で十分であろう。

3.3 遮音

試験室の条件としては、外部騒音の妨害を受けることが少なく室内の

S/N 比が良いことが必要であり、遮音には相当の注意を払い外壁は二重壁とした。遮音がもっとも弱いと思われる扉の遮音の測定結果は図 3.4 のようである。測定には扉の外前方約 1 m の所にスピーカボックスを置き、扉の内側に近づけてマイクロフォンを置いて、扉を開けたときと閉じたときとの音圧レベルの差を求めた。(曲線 1) 曲線 2 は扉を閉じてマイクロフォンを部屋の中央へ持って行った時の音圧レベルと、扉を開けた時の音圧レ

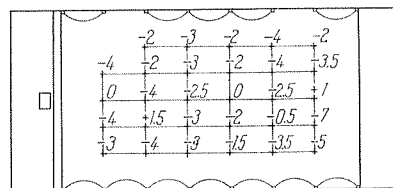


図 3.3 (d) 試験室音圧分布 (250 c/s)

Fig. 3.3 (d) Sound pressure
distribution of audition room.

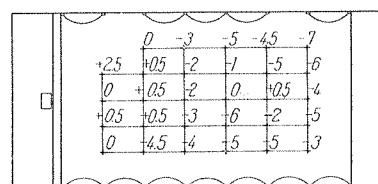


図 3.3 (e) 試験室音圧分布 (125 c/s)

Fig. 3.3 (e) Sound pressure
distribution of audition room.

ようで、低音域においても約 30 db、高音域では 40～50 db の値を示し、かなり良い遮音特性であるといえよう。室内でマイクロフォンを移動して扉に近づけると、音源からの距離はずっと遠くなるにもかかわらず音圧レベルが高くなることから、音波の透過は主として扉を通してであり、二重壁の遮音の実際の値は図に示すものよりもさらに良いものと思われる。なお、音源の振音の Mod. Freq. は 16 c/s, Mod. Swing は定在波が生じる

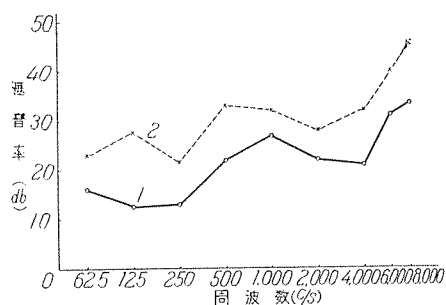


図 3.4 扉. 遮音特性

Fig. 3.4 Soundproof characteristics of door.

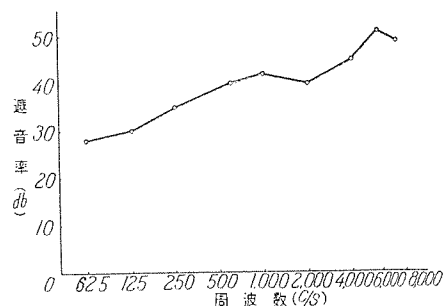


図 3.5 二重壁の遮音特性

Fig. 3.5 Soundproof characteristics of
double wall.

ベルとの差である。扉の遮音に部屋の吸音力と音源からの距離特性が加わったもので、外部騒音に対する遮音の実効値といって良からう。音源には振音を用い、Mod. Freq., Mod. Swing, は残響測定の場合と同じである。なお、図の測定値は扉を普通に閉じた状態の値であるが、扉を強く押して閉じて空気洩れを少なくすると、250 c/s 以下では変化は小さいが、1,000 c/s で 5～6 db, 2,000 c/s 以上では 10 db 以上遮音が良くなり、戸当りをつけたにもかかわらずなお空隙の影響が認められる。

つぎに二重壁の遮音を測定した。これには壁の外前方約 1.5 m の点に置いたスピーカボックスから振音を出し、マイクロフォンを壁の外前方に近づけて置いた場合と、室内の壁を隔ててこれに相対する点に置いた場合との音圧レベルの差を求めた。その遮音特性は図 3.5 の

のを防ぐため大きくとり、
62.5 c/s, 125 c/s, → 40 c/s,
250 c/s → 80 c/s, 500 c/s →
150 c/s, 1,000 c/s 以上
200 c/s とした。このよう
にしても低音域では定在波
が認められたので、壁の前
方でマイクロフォンを前後
に移動して得られる値の平
均値をとって室外の点の音
圧レベルとした。

4. む す び

以上の測定結果から、この試験室は一応所期に近い残響特性を有し、室内の音圧分布は比較的均一であり、またその遮音も実用上十分であることがわかった。

今後講演、講習会場としての使用に備えて明了度 (Deutlichkeit) その他の測定実験を行い、引続き音響特性の改良を図りたいと思っている。

終りに設計に当たって懇切なご指導を賜った大阪大学産業科学研究所音響部竹内教授、N. H. K. 技術研究所音響部牧田主任研究員、および実際の施工面において終始努力を惜しまれなかった当所商品製造部工作課森岡技師ならびに測定に協力された当所商品製造部技術課佐伯氏に深謝する次第である。

F M ラ ジ オ

無線機製作所 武 居 明*・藤 田 恒 雄*

FM Radio

Electronics Works Akira TAKEI • Tsuneo FUJITA

The commencement of ultra-short wave FM broadcasting in Japan has caused a big demand of FM radio as merchandize. The FM radio is not at all new, but how to turn out marketable goods with simplicity is a big problem. Regular broadcasting in this system is now on the go in foreign countries and the number of stations in America has reached five hundred and forty. In Europe most of the broadcasting are in this system, too. Mitsubishi Type 9H-880 AM・FM radio is the outgrowth of the company's many years research taking in foreign technique. The company is still striving hard to bring it to perfection.

1. ま え が き

昭和32年12月わが国にも放送界のニューフェイスとして超短波FM放送が登場した。このFM放送はAM放送に比較するとS/Nの点でも、混信の点でも、忠実度の点でも、大変すぐれている。問題はいかにして安価な受信機を作りこれを大衆に普及させるかであるが、この点にわれわれ関係者のたゆまざる努力が要求される。ここに紹介する9H-880形AM・FM放送ラジオは、これらの目的にそった中級ラジオである。

2. FM放送の放送基準および9H-880形AM・FMラジオの仕様

2.1 FM放送の放送基準

- | | |
|---------------|---------------|
| 1. FM放送周波数 | 80~90 Mc |
| 2. 最大周波数変移 | 75 kc |
| 3. プリエンファシス特性 | 50 μ s |
| 4. 変調周波数 | 50~15,000 c/s |
| 5. 隣接局間周波数 | 200 kc |
| 6. 信号対雑音比 | 60 db 以上 |
| 7. 指定サービス電界 | |
| a. 雑音を考慮しない場合 | 50 μ V/m |
| b. 農漁村 | 250 μ V/m |
| c. 都 市 | 1 mV/m |
| d. 大都市 | 3 mV/m |

2.2 9H-880形AM・FMラジオの仕様書

(1) FM部仕様

- | | |
|---------------|-------------------------|
| 1. 電 源 | 50~60 c/s 100 V |
| 2. 受信周波数帯 | 80~90 Mc |
| 3. 局部発振周波数 | 69.3~79.3 Mc |
| 4. 中間周波数 | 10.7 Mc |
| 5. ディエンファシス特性 | 50 μ s |
| 6. 入力インピーダンス | 300 Ω 平衡 |
| 7. 感 度 | 30 μ V (S/N 30 db で |

出力 50 mW を得る時の最小入力)

8. 感度差

3 db 以内

9. ハ ム

400 c/s, 30 % 変調の信号入力 1 mV で 50 mW 出力に対するハムレベル -30 db 以下

10. 局部発振器漂動

始動後5分後の周波数に対して以後周波数変化比は 20 kc 以内

11. 選択度

実効選択度特性(2信号法)で ± 200 kc で 14 db ± 400 kc で 34 db

12. イメージ妨害比 } 保留

13. 中間周波妨害比

14. 電氣的忠実度特性

400 c/s を基準としてディエンファシス曲線から偏差 70 c/s~12 kc/s で ± 2 db 以内

15. ひずみ

変調周波数 400 c/s, 変調率 100 % の信号 1 mV を加えた場合, 50 mW 出力での高周波含有率 2 % 以内

16. 出 力

高調波含有率 10 % で 2 W 以上

17. スプリアス輻射

距離 30 m における水平輻射電界 30 db 以下

18. AM 抑圧度 保留

(2) AM部仕様

- | | |
|-----------|-----------------|
| 1. 受信周波数帯 | 中波 535~1,605 kc |
| | 短波 3.8~12 Mc |

2. 感 度 S/N 30 db 以上で 200 μ V 以下

3. 感度差 10 db 以内

4. 出 力 高調波含有率 10 % で 2 W 以上

5. 選択度

1,000 kc において離調時のセレクトانس 25 db

減衰傾度 25 db/オクターブ
通過帯域巾 9.0 kc (-6 db)

6. 電氣的忠実度

400 c/s を基準として 100 c/s で -6 db 以内
4,000 c/s で -14 db 以内

7. ひずみ

50~100 db の信号入力で 2.5 % 以下
出力 500 mW で 10 % 以下

8. A. V. C. 特性 40 db 以上

9. 影像比 1,400 kc で 25 db 以上

10. 中間周波レスポンス比

600 kc で 20 db 以上

3. 9H-880 形 AM・FM 受信機

3.1 外観説明

外観は図 3.1 の写真のようなものでタテ 360 mm, ヨコ 580 mm, オクユキ 250 mm の桜材を用いた木製キャビネットに前面グリルにはスチロール系の射出成形品を用いダイヤル部分はとくに豪華に見えるように考慮した。

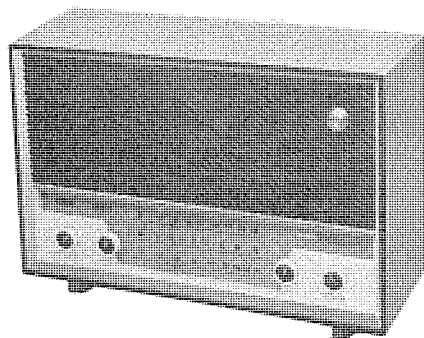


図 3.1 9H-880 形 AM・FM ラジオ外観
Fig. 3.1 Appearance of type 9H-880 radio.

スピーカはダイアトーン P-84 形 8 インチ, フリーエッジを 1 本用いた。この P-84 形の周波数特性は 12~13 kc 程度まで伸びており、このキャビネットに実装した場合の音響忠実度特性は図 3.2 に示すとおりであって、家庭用中級 FM ラジオとしては十分なものと思われる。

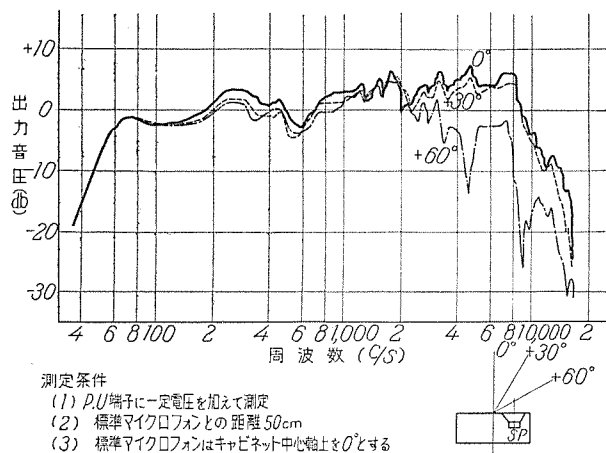


図 3.2 音圧周波数特性 (1)
Fig. 3.2 Frequency response (1)

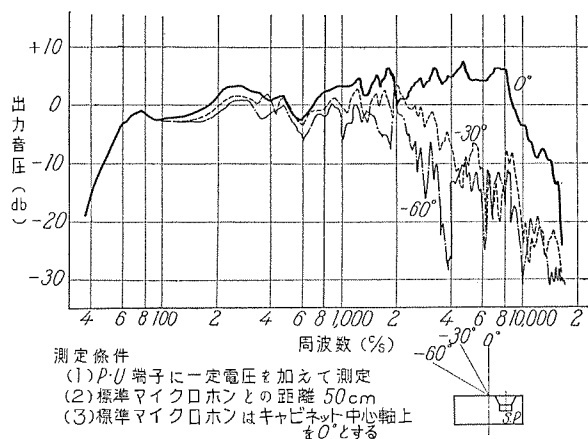


図 3.2 音圧周波数特性 (2)
Fig. 3.2 Frequency response (2).

調整箇所は図 3.1 の写真のような配列で四つのツマミによって行われた。すなわち右よりフライホイールを用いた同調ツマミ, つぎが中波 DX, 中波 Hi-Fi, 短波, FM, フォノ, の 5 種動作の切替えツマミ, さらに左の二つの内右側は 5 段階の音質切替ツマミ, もっとも左側は電源スイッチと音量調整のツマミとなっている。

3.2 回路構成

使用真空管およびその動作は下記のとおりであり、結線図は図 3.3, 配置は図 3.4 に示す。

真空管	FM 時	AM 時
6DT8	高周波増巾・発振・混合	——
6BE6	——	発振・混合
6BA6	中間周波増巾	中間周波増巾
6AU6	中間周波増巾	——
6AL5	比検波器	——
6AV6	低周波増巾	検波・低周波増巾
6V6	出力管	出力管
5Y3	整流	整流
6E5	——	同調指示

(1) AM 受信部

結線図からもわかるように、AM 受信部は普通の 2 バンドスーパーラジオと大差ないので詳述はさけるが、動作切替スイッチにより中波短波受信時には FM フロントエンドの 6DT8 の B 電源供給回路が切断されたダミー抵抗に接続される。6BE6 の B 電源供給回路はこのダミー抵抗から本回路に接続される。つぎに周波数変換された 455 kc の中間周波成分は 10.7 Mc の I. F. T. に直列に接続された 455 kc の I. F. T. により増巾され 6AV6 の二極管部で AM 検波されるようになっている。また同管の他の二極管部で遅延形 AVC 電圧を取り出し、各ステージに印加している。なお中波受信の場合 1 段目 I. F. T. に入れた補助コイルを用い動作切替スイッチで結合度を変え広帯域受信ができるようになっている。

低周波回路に採用した音質切替回路は負饋還形であ



図 3.4 9H-880 形 AM, FM ラジオシャーシ部分
Fig. 3.4 Chassis of type 9H-880 radio.

って、6V6 のプレートから 6AV6 のプレートへ約 10 db の負帰還をかけ音質の改善をはかっている。この回路の常数を切替えることにより周波数特性を変化させ図 3.5 に示すように、平坦、低域強調、高域強調、高低域強調、高域遮断の 5 段階に切替えることができる。6AV6 以後の低周波回路の利得は約 60 db になっている。

中波、短波受信時の各種の特性グラフを記載しておいたから参考にされたい。(図 3.6~図 3.10)。

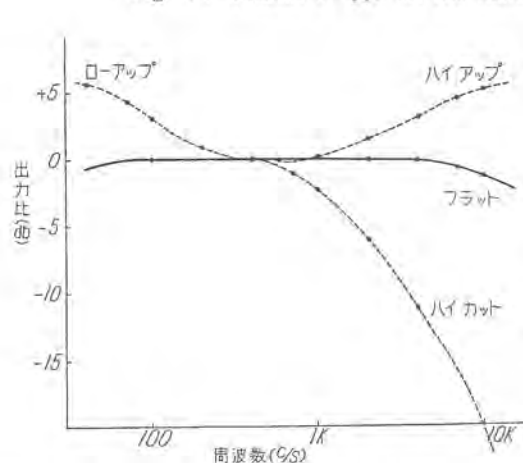


図 3.5 低周波特性

Fig. 3.5 Audio frequency response.

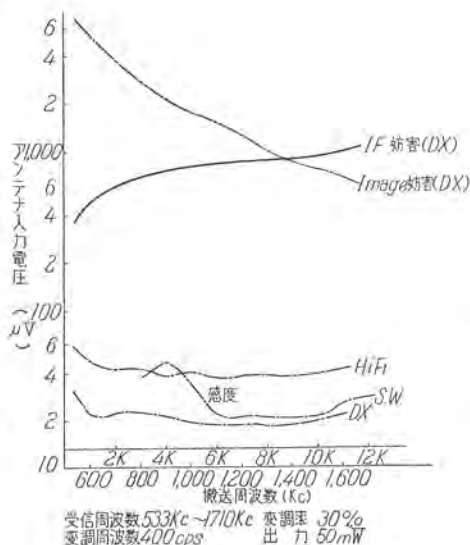


図 3.6 AM 受信時の感度特性

Fig. 3.6 Sensitivity (AM).

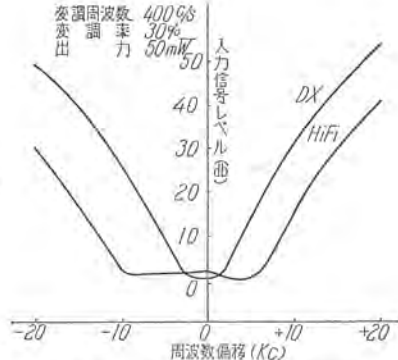


図 3.7 AM 受信時の選択度特性
Fig. 3.7 Selectivity (AM).

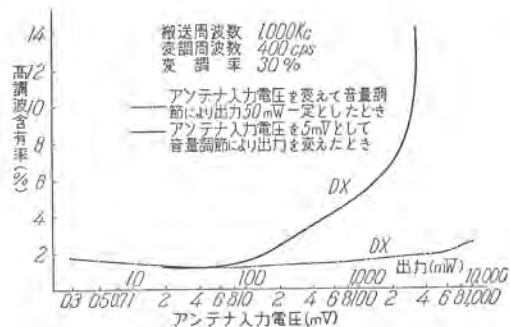


図 3.8 AM 受信時のひずみ特性

Fig. 3.8 Distortion characteristic (AM).

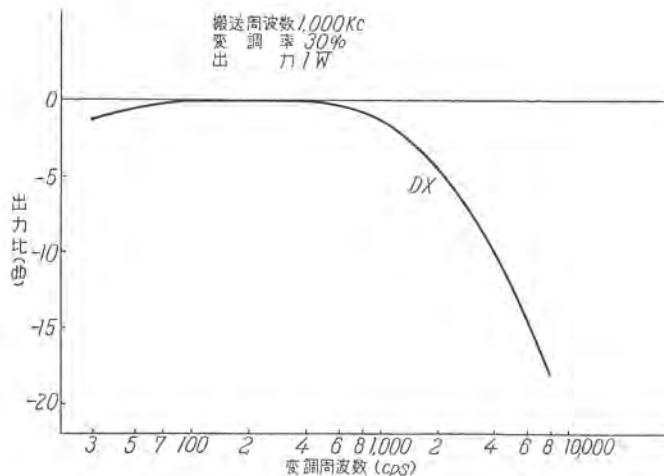


図 3.9 AM 受信時の電氣的忠実度特性

Fig. 3.9 Electric fidelity (AM).

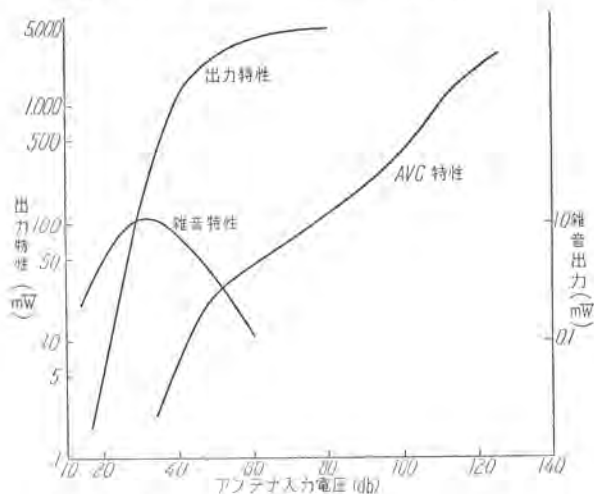


図 3.10 AM 受信時の出力・自動利得調節・雑音特性

Fig. 3.10 Power output, automatic gain control and noise characteristic (AM).

(2) FM 受信部

FM 受信の場合、低周波回路は AM 受信の場合と同じであるから検波までのところを順次説明してみる。

a. アンテナ入力回路

FM 受信の場合、アンテナ入力回路は TV 受像機と同様平衡形 300 Ω のフィードに適するようにした。すなわち中心周波数 85 Mc になだらかなピークをもたせ、80~90 Mc における VSWR は 1.5 以内に整合されている。さらに中強電界において電灯線アンテナを使用で

きるような端子板構造とした。

b. 高周波増巾回路

この回路では増巾度を大きくとって変換管に大きな入力信号を入れてやることに S/N 改善に対して大事なことであるが、一方アンテナ回路への局発エネルギーの漏洩を防止する意味で重要なものである。

高周波増巾管として増巾度の大きい五極管が適するが S/N が悪い欠点をもつ。S/N の点では三極管が適当であるが欠点として、グリッド、プレート間の容量 C_{pg} が大きいことである。したがってカソード接地で使用する時には C_{pg} を通って出力回路から饋還して入力回路が過度にリアクティブにならないように中和をとる必要がある。しかし実際問題としてこの中和は VHF 帯では容易なことでない。 C_{pg} の影響を除く回路としてはグリッド接地形がある。この回路では C_{pk} は C_{pg} よりずっと小さく、入力インピーダンスが小さいからその影響は少ない。6DT8 においては g_m は 4~5 mA/V であり、グリッド接地回路での入力インピーダンスは約 200 Ω である。しかしこのグリッド接地回路も欠点として利得が小さいことがある。以上の点を考え妥協点として考えられる回路に Zwischenbasis 回路がある。このラジオにはこの回路が使用されているが、この回路はカソード接地とグリッド接地の中間に位するものである。結線図を見ればわかるように二次コイルの中点がアースされているが、このタップを結線図で下に移動すればカソード接地回路になり上に移動すればグリッド接地回路に近づく。したがってタップの位置を適当に選んでやると、十分な増巾度が得られ、入力インピーダンスも $1/g_m$ より大きくすることができる。そしてタップの与える中和の条件は C_{pg} と全 C_{pk} の比となる。結線図においては 2 pF が中和用のコンデンサである。

つぎにプレート同調コイルを考えてみると、この回路は周波数変換回路の入力回路が負荷となっている。したがって高周波の信号はフィードバックコイルのタップに供給されることになる。そしてこの負荷は 1 k Ω と 30 pF の並列回路で代表することができ、増巾回路の利得に影響することは当然である。またこの負荷は高周波同調コイルのタップに継がれているので全容量が増加する。したがって求める周波数範囲をカバーするためには可変容量の変化範囲を増さなければならない。高周波同調コイルにこのようなタップを使用するのは高周波増巾回路の利得を増すと同時にこのタップの位置によって可変容量の所要周波数帯に対する伸びを簡単に調整できるためである。

この回路のバンド巾は約 2 Mc であり、アンテナ端子より周波数変換管の入力タップの所までの利得は約 13 db である。

c. 周波数変換

中間周波数は 10.7 Mc を採用したが、局部発振周波数はテレビへの妨害を考えて下側ヘテロダインとした。

このラジオでは周波数変換に自己発振とともに混合を $\frac{1}{2}$ 6DT8 で行っている。発振器はプレート同調であるから I.F.T の一次側が並列に入ってくる。しかし発振回路は中間周波に対するインピーダンスが大変低いから 20 pF の容量は発振回路のカップリングとなると同時に I.F.T の同調容量となっている。この発振回路は正常状態では 20 k Ω のグリッド抵抗には約 250 μ A の発振電流が流れこの時プレート電流は約 6 mA 流れる。そしてこの時実効的な変換コンダクタンスは約 2.5 mA/V である。

フィードバックコイルについてみると、大体このコイルの midpoint にタップの位置がある。そしてコイルのアース側には 10 k Ω の抵抗と 50 pF のトリマの並列回路が継がれているが、これは発振電圧に対して入力回路が電橋回路の構成になっており、このトリマによりタップとアース間に表われる発振電圧を最少にすることができる。10 k Ω の抵抗は三極管の入力インピーダンスの抵抗分をバランスさせるために必要なものである。このようにタップにおける発振電圧を最少にすることは、発振回路と高周波増巾回路との結合を小さくすることは当然であり、したがって発振電圧の輻射も小さくなるのは当然である。その上 6DT8 は二つの三極管の間にシールドを行なったものであり電極間における発振電圧の結合も小さくなっている。

高周波信号について考えてみると、フィードバックコイルのタップの上の自己インダクタンスと真空管の入力容量とによって、三極管のグリッドにおける電圧はタップにおける電圧よりも約 20 % 増しと考えることができる。

つぎに中間周波トランスであるが、この一次側を考えてみると、この回路は三極管の実効内部抵抗によってダンピングがかかることはあきらかである。この内部抵抗はプレートとグリッドの容量 C_{pg} による負饋還によって下げられるが、これを救うためにはグリッドの容量をできるだけ大きくする必要がある。このダンピング抵抗は約 15 k Ω と考えられるが、また一方 IFT の一次側は発振回路の同調回路によってもダンピングがかかり約 20 k Ω である。

つぎに IFT のデータを示すと下記のとおりとなる。

一次側

全同調容量	26 pF
共振インピーダンス ($Q=85$)	53 k Ω
周波数変換管による並列ダンピング	15 k Ω
発振回路によるダンピング	24 k Ω
実効一次回路インピーダンス Z_1	7.86 k Ω
実効 Q_1	13.7

二次側

全同調容量	29 pF
共振インピーダンス ($Q=100$)	51.2 k Ω
6BA6 入力インピーダンス	100 k Ω
実効二次回路インピーダンス Z_2	48.8 k Ω
実効 Q_2	66.0

一次二次	
カップリング KQ ($Q=\sqrt{Q_1Q_2}$)	0.6
伝達インピーダンス	
$Z_t = \frac{KQ}{1+(KQ)^2} \cdot \sqrt{Z_1Z_2}$	9.72 k Ω
出力インピーダンス	
$Z_0 = \frac{Z_2}{1+(KQ)^2}$	35.5 k Ω
± 100 kc 離調時の減衰度	-2.6 db
± 200 kc 離調時の減衰度	-6.8 db

混合管の変換コンダクタンスは約 2.5 mV/A であるからこの段の利得は $S_c \times Z_t = 24.3$ (27.9 db) となる。

d. 中間周波段

ここでまず注意しなければならないのは帯域とひずみの問題である。FM の場合真空管の非直線性によるひずみはまず問題ないが、位相特性を一様にする必要がある。帯域巾は放送局の最大周波数変移が ± 75 kc, 最大変調周波数を 15 kc とすれば振巾 1% の側波帯まで通過させるには、少なくとも 240 kc の帯域巾が必要になる。この上局部発振器の漂動などを考慮するとさらに広帯域を要することになるが商品としての実際の考慮から帯域巾 200 kc で十分と思われる。

空中線入力回路および高周波増巾回路では選択度はあまり望めないから中間周波段において受信機の所要の選択度を満足するようにしなければならない。このラジオでは ± 100 kc 離調で 6 db 以内 ± 200 kc で 18 db 以上の特性を得るように設計した。

中間周波 1 段目のデータを示すとつぎのようになる。

一次側	
全同調容量	36.4 pF
共振インピーダンス ($Q_1=100$) Z_1	41.0 k Ω
二次側	
全同調容量	37.4 pF
共振インピーダンス ($Q=100$)	39.8 k Ω
6AU6 入力インピーダンス	100 k Ω
実効二次回路インピーダンス Z_2	28.4 k Ω

実効 Q_2	71.5
一次二次	
カップリング KQ ($Q=\sqrt{Q_1Q_2}$)	1.1
伝達インピーダンス Z_t	17.1 k Ω
入力インピーダンス Z_{in}	18.6 k Ω
出力インピーダンス Z_0	12.9 k Ω
± 100 kc 離調時の減衰度	-3.1 db
± 200 kc 離調時の減衰度	-13.6 db

6AU6 の相互コンダクタンスは約 3.5 mA/V であるから、この段の利得は $S \times Z_t = 68.4$ (35.6 db) となる。中間周波 2 段目のデータを示すとつぎのようになる。

一次側	
全同調容量	36.2 pF
Q (ダンピングなし)	95
実効 Q_1 ($Q \times 0.6$)	75
実効一次回路インピーダンス Z_1	23.4 k Ω
二次側	
全同調容量	60 pF
Q (ダンピングなし)	60
実効 Q_2 ($Q \times 0.25$)	15
実効二次回路インピーダンス Z_2	3.72 k Ω

ディスクリミネータ

カップリング KQ ($Q=\sqrt{Q_1Q_2}$)	0.54
入力インピーダンス Z_{in}	18.5 k Ω
一次三次の巻線比	6.0
S 特性のピークセパレーション	400 kc

負荷に表われる出力電圧は大体つぎの式で表わされる。

$$V_o = D \times V_i \times \Delta f \quad (\text{mV})$$

ここで、 D は定数でこのラジオでは 0.017 となる。

V_i は 6AU6 のグリッドへの中間周波入力電圧 (mV)

Δf は周波数変移 (kc) を表わしている。

たとえば周波数変移 ± 30 kc の中間周波電圧 120 mV を入れた場合負荷に表われる出力電圧は 61 mV となる。

一方 6AU6 のカソードは直接アースされ、グリッドには 50 pF と 250 kc の並列回路で 12.5 μ s の時定数

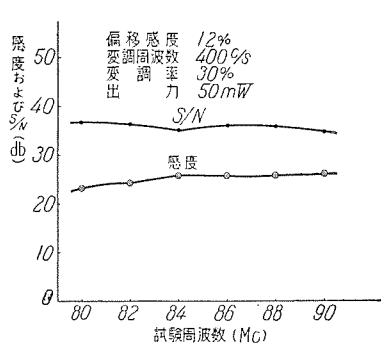


図 3.11 FM 受信時の最大感度および信号対雑音比
Fig. 3.11 Max. sensitivity and S/N ratio.

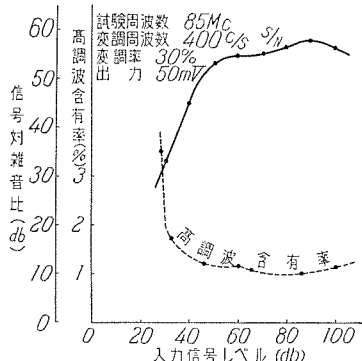


図 3.12 FM 受信時に入力信号を変えた時のひずみおよび信号対雑音比
Fig. 3.12 Distortion and S/N ratio vs input level (db).

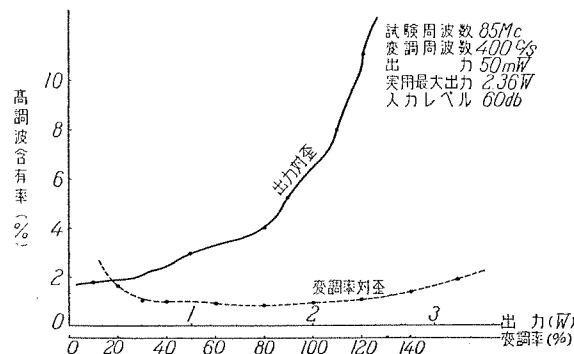


図 3.13 FM 受信時の出力および変調率を変化した時のひずみ
Fig. 3.13 Distortion vs percent modulation and power output.

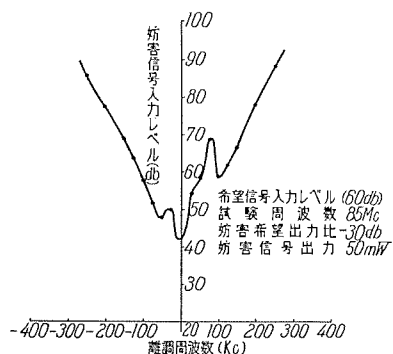


図 3.14 FM 受信時 2 信号による実効選別度特性
Fig. 3.14 Effective selectivity (FM). (2 signal method)

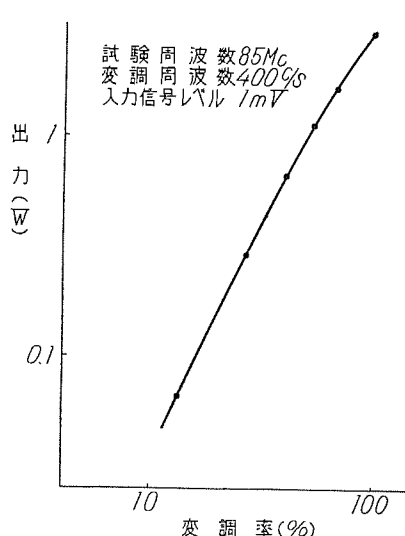


図 3.17 FM 受信時の周波数変移対出力特性
Fig. 3.17 Frequency deviation vs power output (FM).

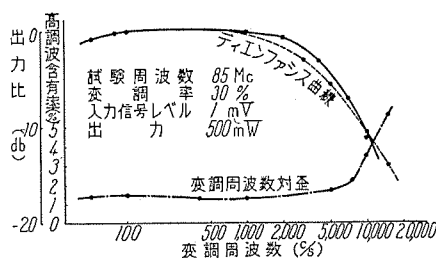


図 3.15 FM 受信時の電気的忠実度および変調周波数対ひずみ特性
Fig. 3.15 Electric fidelity and distortion vs modulation frequency (FM).

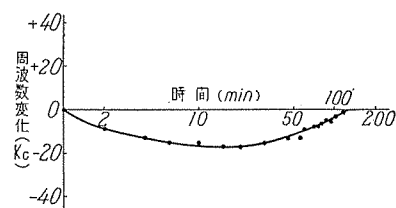


図 3.16 FM 受信時の局部発振器の起動時の周波数漂動
Fig. 3.16 Frequency drift during local oscillator starting (FM).

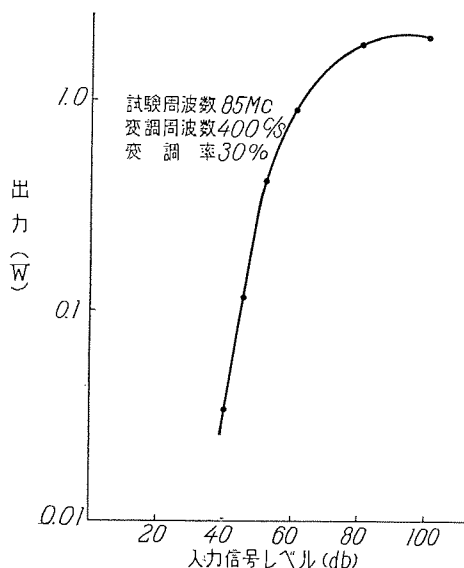


図 3.18 FM 受信時入力レベル対出力特性
Fig. 3.18 Input signal level vs power output (FM).

をもたせ、リミッタの作用を行わせている。この場合の動作は、振巾の正側をグリッドリーク検波と同じ作用によりリミットし、負側は 6AU6 のプレート電流のカットオフ特性によりリミットされる。

e. 検波回路

検波回路には振巾制限効果を有する平衡形比検波器を採用した。この検波器は二つの二極管の内部抵抗があまり異なることに注意をしなければならないが、このラジオでは三次コイルと直列に 50Ω のバイパスしない抵抗を接続して内部抵抗の差異を打消している。検波さ

れた出力はこのあとディエンファシス回路に接続されるが、この回路では放送規準にしたがって $50 \mu s$ の時定数を持つようにしてある。

以上の回路より構成されるこの受信機はつぎのような感度を示した。ただし 30% 変調で出力 50 mW の場合である。

- アンテナ端子 $17 \mu V$ (85 Mc)
- 発振回路のタップ $70 \mu V$ (85 Mc)
- 6BA6 のグリッド $20 mV$ (10.7 Mc)
- 6AU6 のグリッド $90 mV$ (10.7 Mc)

その他に関しては各種の特性グラフを記載しておいたから参考にしてほしい (図 3.11~図 3.18)

4. む す び

以上で 9H-880 形 AM・FM ラジオの紹介を終るが今後普及の度を加えて行くであろうこの種ラジオについて技術的にも価格的にもさらに一層の改良を加え需要者に十分満足してもらえる商品の完成に努力するつもりである。読者諸賢のご批判、ご鞭撻をいただければ幸甚である。

参 考 文 献

- (1) Philips Technical Review.
- (2) Langford-Smith: Radiotron Designer's Handbook.

三菱オートラジオ

無線機製作所

上野芳雄*・岡本春樹*・中村信弘*

Mitsubishi Auto-Radio

Electronics Works Yoshio UENO・Haruki OKAMOTO・Nobuhiro NAKAMURA

The demand of the auto-radio is increasing rapidly with the development of the automotive industry. Mitsubishi is second to none in the production of auto-radios, introducing new models one after another to the market. Listening to the radio while riding in the motor-car is a modernized pastime. The set, however, needs special attention in the design so as not to be affected by varying electric field due to the movement of the car besides for different condition of a power source, noises and ambient temperature from those of the home radio. With the best possible good design, the set is still subjected poor result if the mounting is not perfect.

1. ま え が き

戦後の日本における自動車工業は、いちじるしい発展を遂げ、最近では、都市の自動車交通量は飽和に近いとまでいわれている。しかも、その大きな特色は、生産台数中に占める乗用車の比率の増大であって、一般大衆を対象とする国民車の出現も間近いものと思われる。このような背景の前に、オートラジオ（自動車ラジオ）もその需要が増大してきたが、当社でも、種々試作検討の結果、さきに AR-56 形オートラジオを発売し、引続き新形の AR-210 形を発売している。また、短波放送聴取者の増加に伴い、AT-320 形短波チューナも製作した。

一方、トランジスタは量産態勢の整備とともに、いよいよ実用時代にはいり、電氣的、機械的性能、および信頼性、経済性の点でオートラジオには最適であり、当社でも試作検討を重ねてきたが、実用化も間近いので、ここにそれらの概要を紹介する。

2. AR-56 形オートラジオ

方式としては、国産乗用車がいずれも、欧州系の中、小形車であり、米国車のような大形車は日本ではあまり用いられないので、ラジオもどちらかといえば欧州系で、小形であり、どのような車にでも装着しうることを目標とした。したがって、受信部、電源部、スピーカなどは別個のユニットとし、各ユニットはなるべく小形にして

装着の便をはかった。受信部の外観を図 2.1 に示す。

3. AR-210 形オートラジオ

AR-210 形は、AR-56 形に基いて、機械的、電氣的に若干の改善を加えたもので、両者はたがいに完全な互換性を有している。受信部の内部構造を図 3.1 に、また外観は 4 ページ「最近の電子機器」中に示す。その構造上の特色は、

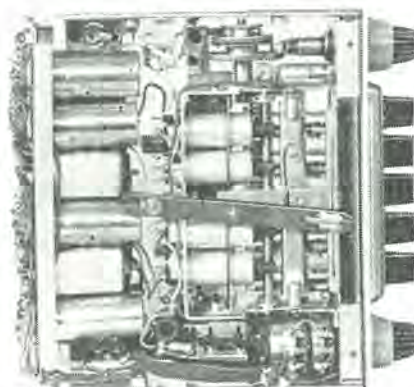


図 3.1 (a) AR-210 形受信部内部 (上)

Fig. 3.1 (a) Interior of type AR-210 receiving section.

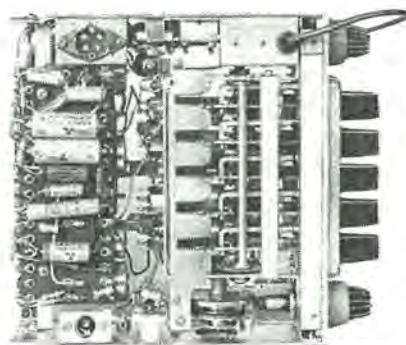


図 3.1 (b) AR-210 形受信部内部 (下)

Fig. 3.1 (b) Interior of type AR-210 receiving section.



図 2.1 AR-56 形受信部外観

Fig. 2.1 Appearance of type AR-56 receiving section.

a. 小形であること。受信部には 4 本の真空管とその付属回路を収容しているが、小形であって、ほとんどいずれの車にも取付可能である。また電源には、パイププレートと真空管各 1 本と、その付属回路のみを収容し、小形である。

b. 押しボタンスイッチによる選局方式であり、スイッチの機械的精度が高い。

また電気的には、

a. 電池電圧が 6 V、12 V のいずれにも、端子板の接続変更と、パイププレート、パイロットランプの取替えだけで使用でき、かつ電池の極性は、+-いずれが接地されていても無関係である。

b. 電装品（ダイナモ、バッテリー）の負担を軽くするよう、なるべく電流消費の軽減を図り、整流管の代りに、特性良好な单相ブリッジ接続のセレン整流器を用いた。

c. セット自身、および周囲の温度上昇に伴う、感度低下を防止した。これは一般の家庭用ラジオでは、実用上の影響は顕著でないが、押しボタンスイッチ機構を用いたオートラジオでは重要な問題である。

3.1 構成

AR-56 または 210 形オートラジオは、大別して五つのユニットに分れる。すなわち（図 3.2）

- 受信部
- 電源部
- スピーカ部
- アンテナ、フィーダおよび接続ケーブル



図 3.2 AR-210 形全構成

Fig. 3.2 Composition of type AR-210.

e. 取付金具類およびエンジンノイズ防止装置
また、仕様概略はつぎのようである。

方式	高周波一段増巾スーパーヘテロダイズ
周波数	535~1,605 kc
中間周波数	455 kc
スピーカ出力	約 2.5 W ただし歪率 10% 以下
感度	出力 0.5 W S/N 20db にて $10\mu\text{V}$ 以下 (ただし S. G. の変調は 400 c/s, 30%)
電池電圧 (公称値)	6 V または 12 V
消費電力	6 V 時 4.2 A, 12 V 時 2.5 A
スピーカ	6.5 in パーマネントダイナミック (ダイアトーン P-67 形)
真空管	高周波増巾 6BD6 (受信部) 周波数変換 6BE6 (") 中間周波増巾 6BD6 (") 検波, 増巾 6AV6 (")

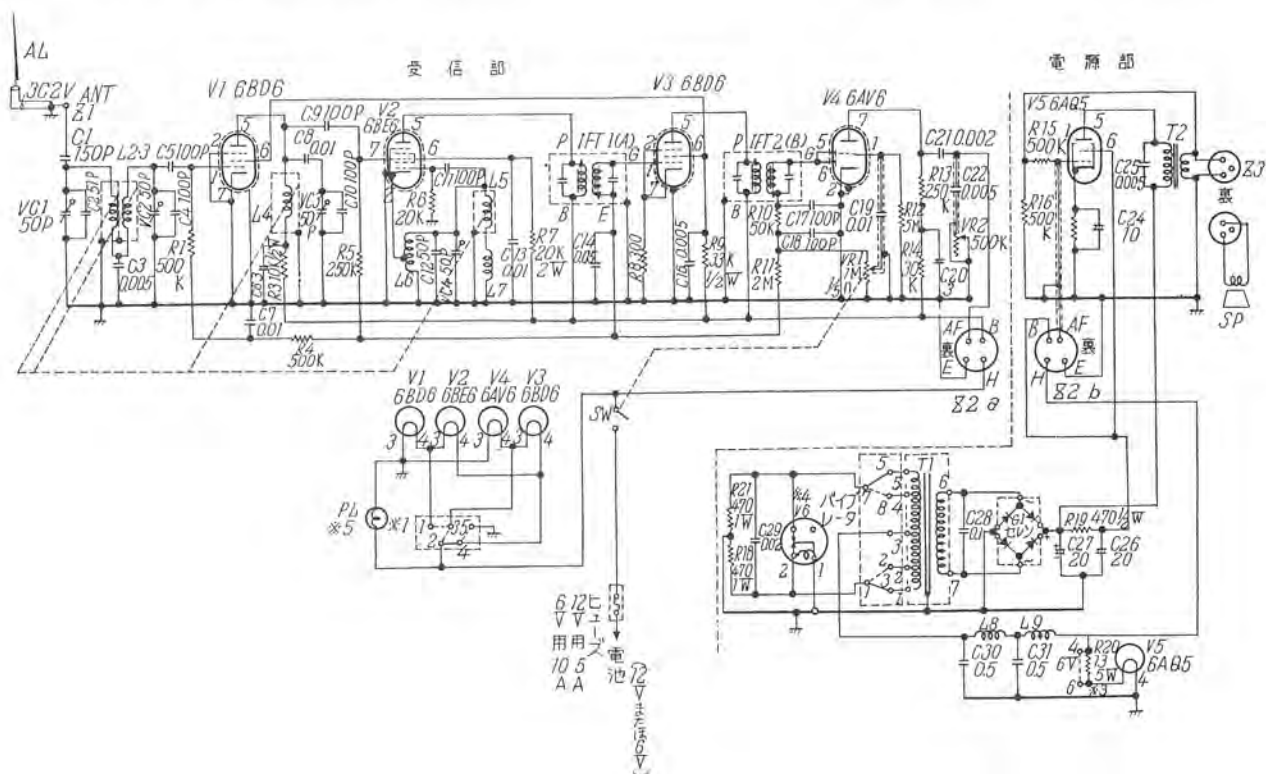


図 3.3 AR-210 形回路図

Fig 3.3 Circuit of type AR-210.

電力増巾 6AQ5 (電源部)
 整流器 Tc1.3a 形平形セレン, 単相ブリッジ
 バイブレータ マロリー 859 形 (6 V) または
 G859 形 (12 V)
 パイロットランプ 8 V, 0.2 A または 14 V, 0.1 A
 ヒューズ 10 A (6 V), または 5 A (12 V)

3.2 回路および特性 (図 3.3)

(1) トラッキング

押しボタンスイッチを用いること, 小形であることから μ 同調方式が有利であり, 局発コイルの巻線ピッチを変化してトラッキングを取る方法と, 局発コイルに直並列の補正コイルを設ける方法⁽¹⁾とがあるが, 製作上の難易の点で後者を採用した。

(2) アンテナ入力回路

オートラジオが高感度を要求するのは, 車の移動性にもよるが, 機構上制限される空中線系の貧弱さに基く。アンテナは引伸式のホイップであって, その実効高は棚のオーダであり, アンテナの伸縮による容量変化も大きい。その他エンジンノイズの除去, トラッキング誤差などを考慮して, 容量結合二重同調回路を採用した。

いま, 図 3.4 において, アンテナ誘起電圧を V_a , 出力電圧を V_o , $2\Delta f/f_0 = F$ とすると $V_o/V_a = A$ は

$$|A| = \frac{1}{\omega(C_a + C_1) |Z_a|} \cdot \frac{kQ_1Q_2}{\sqrt{(1 - Q_1Q_2F^2 + Q_1Q_2k^2)^2 + F^2(Q_1 + Q_2)^2}}$$

$Z_a = R_a - j\frac{1}{\omega C_a}$ $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ $k = \frac{C}{C_K}$ 但し $C = C_1 + C_a = C_2$

図 3.4 アンテナ入力回路

Fig. 3.4 Antenna input circuit.

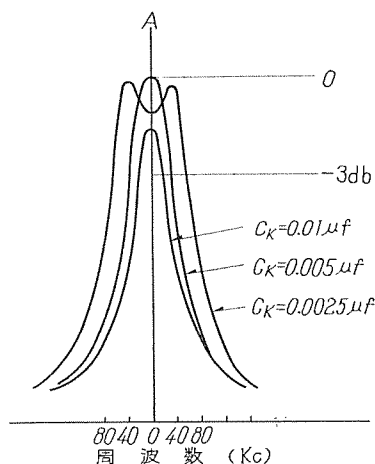


図 3.5 入力回路周波数特性

Fig. 3.5 Input circuit frequency characteristic.

となり, $kQ=1$ (臨界結合) でかつ $Q_1=Q_2$ の時最大で

$$|A|_{\max} = \frac{Q}{2} \cdot \frac{C_a}{C_1 + C_a} \quad (F=0)$$

また, 選択度特性は

$$20 \log \left| \frac{A}{A_{\max}} \right| = -10 \log \left(1 + \frac{1}{4} Q^4 F^4 \right) \quad (\text{db})$$

となる。本機では 1 Mc で, 電圧利得 18~20 db, 帯域巾 50~70 kc を得ている。

結合係数を変化したときの選択度特性を, ブラウン管上で直視した図形を図 3.5 に示す。

(3) 温度特性

夏季には周囲とセット自身の温度上昇によって, セットの温度は 70°C 前後まで上昇することがあり, 補償を施していない場合は, 局発周波数はフェリコアの温度特性に影響されて, 負の周波数ズレを生じ, 中間周波変成器では, 高誘電率チタコンの影響で, 同調周波数は正のズレを生じ, それぞれの差ははなはだしいときは 10 kc 以上となり, 急激に感度が低下する。また, 押しボタンスイッチで選局するため, 始動後にボタンをセットしても, 長時間動作中にズレを生じ, 感度, 音質ともに劣化することが多い。

本機では局発, 中間周波変成器とも, 適当な温度補償用蓄電器によって, これらのズレを抑制し, 70°C 付近でも約 2 kc 以内に収めている。(図 3.6)

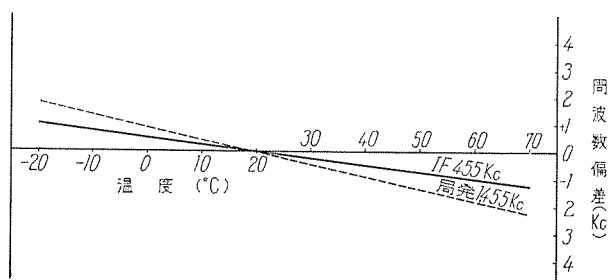


図 3.6 温度による周波数変動

Fig. 3.6 Frequency variation depending on temperature.

(4) バイブレータ回路

バイブレータはオートラジオにおいてもっとも激しい消耗品であって, 使用回路および部品が適当でないときは, いちじるしく寿命を短縮し, 妨害雑音を発生し, 故障の原因となる。とくに自動車用バッテリーは走行中ダイナモによりフローティングされており, その電圧調整範囲はかなり巾の広いもので, 公称 12 V に対し, 16~17 V にも上昇するものがある。したがって, バイブレータトランスとバッファコンデンサを選ぶときは, これらの悪条件を十分考慮しなければならず, 電池電圧の上昇によるトランスのインダクタンスの低下を見込んで, 正規電圧では, むしろオーバーバッファとなるように選んである⁽²⁾。バッファコンデンサの値と電池電圧を変化したときのバイブレータ出力波形を図 3.7 に示す。

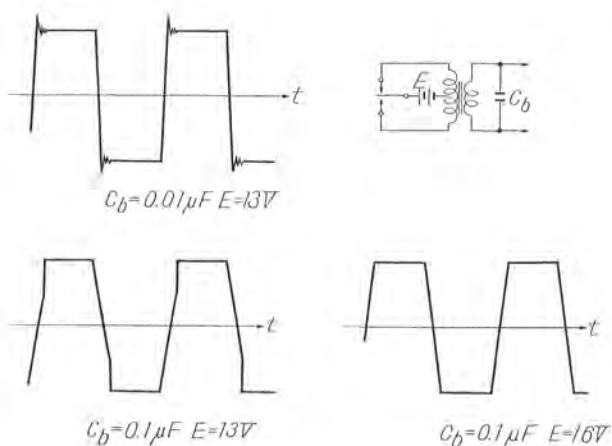


図 3.7 バイブレータ出力波形

Fig. 3.7 Waveform of vibrator output.

(5) 押しボタンスイッチ

オートラジオ製作上もっとも困難な問題の一つは押しボタンスイッチである。同調コイルのインダクタンスを変化するフェリコアの全行程は約 25 mm で、電気的選択度特性から決定される許容誤差は 1/10 mm 以下であり、しかもコアの運動は一方向でなく往復運動を行うので、機械的困難さはきわめて大きいものである。しかも使用者に与える触感は、商品として十分満足できるものでなければならない。これらの諸問題については、数度の試作によって、材質と、寸法精度を検討し、形、工具の改良と品質管理の徹底によって解決した。

とくに 1/10 mm 以下のフェリコアの位置の誤差は、機械的な測定が困難であるから、専用測定器を製作し、インダクタンスの偏差あるいは直接、周波数のズレとして測定した。図 3.8 にこの測定器の外観と、図 3.9 にそのブロックダイアグラムを示す。測定法にもいろいろ問



図 3.8 押しボタンスイッチ試験装置

Fig. 3.8 Appearance of push button switch tester.

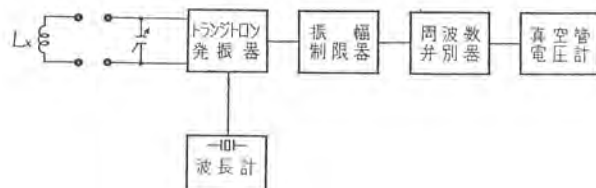


図 3.9 押しボタンスイッチ試験装置ブロックダイアグラム

Fig. 3.9 Block diagram of push button switch tester.

題があるが、任意の押し方によって、一定回数ボタンを押し、その測定値をヒストグラムに表わして判定している。

本機のおもな性能は次のようである。

- 同調ツマミの回転トルクは 500 g-cm 以下
- プリセット時、ボタンを引出すに要する力は最大 3 kg 以下

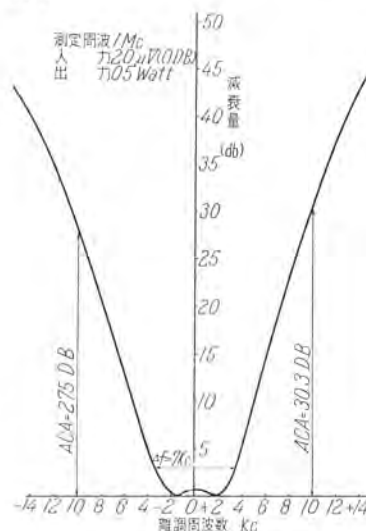


図 3.10 総合選択度特性

Fig. 3.10 Over-all selectivity characteristic.

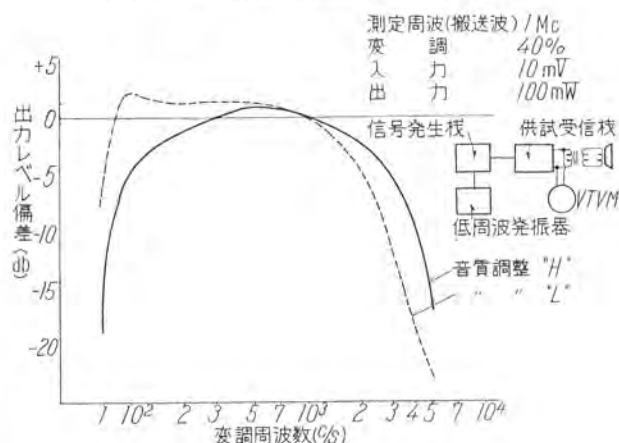


図 3.11 総合忠実度特性

Fig. 3.11 Over-all fidelity characteristic.

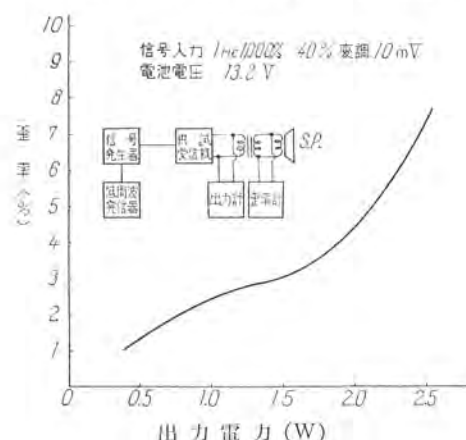


図 3.12 出力対歪率特性

Fig. 3.12 Output vs distortion rate characteristic.

- c. プリセット時, ボタンを押し込むに要する力は最大 4.5 kg 以下
 - d. 普通選局時, ボタンを押すに要する力は最大 2.5 kg 以下
 - e. プリセット時および選局時の周波数ズレは $\pm 0.2\%$ 以下
- であり, 寿命試験は 1 万回動作後, 上記 e を保証している。

(6) その他

受信機その他の主要な特性は次のようである。

- a. 映像周波妨害 -70 db 以下
- b. 中間周波妨害 -55 db 以下
- c. 総合選択度特性 (図 3.10)
3 db 帯域巾 7 kc
10 kc 離調選択度 -28~-30 db
- d. 総合忠実度特性 (図 3.11)
- e. 出力対歪率特性 (図 3.12)
出力 2.5 W 時 8% 以下
" 1 " 2% "
- f. 振動試験
全振巾 3 mm, 振動数毎分 300~1,200 回, 周期 1 分, XYZ 各方向それぞれ 30 分振動を加え電氣的, 機械的に異常を認めない。

4. AT-320 形短波チューナ

最近, 短波放送への関心が高まり, ホームラジオも 2 バンドが一般となりつつあるが, オートラジオでも, 上記 AR-56 あるいは 210 形と組合わせて, 実用性ある

妨害除去のため, 高周波増巾一段を必要とした。(図 4.1)

チューナ (あるいはコンバータ) の方式としてはいろいろ考えられるが, 自動車運転中に取扱うから, 微細な調整箇所がないこと, 簡単に最良状態のバンドに切替えること, 中波および映像周波の妨害のないこと, オートラジオとの組合わせは簡単に行え, ラジオ側にはなんら変化を与えないこと等を考慮して回路を決定した。

測定および実用試験によると, 電界強度が約 40 db 以上あれば, S/N 比 20 db 以上で受信可能であって, 図 4.2 に示す NSB の電界強度分布図より, 夏季においてもバンドを適宜切替えれば, 昼間は 9 Mc または 6 Mc, 夜間は 3 Mc または 6 Mc によって, 日本国内では, ほとんどどこでも受信可能であって, 夜間には 9 Mc 帯で若干の海外局を受信できる。

AR-210 形と組合わせた場合のおもな特性は, 次のようである。

周波数 3, 6, 9 Mc 帯の 3 バンドで 3,925 kc, 6,055 kc, 9,595 kc の前後それぞれ約 100 kc

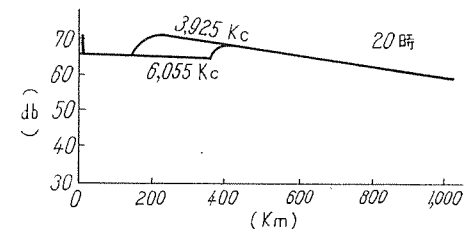
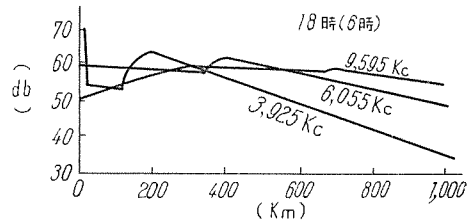
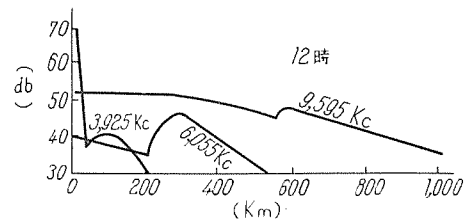
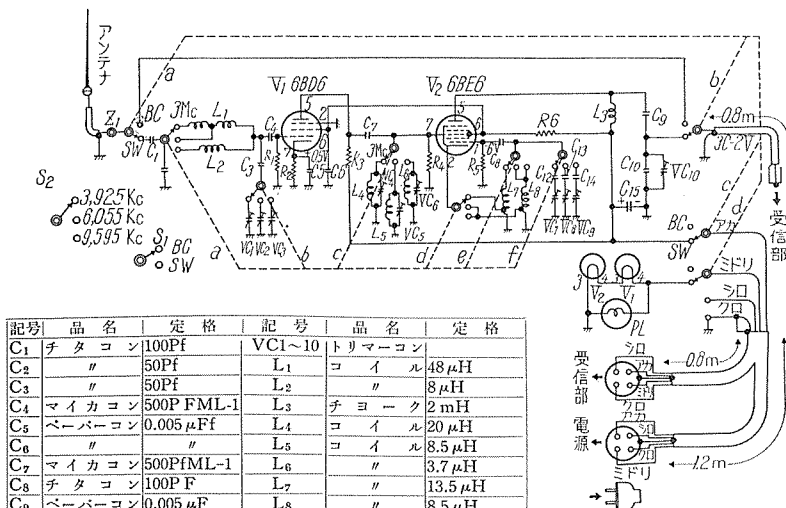


図 4.2 NSB 電界強度分布の一例
Fig. 4.2 Example of NSB electric field intensity distribution.



記号	品名	定格	記号	品名	定格
C ₁	チタコン	100Pf	VC1-10	トリマーコン	
C ₂	"	50Pf	L ₁	コイル	48 μH
C ₃	"	50Pf	L ₂	"	8 μH
C ₄	マイカコン	500P FML-1	L ₃	チョーク	2 mH
C ₅	ペーパーコン	0.005 μF	L ₄	コイル	20 μH
C ₆	"	"	L ₅	コイル	8.5 μH
C ₇	マイカコン	500Pf FML-1	L ₆	"	3.7 μH
C ₈	チタコン	100P F	L ₇	"	13.5 μH
C ₉	ペーパーコン	0.005 μF	L ₈	"	8.5 μH
C ₁₀	チタコン	50Pf	R ₁	固定抵抗	270 kΩ 1/4 W
C ₁₁	"	"	R ₂	"	75 Ω 1/4 W
C ₁₂	チタコン	100Pf	R ₃	"	15 kΩ 1/4 W
C ₁₃	"	100Pf	R ₄	"	100 kΩ 1/4 W
C ₁₄	"	50Pf	R ₅	"	22 kΩ 1/4 W
C ₁₅	ケミコン	3 μf 300V V	R ₆	"	20 kΩ 1 W

図 4.1 AT-320 形短波チューナ回路
Fig. 4.1 Type AT-320 shortwave tuner circuit.

短波チューナの製作が望まれてきた。

現在, 日本国内の短波放送は NSB (東京 10 kW) が主であって, 短波チューナの受信対象も当然 NSB を主とし, その他若干の海外放送も受信できるものとした。短波の性質上, 季節, 時間による各周波帯の電界強度の変化はかなり大きく, 条件の悪い昼間の電界分布と, オートラジオのアンテナ系の利得から, 感度の向上と映像

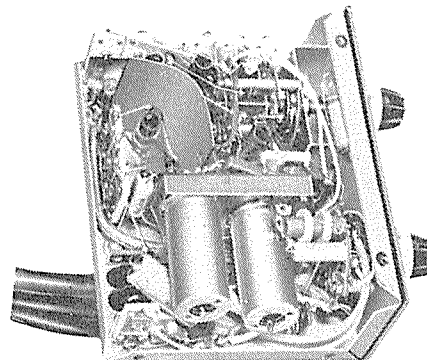


図 4.3
AT-320 形チューナ内部構造
Fig. 4.3
Interior of the tuner.

第一中間周波数 約 1,630 kc

感度 出力 0.5 W, S/N 20 db にて $10\mu\text{V}$ 以下, ただし S. N. の変調は 400 c/s, 30%

消費電力 6 V 時 5.5 A, 12 V 時 3.3 A

外観は新製品紹介記事に示してあるが, 内部構造を図 4.3 に示す。

5. トランジスタオートラジオ

トランジスタの量産態勢が急激に拡充整備されつつあるので, 性能価格の点でも真空管式に十分対抗しうようになりつつあり, かずかずの利点のために, 将来はすべてトランジスタセットが使用されるのではないと思われる。オートラジオをトランジスタ化した場合に得られる利点は多々あるが, 中でも

a. 小形にできる。

セット自身小形にしうるのみならず, バイブレータ回路および整流器が不用となるため, 電源部がなくなり, 装着の簡易と, 価格の低減を期待しうる。

b. 電流消費が激減する。

真空管式と同程度の出力を有するものでも, 電流消費は約 1/10 に減少するので, 各種の電装品を取付ける最近の自動車でも, ダイナモやバッテリーの容量を大きくしなくてすみ, 停車中の長時間受信も可能となる。

c. プリント配線と, 部品の小形化によって, 対振性良好となり, 内部の発熱の減少と相まって, 故障が減少する。

の三つが最大の利点である。しかしながら, 良好な性能をうけるには, 設計に際して次のような点で, トランジスタ独自の考慮が払われなければならない。

a. 内部雑音の低下と感度の向上。

b. 中間周波増巾の安定化。

c. 良好な AVC 特性をもたせること。

d. 温度変化に対し安定ならしめること。

5.1 入力回路と雑音

オートラジオの感度としては, その使用条件から考えて, S/N 20 db で入力電圧 $10\mu\text{V}$ 程度が望ましい。このような感度をうけるに必要なトランジスタの雑音指数および入力回路について検討してみる⁽³⁾。

アンテナはホイップであるから, その抵抗分はかなり小さく, 省略すると, π 形の入力回路は簡単に図 5.1 のように表わせる。 R_i はトランジスタの入力インピーダ

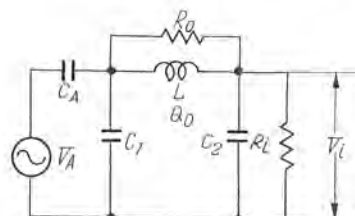


図 5.1 アンテナ入力回路 (1)

Fig. 5.1 Antenna input circuit (1).

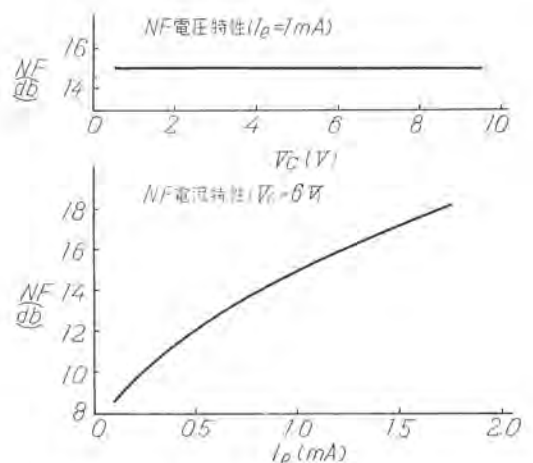


図 5.2 NPN グロウンジャンクショントランジスタの雑音特性の一例

Fig. 5.2 Example of noise characteristic of NPN transistor.

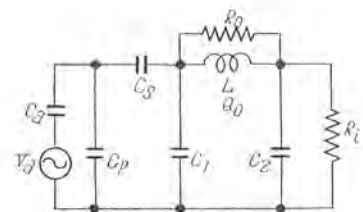


図 5.3 アンテナ入力回路 (2)

Fig. 5.3 Antenna input circuit (2).

ンス, V_A はアンテナ誘起電圧である。トランジスタの雑音指数を F , 変調度を m , 回路の無負荷 Q を Q_0 , また総合雑音帯域巾を Δf_A とすると, 音声出力における S/N 比は次式で示される。

$$\frac{S}{N} = \left(\frac{C_A}{C_A + C_1} \right)^2 \cdot \frac{m^2 \cdot Q_0^2 \cdot V_A^2}{4 \cdot k \cdot T \cdot R_0 \cdot \Delta f_A \cdot F} \quad (5.1)$$

ただし k : ボルツマン定数

T : ケルビン温度

また $C_2 \gg C_1, C_A$

したがって, 代表的な値として, $C_A = 75 \text{ pf}$, $C_1 = 75 \text{ pf}$, $Q_0 = 40$, $m = 0.3$, $\Delta f_A = 6 \text{ kc}$ とすると

$$V_A = 0.33 \sqrt{F \cdot \frac{S}{N}} \mu\text{V} \quad (5.2)$$

したがって, V_A が $10\mu\text{V}$ で S/N, 20 db (100) をうけるには F は 10 (10 db) 以下を要する。NPN グロウンジャンクショントランジスタの NF 特性の一例を図 5.2 に示す。しかし, 実際の回路は図 5.3 で表わされ, C_A をアンテナ容量, C_p をフィードなどの容量, C_s をセット内の直列容量とすると, 式 (5.2) に相当するものとして次式が得られる。

$$V_A = \frac{(C_A + C_p)(C_s + C_1) + C_1 C_s (0.16)}{C_A C_s} \cdot \sqrt{F \cdot \frac{S}{N}} \mu\text{V} \quad (5.3)$$

ここで

$$\frac{(C_u + C_p)(C_s + C_1) + C_1 \cdot C_s}{C_u \cdot C_s} \equiv \kappa, \quad \frac{C_p}{C_u} \equiv \alpha,$$

$$\frac{C_s}{C_u} \equiv \beta, \quad \frac{C_1}{C_u} \equiv \gamma$$

とすると、

$$\frac{\partial \kappa}{\partial \alpha} > 0, \quad \frac{\partial \kappa}{\partial \beta} < 0, \quad \frac{\partial \kappa}{\partial \gamma} > 0 \quad \text{であるから、}\kappa\text{には極大、極小は存在せず、感度を向上するには}\beta\text{を大、}\alpha、\gamma\text{を小にして}\kappa\text{を小さくしなければならない。すなわちあるアンテナに対しては、アンテナ以外の並列容量}C_p\text{と、同調容量を極力小にし、直列容量}C_s\text{を大にする必要があるが、一方、アンテナ伸縮による容量変化がおよぼす離調を防止するためある程度の}C_s\text{は必要であり、取付上の問題からも、}C_p\text{を0にすることはできない。これらを考慮すると、}10\mu\text{V}\text{という値はやや困難である。試作セットでは、}10\sim 15\mu\text{V}\text{が得られた。}$$

5.2 中間周波増巾回路

中間周波増巾器では、安定に高利得をうるために、一方向化が必要であるが、コレクタ容量 C_c のバラツキ、および中和器電器の容量誤差のために、量産セット全部の中和を完全にすることは困難であり、若干の挿入損の犠牲によって安定化をはからなければならない⁽⁴⁾。すなわち、真空管の極限増巾度が、 C_{pp} と周波数で決定されるように、トランジスタの側路容量の安定限界の大きさは、増巾段数が一で、入出力が共振整合しており、最大利得がえられた場合、図5.4において、次の式で示される。

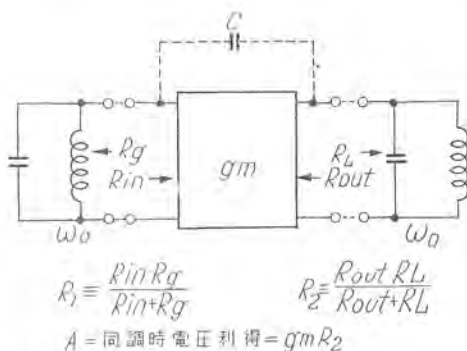


図 5.4 中間周波増巾器

Fig. 5.4 Intermediate frequency amplifier.

$$\Delta C_0 = \frac{8}{\omega g_m R_{in} R_{out}}$$

したがって、中和器電器の容量誤差と、 C_c のバラツキによる残存側路容量が ΔC_0 より多いと、不安定となり、発振または選択特性のひずみを生ずるから、入力または出力において、整合をズラし、 ΔC_0 の増加を図らなければならない。このとき $R_{in}/2R_1$ および $R_{out}/2R_2$ が挿入損を示す。

したがって、安定度の点から見れば、トランジスタとしては、 C_c が小さいこと、とくにそのバラツキが少ないこと、入出力インピーダンスがあまり高くなくことが望ましい。一方、中間周波変成器の LC の構成上、出力インピーダンスが高いと、コレクタタップの位置が高くなり C_c のバラツキによる離調の影響が大になるが、 α が大きいほど大となる。

5.3 AVC 回路

一般にコレクタ電圧制御より、種々の点で実用的なコレクタ電流制御が用いられるが、検波器にダイオードを使用したときは回路の簡易化と価格の低減の代りに、制御電力が不足する。したがって被制御段を直流増巾として使用し、継続に接続する方法が用いられる。この際側路または反結合蓄電器による時定数と位相回転が問題であって、その減少を考えるとともに直流安定係数 S を十分小さくして安定化をはかり、しかも十分に AVC 効果を上げなければならない。試作セットでは、いろいろ

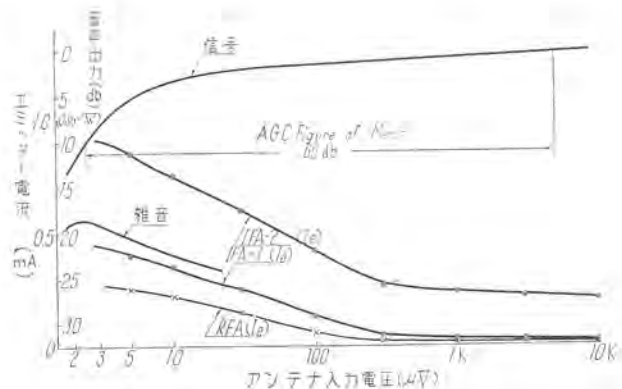


図 5.6 AVC 特性

Fig. 5.6 AVC characteristic.

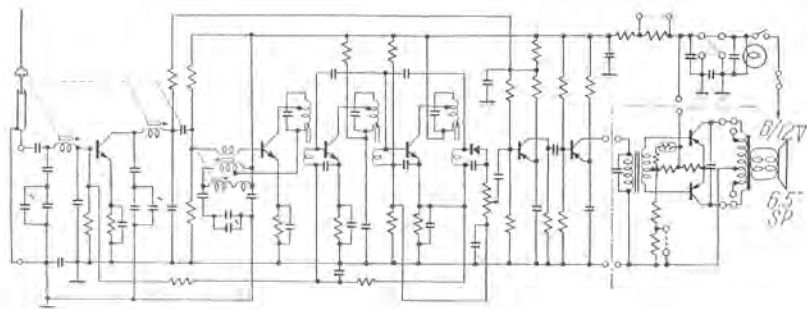


図 5.5 試作トランジスタオートラジオ回路図

Fig. 5.5 Circuit diagram of trial-made transistor radio.

の組合わせの継続接続を行ってみたが図5.5に示す回路で良好な特性を得た。図5.6にそれを示す。

5.4 温度による影響

セット周囲の温度変化がおよぼすもっとも大きい影響は、終段電力増巾器の I_{co} の増加であって、局発周波数と中間周波数のズレは真空管式とほぼ同様である。電力増巾部にはサーミスタを用い、局発および中間周波部は補償

用蓄電器によって補正し、その他の部分の直流バイアス回路の S はすべて 5 以下に選んでいる。サーミスタとしては、 50°C の温度変化に対し、 V_{be} を $0.1\sim 0.15\text{ V}$ 変化させるものが必要である (図 5.7)

5.5 試作セットのおもな特性

図 5.5 に示す試作セットの主な特性は次のとおりである。

方式 高周波一段増巾スーパーヘテロダイン
周波数 535 \sim 1,605 kc
中間周波数 455 kc

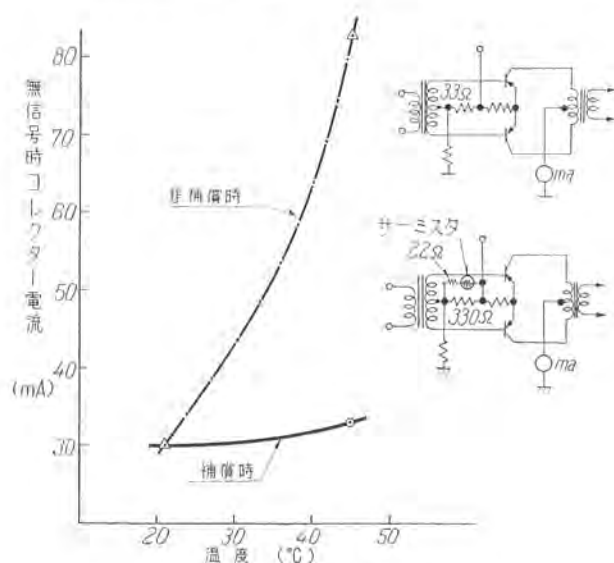


図 5.7 温度補償特性

Fig. 5.7 Temperature compensation characteristic.

スピーカ出力 約 2.0 W ただし歪率 10% 以下
感度 出力 0.5 W , S/N 20 db にて $15\mu\text{V}$ 以下
消費電力 6 V 時約 0.5 A , 12 V 時約 0.3 A

6. む す び

以上、三菱オートラジオの現情と今後について、その概要を紹介したが、オートラジオとしては、上に述べた以外に、装着時に十分処置すべき雑音防止の問題がある。本質的に、ラジオセット自身はアンテナ実効高の貧弱さを補うべく、できるかぎり高感度に設計製作されたものであるため、車体内のイグニッションプラグその他の電装品より発生する雑音を防止しなければならないのはもちろんのことであり、取付時の不手際によって、これらの処置が不完全では、快適な放送受信は望めない。新車の場合は当面さして問題はなくとも、ある時期を経過したときのことを考え、あらかじめ十分手段を講ずべきである。また各種の自動車によって、有効な雑音防止法の詳細はおのずから異なるもので、これらについて筆者らはかなりの経験を得ているが、取付リービスの技術に関連するので他の機会にゆずりたい。

終りにあたり、三菱オートラジオの育成、発展のため種々ご教示、ご協力をいただいた関係者各位に深く敬意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) A. W. Simon "Tracking Permeability-Tuned Circuits" Electronics, Sept., 1946, p. 138.
- (2) R. H. Evans "Vibratory Power Converters: An Analysis of Performance and Design" P.I.E.E., Part C, 1955.
- (3) L. A. Freedman "Design Considerations in the First Stage of Transistor Receivers" RCA Review, June, 1957, Vol. XVIII, No. 2.
- (4) T. O. Stanley "Stability Considerations in Transistor IF Amplifiers" RCA Lab. LB-1014, Dec. 1955.

水銀中における抵抗形点弧子の特性

研究所 岡田 武夫*・青木 伸一*

Characteristic of Resistance Ignitor in Mercury

Engineering Laboratory Takeo OKADA • Shinichi AOKI

Rectangular voltages produced by a delay network were impressed on a resistance ignitor to investigate its ignition characteristic. The results revealed that the idea of producing the ignition when a definite electric power density or energy density concentrates at a central point between the ignitor and the arc was very dubious. It is most likely that the phenomenon takes place because a hump is induced on the surface of the mercury by an electric force due to a high electric field and the mercury ruptures eventually. This has been the concept of W. W. Rigrod of Westinghouse and has been confirmed by the writers.

1. ま え が き

イグナイトロンの点弧用として使用されている抵抗形点弧子(以下単に点弧子と呼ぶ)は、実用化されてからの歴史は長く、その点弧現象については実験的に相当詳細に調べられてはいるが、まだ十分な理論的説明はない。一方、実用面ではわずかな点弧電力で確実に点弧することが点弧子に対してとくに強く望まれており、また点弧時間(電圧印加後点弧するまでの時間)を現在よりさらに短縮させることが、点弧子としての必要条件になってきている現状にかんがみ、矩形波電圧を点弧子に印加して点弧特性を調べることににより、上記の諸点を解明する手がかりを求めようとした。

その結果、点弧は従来考えられていたように、点弧子と水銀との接触点における電力密度またはエネルギー密度が、一定値に達したときに起きるというよりも、むしろ Beam⁽¹⁾ 氏の測定結果に対して Tonks⁽²⁾ 氏が計算したように、強電界による静電引力が水銀面上の微小突起を誘発し、さらには表面に亀裂を生じさせる結果、その場所の水銀からの電子放出の増大と水銀蒸気密度の上昇とを促進させ、ひいては陰極輝点にまで成長するという経過を考察することが、点弧現象に対する正しい解釈とみられるに至った。そこでこのような現象をもっとも簡単な条件のもとで調べるために、ある距離を離して水銀面上に直立させたタングステン針に高圧を加えて、その印加電圧値と点弧時間との関係を調べた結果、点弧子の点弧特性と類似の傾向が得られたので、点弧子の点弧機構についての上記の結論は妥当なものと思われる。

2. 実験回路

点弧子に矩形波電圧を印加する回路は、図 2.1 に示すように可変直流電源からパルス形成回路を充電し、サイラトロン 6G76 を通して放電させるものである。矩形波電圧の高さは電源電圧により、その巾はパルス形成回

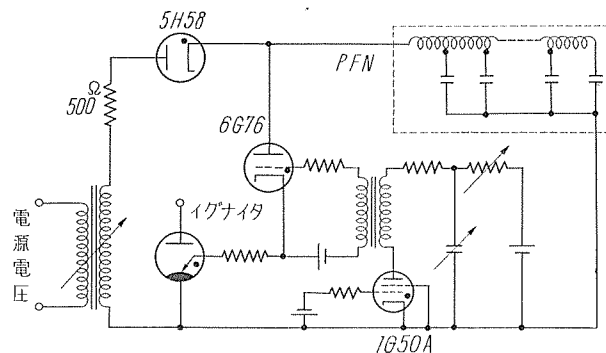


図 2.1 測定回路

Fig. 2.1 Measurement circuit.

路の定数により変化させた。また 6G76 の格子に加える電圧の周期を変えることにより、印加矩形波の周波数を可変にした。パルス形成回路は LC による遅延回路方式を用い、その定数は $30\mu\text{s}$ までは図 2.2 のような、 $350\mu\text{s}$ までは図 2.3 のような値を用いた。この場合、矩形波はその波頭波尾の傾斜は前者では $2\mu\text{s}$ 以下、後者では $10\mu\text{s}$ 以下である。点弧の確認はブラウン管の波形および肉眼での輝点の確認により行った。なお陽極はそのピックアップ特性を調べるときだけ電圧を加えたが、ふだんは使用しなかった。また水銀はつねに清浄であることに注意した。

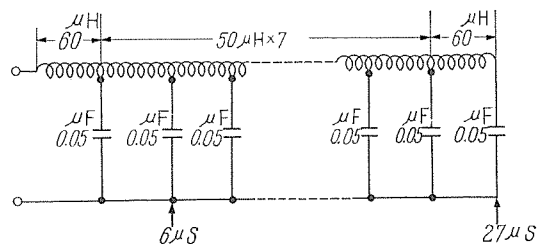


図 2.2 パルス形成回路 (1)

Fig. 2.2 Pulse forming circuit.

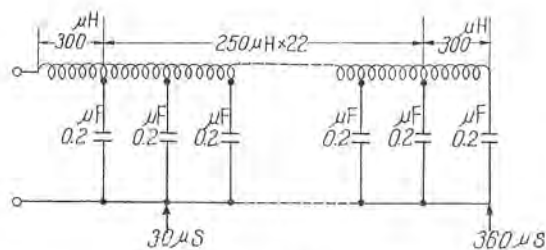


図 2.3 パルス形成回路 (2)
Fig. 2.3 Pulse forming circuit.

3. 実験結果

3.1 1 サイクルの場合

点弧による温度上昇のため点弧子の抵抗値が減少し、その点弧特性が変化することはよく知られているが、この場合、温度上昇による抵抗変化は、電圧を加えてから点弧するまでの1周期の間ではほとんど起らないで、長い周期にわたっての実効電流によるものであることは実験的に知られている。⁽³⁾ 今回の実験では、点弧現象に対して抵抗変化の影響を除くために、毎秒1回の割合で矩形波電圧を加えた場合の点弧特性を求めた。このようなおそい繰り返しでは長期間にわたる抵抗変化も認められず、ブラウン管の波形により求めた抵抗値は、オーム計により計った値とほぼ一致した。そこである点弧子について、一定巾の矩形波電圧を印加しながら次第に電圧値を上昇させてゆき、100回に1回だけ点弧する電圧 V_p と、100回で1回だけ失弧する電圧 V_n とを縦軸とし、印加した矩形波電圧の巾(点弧時間に相当する)を横軸としてプロットした一例が図 3.1 である。点弧子抵抗は一定であるから点弧電流 I_0 、 I_p は電圧曲線と類似した形となる。この実験は材質および形状の相違した15本の点弧子について、その浸漬度を変えて行った。そのとき

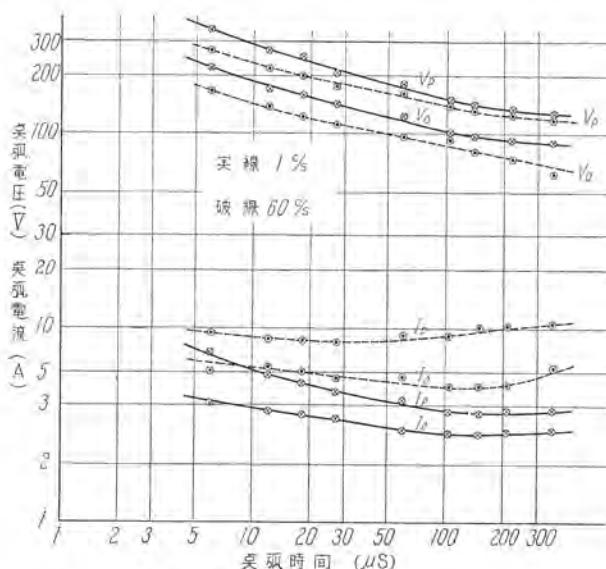


図 3.1 矩形波による点弧特性の代表例
Fig. 3.1 Typical example of ignition characteristics caused by rectangular waves.

の点弧電圧—電流特性は、従来報告されている傾向と類似のものであるから、⁽³⁾ 省略するとして、点弧電圧電流と点弧時間との関係はすべて図 3.1 に代表される傾向とよく類似している。

3.2 60 サイクルの場合

60 サイクルで点弧させる場合は図 3.1 点線のような特性曲線となり、これを同一の点弧子で1サイクルで点弧した場合の特性曲線と比較すると、点弧電圧はほとんど等しいかまたはわずかに低くなるだけであるのに対して、点弧電流の方は1.5倍から2倍近くも増加している。また電圧は点弧時間の増加とともに低下するのは、1サイクルのときと同一ではあるが、電流の方は100 μs 以上ではかえって増加してゆく。これらは今回実験した全点弧子について同一傾向を示し、点弧子の加熱による抵抗の減少に原因するものであり、この傾向は Marshall⁽⁴⁾ 氏が三角波電圧で求めた実験値ともよく一致する。

4. 従来の考え方と実験結果との比較

従来の点弧機構に対する考え方を、その二つの主流である一定電力・一定エネルギー説と、一定電界説とに分けて考察してみる。

4.1 一定電力・一定エネルギー説

一定電力説としては、まず浜田氏⁽⁵⁾が水銀との接触周辺単位長あたりに一定の電力を与えれば点弧すると述べているが、これは正弦波を60サイクルで同種点弧子に加えるという条件のもとに得られた結論で、点弧子の材質および点弧子内部の温度分布、あるいはそれへの印加電圧波形などが変れば変化するものであり、現に浜田氏も同一文献中でコンデンサ放電により点弧させた場合の点弧電力は、正弦波の場合よりも大きな値を得ている。

この考え方を一歩進めて山田、池田氏⁽⁶⁾は微小輝点を形成するには、その局部に特定の電力密度を必要とするとして、印加した三角波電圧の上昇率を変化させたときの点弧特性から、平均の電力密度、電界強度および電流密度を算出している。しかしこの実験は、実験者自身も指摘しているように、一方的に上昇する電圧を加えたのでは、輝点発生までの遅れ時間については考慮されていなくて、これを考慮した今回の実験では、点弧時間を長くすると点弧電流は図 3.1 のように次第に減少するという結果であるから、点弧には一定の電力密度が必要であるとまず仮定して考察を進めるということは、点弧現象に対する正しい解明方針といわれない。また一定エネルギーに達した場合に点弧するという考え方に立って Mierdel⁽⁷⁾ 氏は

$$\frac{j_0^2 \cdot \Delta t \cdot d^{3/2}}{Kcp} = \text{const.} \quad (4.1)$$

ただし、 j_0 : 電流密度、 K , c , p : それぞれ点弧子の導電率、比熱および密度という式を導いている。

彼は式 (4.1) が点弧条件であるとしているが、点弧時間として Δt を直流電圧のときは一律に $5 \mu s$ ととり、コンデンサ放電方式では Δt を零から無限大の時間までと

った点は考慮の余地があり、彼自身のいうような一定エネルギー説とみるべきであり、この点ややはり上記のような検討の余地が残されている。要するにこれらの諸論文の考え方は、いずれも点弧時間に対しての考慮が足りないうらみがある。

ここでごく概念的に加えられたエネルギーが全部点弧にあずかるとして一定エネルギー説を検討してみると今回の実験では

$$I^2t = \text{const} \dots \dots \dots (4.2)$$

I : 点弧電流, t : 点弧時間

という形になるべきである。いま $I^2t = 100, 200, 400 \text{ A}^2 \cdot \mu\text{s}$ の曲線群を描くと図 4.1 の鎖線のようになり、実

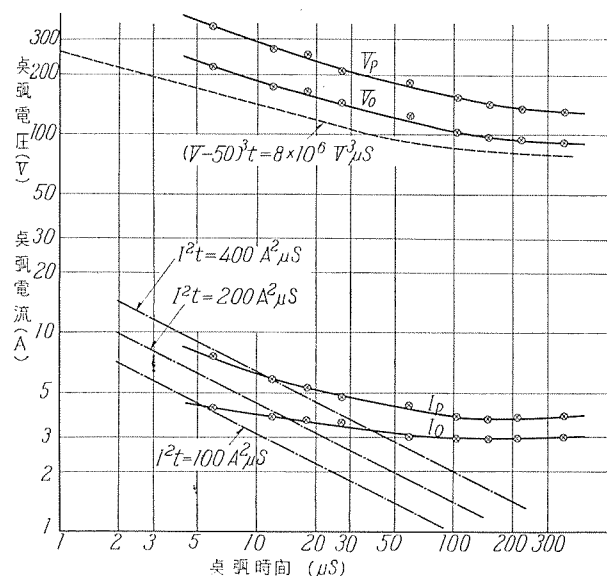


図 4.1 点弧特性曲線と理論式の比較

Fig. 4.1 Comparison between ignition characteristics and theoretical equation.

験値とはその傾斜がいちじるしく異なる。この傾斜の相違からみると、水銀中への熱放散を考慮に入れても、なお一定エネルギー説は認めがたいと考えられる。

4.2 電界説

ここで電界説について考察すると、Rigrod⁽⁸⁾ 氏の導いた点弧確率の式

$$P = k(E - E_{\infty})^3 / p^2 \dots \dots \dots (4.3)$$

ここで、 E : 水銀との接触点の電界強度,

E_{∞} : 特定な電界強度, p : その点の固有抵抗

を利用すると、1 サイクル点弧の場合は抵抗の温度変化はなく、 E は印加電圧 V に、 p は点弧子抵抗 R にそれぞれ比例するから、式 4.3 は

$$P = k'(V - V_{\infty})^3 / R^2 \dots \dots \dots (4.4)$$

となる。微小時間 dt の間点弧子に電圧を加えて、その間に点弧する確率が pdt であるから、電圧を加えて後時間 t の間まで点弧しない確率 p は次の式で与えられる。⁽⁹⁾

$$1_n P = - \int_0^t pdt \dots \dots \dots (4.5)$$

Marshall⁽¹⁰⁾ 氏が計算したように、矩形波の場合には式

(4.4), (4.5) から

$$\begin{aligned} 1_n P &= - \int_0^t \frac{k'(V - V_{\infty})^3}{R^2} dt \\ &= - \frac{k'}{R^2} (V - V_{\infty})^3 t = -Q \dots \dots \dots (4.6) \end{aligned}$$

ここで P は矩形波電圧 V を t 時間加えた場合に点弧しない確率を与えるもので、普通は 30 秒間に 1 回点弧しない確率で定義しているが、今回の実験では 100 回に 1 回点弧する電圧 V_0 の場合は、 P は 99/100, 100 回で 1 回のみ失弧する電圧 V_p の場合は、 p は 1/100 となるから、前者では Q は $1_n 100/99$, 後者では $1_n 100$ として与えられる。式 (4.6) から

$$t = R^2 Q (V - V_{\infty})^{-3} / k' \dots \dots \dots (4.7)$$

すなわち

$$(V_0 - V_{\infty})^3 t = R^2 1_n \frac{100}{99} / k' = \text{const.}_1 \dots \dots \dots (4.8)$$

$$(V_p - V_{\infty})^3 t = R^2 1_n 100 / k' = \text{const.}_2 \dots \dots \dots (4.9)$$

式 (4.8), (4.9) における V_{∞} とは、点弧子に直流電圧を加えた場合、点弧子抵抗が不変に保たれると仮定したときの点弧電圧であり、いま経験的に推定して $V_{\infty} = 50 \text{ V}$ と仮定し、さらに式 (4.8) の const._1 を $8 \times 10^6 \text{ V}^3 \cdot \mu\text{s}$ と仮定すると、(後者の値についてはここでは傾向をみるだけであるから任意に仮定してもよい) 式 (4.8) は図 4.1 の点線で示す曲線となり、同図に示す実験値と実によく近似する。この実験値と計算値とのよい一致から、Rigrod 氏が上昇率の異なる三角波電圧による実験値から推論した確率式 (4.3) の正しさを実験的に証明したものであると思われる。

5. 考 察

Beam⁽¹¹⁾ 氏の実験によれば、水銀陰極からのアークは $1 \mu\text{s}$ の中のパルスで 10^6 V/cm 程度の電界で生じ、Fowler, Nordheim 氏により理論計算された $3 \times 10^7 \text{ V/cm}$ の値より低い値を示すことを認めた。Tonks⁽¹²⁾ 氏は水銀面上の垂直電界が、ある臨界値(彼は 53 kV/cm と計算)をこえると、静電引力により水銀面上に小突起が成長し、ついに表面亀裂を生じるに至ることを理論的に証明し、電圧印加してから表面亀裂を生じるに至るまでの時間を、次の式で示した。

$$t = \{5.4 + 2.831_n (y_0/y_a)\} \times 10^{-6} E^{-3} \dots \dots \dots (5.1)$$

ここで t は表面亀裂を生じるまでの時間 (μs), E は電界強度 (M V/cm), y_a は初期の突起の高さ, y_0 は表面亀裂を生じる直前の突起の高さである。すなわち初期の突起 y_a が表面亀裂を生じる直前の突起の高さ y_0 に等しい場合は、 1 MV/cm の電界を加えた場合 $5.4 \mu\text{s}$ で亀裂を生じる。なお y_a が y_0 より小さければ、 y_0 に達するまでの時間がさらにそれに加算されるわけである。Tonks 氏は電界強度 E の非常に大きな範囲を問題にしているが、実際の場合は電界強度 E が、ある限界の電界 E_{∞} より小さいときは表面亀裂は生じないのであ

るから、その条件を加味すると E は $(E - E_{\infty})$ で示すべきである。点弧子内部の抵抗変化が少ないときは E は V_0 に比例するということから、式 (5.1) は簡単に

$$I(V - V_{\infty})^3 = \text{const.} \dots\dots (5.2)$$

となる。この式で const. の中には初期の突起 y_a が含まれているが、これは点弧子の材質および表面状態に関係する値である。Tonks 氏が式 (5.1) を導くに際して設けたいくつかの仮定や、この式を導き出す途中においておかしている誤りを考慮に入れると、実験値とこの式との間の定量的な関係を求めるのは、いささか無理とは思われるが、以上の仮定や誤りを考慮に入れても、少なくとも式 (5.2) の関係はなりたつ。なお追って発表する予定であるが、水銀突起の成長状況を観察した結果から、Tonks 氏の仮定を少し修正すれば実験結果と非常に近似した理論式を導きうる。式 (5.2) は、式 (4.8), (4.9) と一致し、図 4.1 に示した実験結果とも良く一致する。

なお一定電力説、一定エネルギー説の根拠となった実験結果は、電界説でも説明できるもので、それは Rigrod 氏の論文に詳しく、点弧確率の式 (4.3) の導出過程において十分その実験結果は織り込まれている。

6. 短ギャップ点弧の実験

以上で点弧子の点弧機構としては静電引力により水銀面上に微小突起が成長し、ついに表面に亀裂を生じることが、その場所の水銀からの電子放出の増大と水銀蒸気密度の上昇とを促進させ、ひいては陰極輝点にまで成長するという経過をたどるものと考えられる。そこでその現象をもっとも簡単な条件で調べるために、水銀を陰極とした短ギャップに高圧を加えて、その印加電圧値と点弧時間との関係を調べてみた。その実験回路は図 6.1 に示す。スイッチ Sw を投入することにより、サイラトロン 4G78 は格子に E_B による正電圧が加えられて導通し、コンデンサ C の電荷は 4G78 と負荷抵抗 R とを

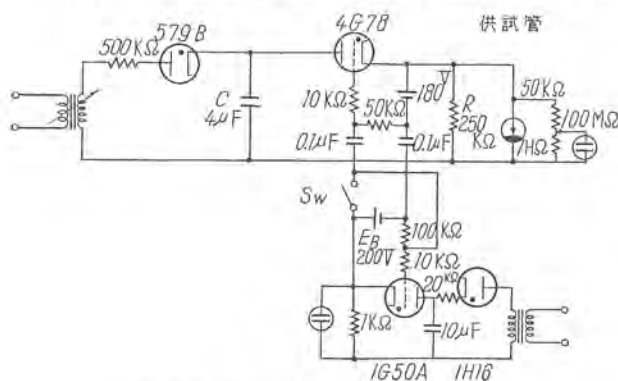


図 6.1 短ギャップ点弧特性測定回路
Fig. 6.1 Short gap ignition characteristics measurement circuit.

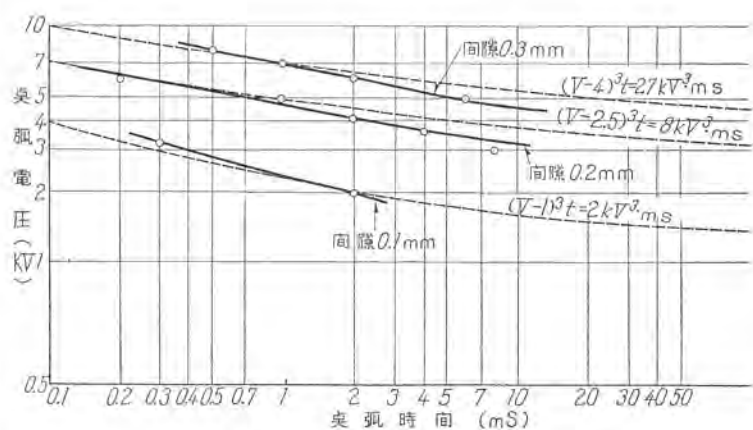


図 6.2 矩形波電圧による短ギャップ点弧特性

Fig. 6.2 Short gap ignition characteristics due to rectangular voltage.

通じて放電する。このとき定数は非常に長いので、波頭は事実上矩形波とみなされる。この電圧が放電を開始するまでギャップ間に加えられるわけであり、この波形を供試管と並列にそう入したブラウン管オシログラフにより観察した。ブラウン管の時間軸は Sw を閉じる際にサイラトロン 1G50A が放電することにより、1kΩ の抵抗の両端に生じるのこぎり波形でふらして現象との同期をとり、ギャップに放電が生じるとその間の電圧は降下するから、それまでの時間をもって点弧時間とした。

供試管は直径 30 mm のガラス管で、下部の水銀陰極面上に下部突端を 5 度の角度でとがらした、直径 1 mm のタングステン棒を直立させた。陰極は水銀面の移動が自由なためギャップの調整が可能で、水銀の新しい面がつねに現われるような構造とし、周囲のガラス内壁はニッケル板でおおって陰極と同電位に保った。供試管はつねに排気しながら、水銀と針とのギャップが 0.1, 0.2, 0.3 mm の各場合につき実験を行った。

顕微鏡で観察すると、針に電圧を加えるとその真下の水銀面に凸形の突起が生じ、電圧の上昇とともに突起は次第に成長し、その高さが約 0.1 mm に達したとき（この高さは放電ギャップの距離により決まる）第 2 段階である針状の突起に変わるとともに、その頂上から水銀蒸気のジェットが生じて放電に至ることが観察される。この現象については現在実験中であり、その詳細な報告はあとに譲るとして、図 6.1 の実験回路により求めた印加電圧と点弧時間との関係は図 6.2 のようになる。印加電圧一定のときでも、点弧時間には、10% 程度のばらつきはあるので、平均値で示したのが同図の丸印である。参照した点線は $(V - V_0)^3 t = \text{const.}$ という関係を保った曲線であり、この場合 V_0 としては直流電圧を加えた場合に放電する最低電圧（ギャップ 0.1 mm で 1 kV, 0.2 mm では 2.5 kV, 0.3 mm では 4 kV）をとり const. は実験値の一つに合わせてとった。この const. は放電ギャップの長さの関数となる。 V_0 は直流による放電開始電圧にとった今回の値よりは実際には少し低くとるべきであり、その場合はさらによく実験値と一致する。

7. む す び

以上 Tonks 氏が計算により導いた結果および図 6.2 に示す実験の傾向から、水銀を陰極とする短ギャップ放電特性は $(V-V_0)^{3/2}t = \text{const.}$ という関係にしたがうものであり、このことは放電開始が電界による水銀表面の変形および亀裂に原因すると考えられ、また点弧子の点弧においても実験的に $(V-V_0)^{3/2}t = \text{const.}$ という傾向が求められることから、この場合も前と同様な経過をたどるものと思われる。しかし点弧子の場合、局部的加熱による水銀の表面張力の減少や水銀面の乱れなどが、点弧をさらに容易にするように作用することが予想される。

抵抗形点弧子の点弧は高電界により生じるということは、その発明者である Slepian 氏初め Westinghouse の研究者達のつとに予言したところであるが、点弧子と水銀との接触点に生じる電界強度を計算すると、いわゆる冷陰極放出を生じる 10^7 V/cm という電界強度に 1 桁以上も足りないということから、この考えは疑問視されていた。しかしこの場合、電界が直接冷陰極放出に結びつくものではなく、これが点弧子に接触した水銀面の変形を促し、亀裂を生じさせることにより、局部的な水銀蒸気圧の上昇および電子放出を促進させ点弧に至ると考

えるのであり、短ギャップ放電における図 6.2 の結果からも、点弧時間 $10 \mu\text{s}$ における（実際の点弧子の点弧時間に相当する）電界強度が 10^6 V/cm 程度になるという点も、上記の考えを支持する一例となる。なお水銀を陰極とする短ギャップにおける火花放電の発生およびその陰極輝点への発展過程に生じる現象については、現在実験中である。

末筆ではあるがこの研究に対し終始ご指導、ご便宜をいただいた名大山本教授、三菱電機研究所八十田物理第二研究室長、また種々実験に協力していただいた青島技師に厚く御礼申し上げる。

参 考 文 献

- (1) J. W. Beam: Phys. Rev. **44**, 803 (1933)
- (2) L. Tonks: Phys. Rev. **48**, 562 (1935)
- (3) E. G. F. Arnott: J. A. Phys. **18**, 660 (1941)
- (4) D. E. Marshall: T. A. I. E. E. **66**, 1519 (1947)
- (5) 浜田: 電学誌 **72**, 363 (昭 27)
- (6) 山田・池田: 電学誌 **72**, 769 (昭 27)
- (7) G. Mierdel: Siemens Werk **15**, 35 (1936)
- (8) W. W. Rigrod: J. A. Phys. **22**, 787 (1951)
- (9) Daw & Power: E. E. **54**, T-942 (1935)
- (10) D. E. Marshall: T. A. I. E. E. **101** (1949-9)

次 号 予 定

三菱電機 Vol. 32 No. 8

荷役用電機品特筆

- 最近の交流クレーン用三相誘導電動機
- 交流クレーンのリアクトル制御
- サイロ用穀類搬送機械の総括制御
- 電気ホイスト
- 自動式交流発電機

- 交直兩用電車
- 電車用主電動機の現車試験
- 南海電鉄（軌道線）納電車制御装置

- 磁気消弧直流避雷器
- 直流避雷器の内雷動作責務とその応用
- 生産工場におけるロードセンタ
- G形記録計器
- 三菱トランジスタラジオ
- 技術解説：火力発電シリーズ
- W 社文献抄訳
- 特許と新案
- ニュースフラッシュ

密封形イグナイトロンの構造・定格・応用

無線機製作所 竹 内 宏 一*

Construction, Ratings and Applications of Sealed Ignitrons

Electronics Works Koichi TAKEUCHI

The ignitron is one of the most marked applications of electronic tubes making use of rectifying function of mercury. In the early stage of its development, glass bulbs or steel tanks evacuated with vacuum pumps were used as the available principal element. But, sealed-off steel tank units have come into use recently to displace old designs. The rating has been also greatly enlarged to such an extent that 200~600 volts, 100~15,000 amps. and 20~2,400 kVA are found in the most practical specification. To design much higher voltage equipment is not at all difficult and application to electronics, automatic control and productive industry is very promising.

1. ま え が き

イグナイトロンは図2.2のように、一真空槽内に一對の陽極と水銀溜陰極、および常時先端を水銀中に浸漬された点弧子と呼ぶ起動極の三つの基本電極を持ち、点弧子に通電周期ごとに先頭電流を流すことによって、水銀陰極面上に新陰極輝点を発生して陽極の点弧を行い、陽極電流休止期間中は、真空槽内に電子の発生源を全然なくしたことを特長とする単陽極水銀整流器の一種類であることはすでに衆知となっている。

このような基本的構造を持ったイグナイトロンは、おもに抵抗溶接機や磁化器の、大電流間歇負荷制御用としてすぐれた機能を持ち、初期のものは、ガラス製や鉄製ポンプ付形式で製作されたが、現在はほとんど密封形金属製に置換えられた。この種のイグナイトロンは現在200~600 V 交流制御用として100~15,000 A, 20~2,400 kVA 程度のものが製作されている。

さらにより高い電圧回路で使用する場合には、図2.3のように上記基本電極のほかに、バッフルを取付けて逆弧耐力和消イオン効果を増大した、バッフル付イグナイトロンが使用される。この種の形式のものは200~1,000 V, 数10~500kW 程度の各種変換器用として適している。

さらに高電圧大容量器では、消イオン格子、制御格子、電位分割格子など、一ないし数段の格子を取付け、制御機能がますます高度化されて、交流直流間の電力変換、電動機制御、周波数変換などに用いられる。格子付イグナイトロンではすでに電圧20 kV 容量数千 kW 程度のものまで製作された。

このように各種のイグナイトロンが完成され、製作数量もすでに数千本の実績を取めた。図1.1にはこれらの

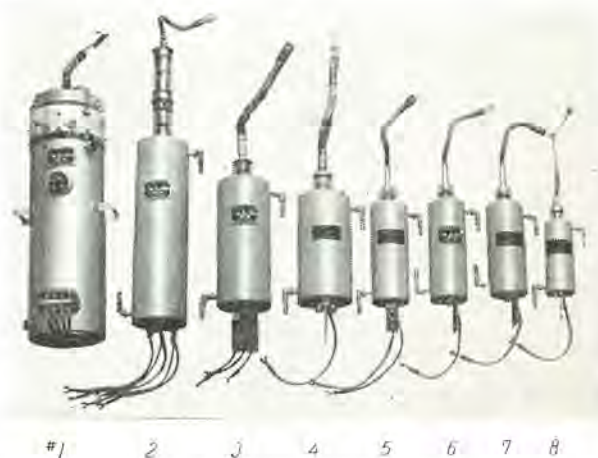


図1.1 密封形イグナイトロン

整流器用	(1) MI-1306	6"	二重格子付	300A
	(2) MI-1205	5"	三重格子付	50A 20 kV
	(3) MI-1201	5"	バッフル付	200A
	(5) MI-1101	3"	バッフル付	100A
溶接機用	(4) MI-1200	5"	1φ	2400 kVA 240A
	(6) MI-1104	3"	3φ 1 Baffle	70A
	(7) MI-1100	3"	1φ	1200 kVA 120A
	(8) MI-1050	2"	1φ	600 kVA 56A

Fig. 1.1 Sealed ignitrons

Rectification service	(1) MI-1306	6"	2 grids	300A
	(2) MI-1205	5"	3 grids	50A 20 kV
	(3) MI-1201	5"	2 Baffles	200A
	(5) MI-1201	3"	2 Baffles	100A
Welding service	(4) MI-1200	5"	1φ	2400 kVA 240A
	(6) MI-1104	3"	3φ 1 Baffle	70A
	(7) MI-1100	3"	1φ	1200 kVA 120A
	(8) MI-1050	2"	1φ	600 kVA 56A

イグナイトロンの一部を示した。従来のポンプ付水銀整流器は、放電装置の特殊性と真空装置の取扱いの困難性のために、一般電気機械とは趣の異なった特殊機器の感を一般に与えていたが、密封形水銀整流器の進歩により取扱いが簡易化され、単極形の発達により小形軽量化されるに及んで、いまや従来の水銀整流器専門技術者だけ

* 管球製造部

によって取扱わなければならない特殊機器の感はぬぐわれて、他の回転機や電磁接触器並の、普通の電気機械的な安易さで、各方面の技術者に広く利用される時期が来たものと考えられる。イグナイトロンはすでに電鉄用・化学用などの変電所以外にも、国鉄の交流電化や、抵抗溶接機の制御用など各種の方面に進出したので多くの人達になじみ深いものとなったが、今後は各種生産工業、輸送、自動制御、などの広い応用分野でますます活用されることを期待して、密封形金属製イグナイトロンの構造・機能・応用などについて紹介する。

2. 構造・機能

2.1 真空槽

水銀蒸気のすぐれた整流機能、すなわち正方向には低い電弧損失によって大電流を通し、逆方向には高い耐電圧を持っているという特性は、イグナイトロン内が高真空中に維持されるとともに、適度の水銀蒸気圧をつねに維持することによって発揮される。したがって真空槽は長期間にわたり高度の真空を維持するために、微少な真空漏洩もなく、管内発生熱による槽内各部の加熱を適温に維持し、過剰の熱量の冷却装置への伝達が容易であり、水銀蒸気圧の制御が容易な構造にする必要がある。

イグナイトロンの真空槽は、円筒器槽と、これの上下よりはめ込み溶接される陽極板、陰極板と呼ぶ、ふたによって構成される。

円筒器槽は真空槽の主要部であるとともに、排気操作中にはイグナイトロン全体を高熱に加熱するための受熱面となる。したがって高熱下で外部大気圧に耐えうる機械的強度と、長時間加熱に耐える、耐食性の強い材料を使用する必要がある。また運転中は蒸発水銀の凝結面となり、管内発生熱の大部分の伝達路となるから、熱伝導率の良いことが必要である。とくに水冷イグナイトロンでは、冷却水による電食に対して、強い耐食性が要求される。したがって円筒器槽はステンレス鋼または耐食処理を施した引抜鋼管が用いられる。

陽極板および陰極板は鋼板を絞り加工によって形成される。これは電極封入工作が容易であり、量産に適するばかりでなく、製板時の圧延ラミネーションを伝わる真空漏洩を防ぐ構造にするのに有効である。

陽極や格子など、陰極に対して高い電圧が印加される電極、および高絶縁が要求される部分は陽極板に取付けられる。点弧子や補助点弧極など、比較的低い電圧が印加され、あまり高い絶縁が要求されない電極などは陰極板に取付けられる。

これらの電極の絶縁封緘部はすべてコパール・ガラス・シールが施される。耐真空溶接部は小物部品はリング・プロジェクション溶接、大物部品はシーム溶接かアルゴン溶接され、水素炉中での銅シール操作を施して真空気密の完璧を期している。真空槽内部品の取付けが終った陽極板と陰極板は、円筒器槽にシーム溶接またはアル

ゴン溶接されて真空槽が構成される。真空槽各部の真空漏洩の有無は、ヘリウム式質量分析形漏洩検知器で試験される。

2.2 グラファイト部品

陽極は、運転中の高温度に耐え、事故電流による損傷や逆弧の習慣性が起らない高純度の電気黒鉛が使用され、ガス出しを容易にし、重量を軽減するために穴が開けられている。格子・バッフルおよび補助点弧極も陽極と同一材料の電気黒鉛が使用される。グラファイト部品は吸蔵ガス量が多く、脱ガス操作が金属部品に比べて困難である。したがって組立てに先だって、かなり長時間の特殊高温真空炉で予備排気を行い、完全な脱ガス操作が施される。組立工程中に吸着した空気などは、真空槽と同時に加熱排気によって取り去られる。このような排気操作によって、事故時の大電流が流れてもガス放出が起らず、逆弧に際しても、ただちに再起動が可能となる。

2.3 点弧子

点弧子は、耐熱性の半導体物質で作られ、図 2.1 のように円錐形の先端数 mm を陰極水銀中に浸漬して、直立に支持されている。点弧子周辺の水銀は、水銀の大きな表面張力によって、点弧子に湿着せず、凸状のメニスカスを形成して、点弧子に接近するほど、水銀面は深く押し下げられる。点弧子が点弧するためには、この特有の水銀との接触状態を、つねに維持することが必要であり、点弧動作は、水銀面の最深部、すなわち点弧子の水銀への漬りぎわの接触線で始まる。

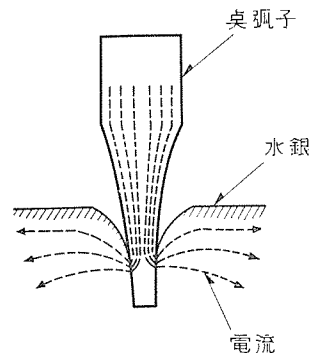


図 2.1 点弧子電流の水銀接触線における集中

Fig. 2.1 Ignitor current stream at the contact with mercury.

点弧子の点弧が完成するまでの経過は、点弧回路から点弧子を通じて、水銀に先端電流が流れると、点弧子表面の高抵抗層と、水銀の特有の形状により、接触線に図 2.1 のような電流の集中が生じ、ここに局部的の高電界と、高電流密度を生じて、微少な放電を開始する。このとき点弧子側面に沿って、水銀の電離を助長するような適当な電位傾度があり、陰極輝点への生長に必要な持続電流を供給すると、陰極輝点が完成され、点弧子上部と水銀間に小さな電弧放電が始まる。これが主放電路を電離するのに必要な電子の供給源となる。

陰極水銀が酸化物やアマルガムで汚染されると、水銀

が点弧子に湿着(wetting)して、特有の接触がそこなわれる。このようになるとエネルギーの集中が妨げられて、点弧子は点弧不能となる。したがって水銀を清浄に維持することは、点弧子の寿命を延長するためにも重要である。また点弧子は水銀中にあまり深く漬り過ぎると、点弧に多くのエネルギーを必要とし、一定出力の点弧回路では、失弧を起すようになり、点弧子が水銀から浮上ると、点弧不能となる。したがって点弧子は適当な浸漬深さを、つねに維持する必要がある。

2.4 水銀陰極

陰極水銀は、点弧子の浸漬深さをつねに適当に維持するよう形状に留意された陰極板上にたたえられる。電流の通流により蒸発した水銀や、電弧圧力によって飛散した水銀滴は、停滞することなく、陰極にすみやかに復流させることが必要である。蒸発による水銀面の変動を、少なくするために水銀面は広くされる。また交流電圧などの移動機器上で使用されるイグナイトロンでは、水銀面の動揺防止構造が付加される。

点弧子によって発生された陰極輝点は、陽極が点弧すると、陽極電流の大きさに応じて多くの輝点群に拡大され、陰極動作面を遊動する。しかしその遊動速度は、陽極通電の一周期内では、器壁に到達するほど速くはないから、器槽を陰極から絶縁しなくても、陰極輝点が器槽に移って、器槽を損傷させるような心配はない。

イグナイトロン内の管内損失の大部分は電弧損失であり、そのうちの大半約 10 V は陰極面直上の、陰極降下部で発生するから、陰極付近の発熱量は大きい。陰極水銀の温度は、直接槽内の水銀蒸気圧に影響するから、陰極水銀の冷却はとくに重視される。陰極絶縁を必要としないことは、陰極構造を簡単化するばかりでなく、陰極冷却が容易となる。

水銀は多くの金属とアマルガムを作り、卑金属を溶解して酸化皮膜を作り、粘着性を帯びる。したがって真空槽内では、イオン化された水銀蒸気と反応する材料や、

イオン衝撃によって崩壊し、微粉を発生するような材料は使用できないから、イグナイトロンの構成材料の種類や、純度、機械的性質などには、厳重な諸制限が加えられる。また高純度水銀を得るための、水銀自体の精製蒸溜法、および水銀を汚損させないための、工作法や排気操作にも、細心の注意が必要である。

水銀の酸化物や汚物は、水銀蒸気流によって運ばれ、各所に付着して槽内を汚損し、絶縁の低下、逆弧、通弧などの誘発の原因となり、点弧子の点弧性能を低下させる。

2.5 溶接機用イグナイトロン

溶接機用イグナイトロンは、抵抗溶接機の一次電流の制御用に用いられる、間歇大電流の制御にもっとも適したイグナイトロンである。構造は図 2.2 のように陽極・陰極・点弧子の三基本電極だけを持った、もっとも簡単なイグナイトロンであって、電弧損失少なく安全に大電流を通電させることを主眼として設計されている。したがって電弧は管内いっばいに広がることができるように、陰極の動作面積および陽極の断面積はできるかぎり大きくとり、その間には大電流通流の障害物となるようなものはすべて除去され、その間隔は最小距離とされる。

このような構造は必然的に耐逆弧力を弱めることになるが、このイグナイトロンは一般に 600 V 以下の比較的低電圧回路で使用され、図 4.2 のように逆並列イグナイトロンと負荷が直列接続される関係上、逆弧が誘発しても電源の相間短絡などによる大事故の発生の恐れがない。

この種のイグナイトロンには、MI-1050, MI-1100 MI-1200 などが市販され、それぞれ 600 kVA, 1,200 kVA, 2,400 kVA の制御能力を持っている。

最近、抵抗溶接機は、ますます精密高級な大容量機が要望されている。单相溶接機においては、容量が増大するにつれて、50~60 c/s の商用周波数の大溶接電流を得ることは、リアクタンス降下のため困難となるばかりでなく、電源の攪乱がいちじるしくなる。この欠点を除去するために、三相電源から平衡負荷をとり、溶接電流を低周波交流、または直流に変換する、いわゆる三相溶接機が使用される。この種の三相溶接機回路(代表的回路を図 4.3 に示す)では、溶接中にイグナイトロンに負荷される電圧電流波形は、三相整流器回路の特性と近似となり、陽極電流の転流直後に飛躍逆電圧が印加され、二相間の合成電圧の最大値が、イグナイトロンに最大先端逆電圧として印加される。したがって、このような回路に使用されるイグナイトロンの特性は、整流器用のような逆弧耐力を持ち、間歇大電流の通電が容易な構造にする必要がある。

このような点を考慮して、三相溶接機用イグナイトロンには、図 2.3 の整流器用イグナイトロンと同様な、スブラッシュ・バッフルが取り付けられる。このスブラッシュ・バッフルは、陰極から飛散する水銀滴が陽極に射突することを防ぎ、陽極下面の消イオン効果を早めて逆弧耐力を強化して、三相溶接機用として適した特性を発揮

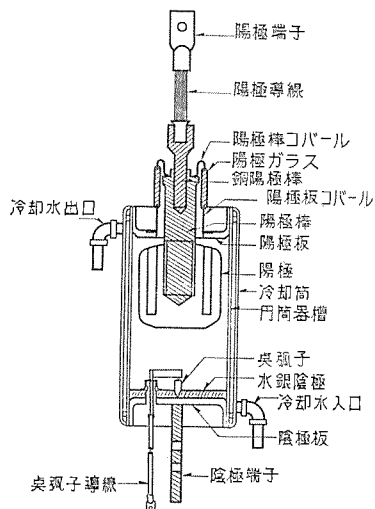


図 2.2 溶接機用イグナイトロン MI-1200

Fig. 2.2 Sealed ignitron for resistance-welder control.

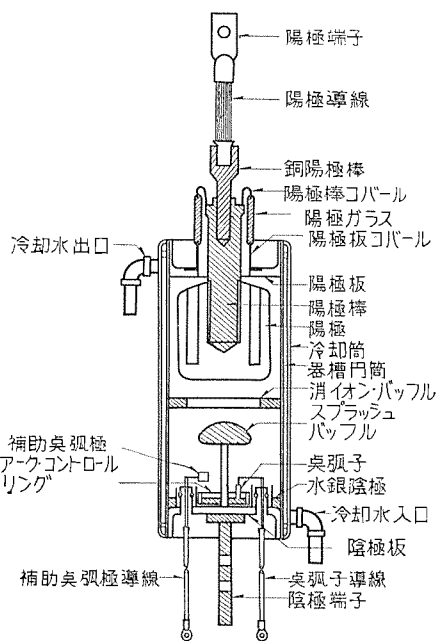


図 2.3 整流器用イグナイトロン MI-1201

Fig. 2.3 Sealed ignitron for rectification purpose.

する。この種のイグナイトロンとしては MI-1104 が製作されている。

2.6 整流器用イグナイトロン

整流器用イグナイトロンは、2～12 本を各種の整流器結線に接続されて、交流から直流への変換、または直流から交流への電力変換などに使用される。図 2.3 はバッフル付整流器用イグナイトロンの構造概要を示す。整流器用イグナイトロンは、陽極・陰極間は溶接機用に比べて距離が長く、消イオン・バッフルとスプラッシュ・バッフルによって、陽極室と陰極室とに分離され、陰極にはアーク・コントロール・リングと補助点弧極が取り付けられている点などが、溶接機用と異なっている。

補助点弧極は約 50 V 程度の交流電源に接続され、陽極の点弧に先だて、点弧により毎周期点弧を繰り返す。放電路の十分な電離作用を助けるとともに、点弧子によって発生した陰極輝点を、陽極電流が流れるまで、陰極輝点の維持を行う。また陽極電流が少なく、陽極電流だけによっては陰極点が十分維持できないような軽負荷時の、安定運転に役立っている。

アーク・コントロール・リングは、耐熱性絶縁物などで作られた円筒環で、陰極板に取り付けられて、水銀面を内外に仕切り、陰極輝点の環外への脱出を防ぎ、遊動範囲を限定している。アーク・コントロール・リングと陰極板との間には、水銀が自由にくぐれる数 mm の間隙がある。アーク・コントロール・リング内の水銀は、陽極電流の通流中はつねに蒸発を続け、冷却面で凝結して、円筒器槽内面を流れて陰極に帰り、この間隙を通過して循環する。真空槽内で発生した不純物や水銀酸化物は、この水銀循環流によって運ばれ、アーク・コントロール・リング外周に浮遊蓄積される。したがってアーク・コン

トロール・リングは水銀の汙過作用を兼ね、陰極動作面をつねに清浄に保ち、槽内の汚損防止と、点弧子寿命の延長にも役立っている。

スプラッシュ・バッフルは陰極板に取り付けられて、陰極動作面をおおい、陰極点より飛散する水銀滴が、陽極や格子などの有害部に突進することを防ぎ、多量の蒸発水銀の高温部への流入を阻止して、水銀蒸気流を整える。消イオン・バッフルは円筒器槽に取り付けられ、スプラッシュ・バッフルと相提携して水銀蒸気流を制御し、有効な消イオン面として働く。スプラッシュ・バッフルは電弧に包囲されてきわめて高温となるからグラファイトで作られ、消イオンバッフルは器槽への熱伝導によって有効な冷却を行うために金属で製作される。これらのバッフルの相互間の形状および数は、イグナイトロンの容量や使用目的から来る回路責務に応じて選定される。とくに陰極直上に陽極が配置される、構造の簡単な単陽極形においては、水銀蒸気流を適切に処理するのに重要な動作を行う。

バッフルのみでは消イオン効果が十分でない場合や、さらに高度の制御機能が要求される場合には、一ないし数段の格子が取付けられる。格子には一般の水銀整流器と同様、放電路の補助的電離作用、消イオン作用・点弧位相の制御用・急速格子遮断用・内部電界調整用などの

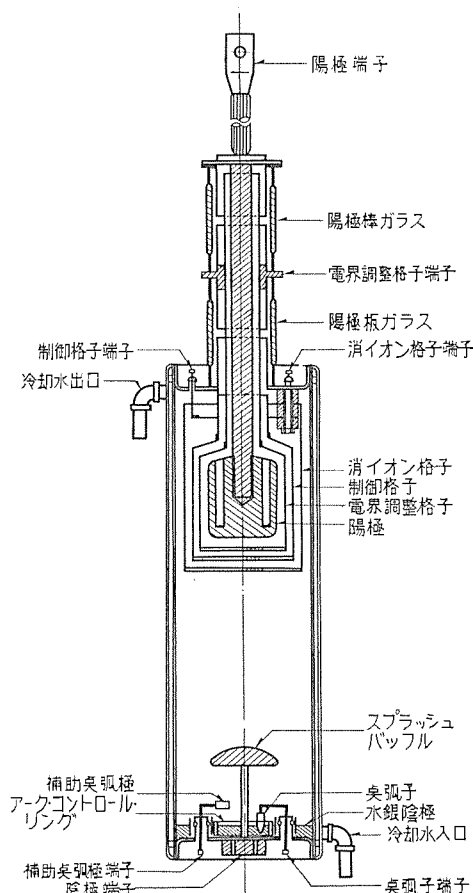


図 2.4 20 kV 密閉形ペントードイグナイトロン MI-1205.

Fig. 2.4 20 kV pentode sealed ignitron.

各種の機能を持たせることができる。図2.4は三重の格子を持ったベントード・イグナイトロンの構造を示した。三つの格子は陰極側から消イオン格子・制御格子・電界調整格子として使用される。

消イオン格子は、普通陽極より約60度進相の100V程度の交流電圧を印加して、陽極点弧前に正電位となり、陽極電流消滅時には負電圧となるように結線される。この格子はバツフルを強化したため、補助点弧極だけでは、放電路の電離が不十分の場合、格子前面までの予備電離を行って、制御格子の点弧を確実にしめるとともに、陽極電流消滅後は陰極方向からくる多量のイオンを遮断吸収して、制御格子による遮断動作や、電界調整格子の動作を確実にする。

制御格子には普通バイアス電圧に位相制御用の先頭波電圧を重ねて印加され、陽極の点弧を制御するとともに、バイアス電圧により消イオン作用を行わせる。整流器の起動・停止・故障時の急速遮断、再投入などには普通制御格子がもっとも活用される。

陽極・陰極間に高電圧が印加される場合には、電界調整格子を設け、外部回路で陽極・陰極間の電圧を分割して中間電位に接続される。したがって真空槽内では、陽極と電界調整格子間、および電界調整格子と制御格子間には、それぞれ陽極-陰極間電圧の半分が印加される。そうしてこれら電極間の耐電圧は、バッシュェンの法則に示されるように、両電極間距離と水銀蒸気圧が小さいほど高くなるから、これら両電極間距離は、局部的高電界部を生じないように注意して、なるべく接近される。しかしこれら電極の封入部は大気圧中での必要な耐電圧絶縁距離を必要とする。また多段の格子に包まれた、このような陽極系は、点弧電圧や、電弧電圧が高くなりやすく、また大電流通流時にはスターベーションが発生して電弧が不安定になりやすいから、注意する必要がある。図2.4の電界調整格子はこれらの点を考慮して、複雑な構造になっているが、各格子および陽極系の密封形としての高度の排気操作も容易であり、すぐれた特性を発揮することができる。

消イオン格子および制御格子は、真空槽内で陽極板から碍子によりつり下げられ、その端子は陽極板上に取出し、電界調整格子と陽極は、陽極板上に必要な絶縁距離を持たせた高いブッシングによって支えられている。このような電界調整格子の段数を増加することによって、直流送電に使用されるような数万V耐圧のイグナイトロンの製作も可能となる。

2.7 温度制御装置

イグナイトロンは一般には円筒器槽外に冷却套を取付けて、冷却水を通じ、冷却および水銀蒸気圧の制御を行う。冷却水はそれぞれのイグナイトロンによって規定された水温の水を、規定水量以上通水することが必要であって、冷却には水温よりも一定速度の流速を必要とするから、出口温度がさして高くない場合でも水量を規定以下に減少することは危険である。節水の必要がある場合に

は循環水が使用される。円筒器槽に冷却片を取付けて風冷構造にすることも可能であるが、一般に気温の方が水温より温度変動範囲が大きく温度制御が困難であり、冷却装置が大形となるうえ、イグナイトロン容量が水冷の場合より減るから、高圧小電流器のような特殊の場合以外は得策ではない。冬季は格子付イグナイトロンでは過冷による異常電圧の発生を注意する必要がある。また陽極付近が過冷となり、有害部分に水銀が凝結する心配がある場合には、陽極加熱器が取付けられる。図1.1の左端のイグナイトロンは陽極加熱器を取付けた例である。

3. 定格・容量

イグナイトロンはきわめて大きい瞬時電流の制御能力と過負荷耐量を持っているのであるが、その容量限度は他の電気機械と同様な熱的容量限度と、水銀整流器特有の電圧や電流の増大とともに増加する逆弧や通弧などの、発生頻度の許容率との二つによって決定される。これは整流器用・溶接機用のいかににかかわらず同様である。

3.1 二管逆並列結線

溶接機用イグナイトロンは使用される溶接機の種類・容量および負荷状態が多様であり、広範囲の負荷状態に対して、イグナイトロンの容量限度を簡単に示すことは困難である。しかし溶接機としてもっとも一般的である図4.2のような単相逆並列結線で、よく使用される容量限度の表示法は、理論的にもかなり整理されているうえ、模型的に単純化され、実用的に便利であり、他の結線の場合の基礎となると考えられるので、まずこれについてイグナイトロンの定格用語および容量曲線のおもなものを説明する。

(1) 最大陽極平均電流 (Maximum Average Anode Current)

イグナイトロンの管内で発生する熱は、おもに電弧損失によるものが大部分である。電弧損失は水銀蒸気圧・瞬時電流値・真空度などによって変化するが、近似的には陽極平均電流に比例すると考えられる。したがってある平均電流を流すと、イグナイトロンのどこかに熱的破壊を起すとか、過熱のためガスの放出がいちじるしくなって真空の低下を起すような危険がある。最大陽極平均電流とはこのような純熱的容量限度に相当する陽極電流の、最大平均時間内で算出された平均値の最大許容値を示す。

(2) 最大平均時間 (Maximum Averaging Time)

イグナイトロンの陽極平均電流は、一定直流電流でないときには、すなわち間歇電流や不規則負荷の場合には、平均値を求める時間の長さの選び方によって値は変わる。最大平均時間とは陽極電流の平均値を算出する場合に、波形や時間責務のいかににかかわらず、時間の長さとしてとりうる最大時間を示したものである。

(3) 最大時間責務 (Maximum Percent Duty)

時間責務は間歇負荷の場合に、実際にイグナイトロンに電流が流れている期間の割合を示すものであり、最大

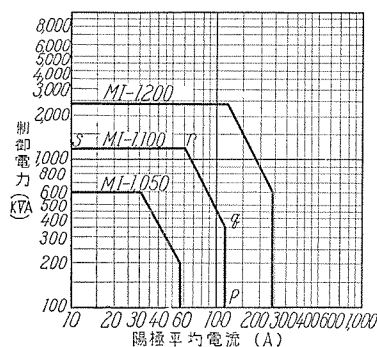


図 3.1 二管逆並列結線の場合の容量

Fig. 3.1 Current ratings of ignitrons in welding service, 250 to 600 Volts.

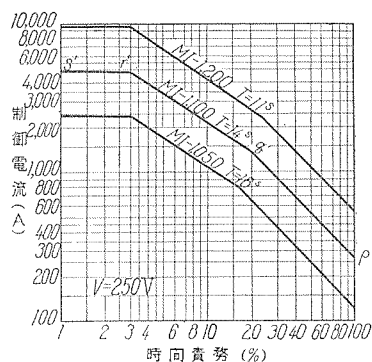


図 3.2 (a)

図 3.2 二管逆並列結線の場合の容量 (V: 電源電圧, T: 最大平均時間)

Fig. 3.2 Ratings for welder ignitrons, connected back to back in the standard welding circuit.

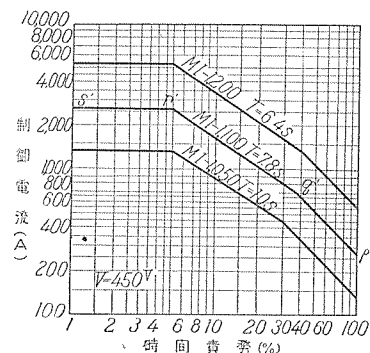


図 3.2 (b)

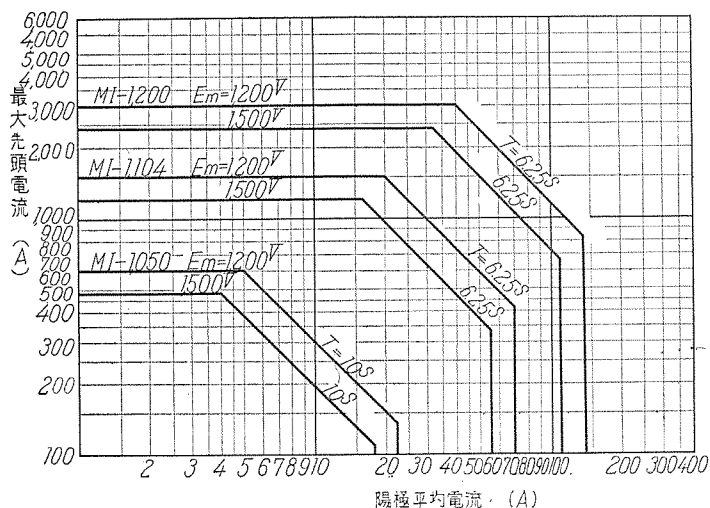


図 3.3 整流器結線間歇負荷制御の場合の容量

(Em は陽極陰極間最大先頭電圧, T は最大平均時間)

Fig. 3.3 Power-rectifier rating intermittent service.

時間責務は、最大平均時間内の通電サイクル数の総計と、最大平均時間に相当するサイクル数との比を百分率で示したものである。

(4) 最大制御電力 (Maximum Demand k. V. A.)

陽極・陰極間に印加される電圧と電流とを増大して行くと、整流機能の喪失である逆弧や通弧の起る限界に達する。このときの逆弧や通弧の発生確率は、陽極電流消滅直後の、残留イオン量と印加電圧との積に関係するものであり、時間責務すなわち熱的影響に関係がなく、イグナイトロンの構造によって決まる。最大制御電力とは、イグナイトロンの構造によって決まる純電氣的の制御能力の限界を示し、逆並列にされた二管を通る電流の、位相制御を行わないときの、通電期間中のみで算出された実効値 (すなわち電流先頭値の $\frac{1}{\sqrt{2}}$ に等しい。これを制御電流 Demand Amperes と呼ぶ) と、不導通期間の陽極・陰極間に印加される電圧 (電源電圧に等しい) の実効値との積の最大許容値を示す。

(5) 容量限度曲線

逆並列結線の場合の容量限度曲線は、図 3.1 のように

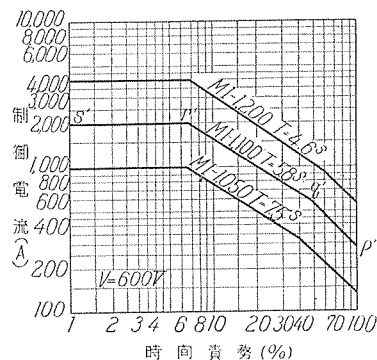


図 3.2 (c)

制御電力と陽極平均電流とを両対数目盛軸にとり近似的に三折線 $pqrs$ で示される。この図で直線 pq は最大陽極平均電流に相当する熱的容量限度を示し、直線 rs は最大制御電力に相当する電氣的容量限度を示す。また直線 qr は管内発生熱による水銀蒸気圧の増大などのために逆弧や通弧が誘発する限界、すなわち熱的影響により電氣的容量が左右される限界を示している。この容量曲線は整流器としての特性はよく表わしているが、実用的には電源電圧 V をパラメータとして、最大平均時間 T を別に規定して、制御電流と時間責務とを両対数目盛にとった図 3.2 が便利である。図 3.2 の $p'q' \cdot q'r' \cdot r's'$ 直線は、図 3.1 の $pq \cdot qr \cdot rs$ 直線と同様の意味を持つ容量限度を示している。現在標準品として製作中のイグナイトロンの二管逆並列結線の場合の定格を表 3.1 に、これに相当する容量限度曲線を図 3.1, 3.2 に示した。

3.2 整流器結線

整流器結線に接続されて、抵抗溶接機負荷のような、間歇電流の制御に使用される場合のイグナイトロンの定格は、陽極・陰極間に印加される正および逆電圧先頭値・陽極電流先頭値ならびに平均値と、陽極電流最大平均時間などで示され、その容量限度曲線も二管逆並列結線の例から類推されるから説明を省き、表 3.2 に定格を図 3.3 に容量限度曲線を示した。なお周波数変換形抵抗溶

表 3.1 イグナイトロン定格表

単相逆並列結線交流制御

管種	MI-1050			MI-1100			MI-1103			MI-1200			MI-1203			MI-1101	MI-1201
使用回路電圧(V)	250~600			250~600			600 以下			250~600			600 以下			2,400以下	2,400以下
陽極電流最大平均時間 (sec)	18	10	7.5	14	7.8	5.8	14	7.8	5.8	11	64	4.6	11	64	4.6	1.5	1.66
最大制御電力(kVA)	600			1200			1200			2,400			2,400			1,200	2,400
陽極電流(平均値)(A)	30.2			60			60			120			120			75	135
線電流(A)	2,400	1,333	1000	4,800	2,666	2000	4,800	2,666	2,000	9,600	5,340	4,000	9,600	5,340	4,000	500	1,000
時間喪失(%)	2.8	5.0	6.4	2.8	5.0	6.7	2.8	5.0	6.7	2.8	5.0	6.7	2.8	5.0	6.7	33	30
最大制御電流(A) (陽極電流平均値)	56			120			120			240			240			113	207
制御電力(kVA)	200			355			355			600			600			600	1,105
線電流(A)	800	445	334	1,400	739	592	1,400	739	592	2,400	1,333	1,000	2,400	1,333	1,000	250	460
時間喪失(%)	16	28	37	19	34	45	19	34	45	22	40	53	22	40	53	100	100
故障電流(A)(先頭値)	6,720	3,740	2,800	13,500	7,650	5,660	13,500	7,650	5,660	27,000	15,000	11,250	27,000	15,000	11,250	3,000	6,000
点弧子特性																	
最大点弧電圧(V)(先頭値)	150			150			100			150			100			200	200
最大点弧電流(A)(先頭値)	25			25			30			25			30			30	30
点弧時間(sec)	100			100			200			100			200			100	100
管内電圧降下(V)(最大値)	12~30			12~30			12~30			15~30			15~30			12~20	12~20
冷却水																	
温度(°C)	10~40			10~40			10~40			10~40			10~40			10~30	10~30
温度上昇(°C)	4			6			6			9			9			6	4.5
流量(l/min)	4			6			6			12			12			6	12

表 3.2 イグナイトロンの定格表

間歇負荷整流器結線

管 種	MI-1050			MI-1100	MI-1104		MI-1200		
陽極—陰極間最大	正電圧(V) (先頭値)			500	1,200	1,500	600	1,200	1,500
	逆電圧(V) (先頭値)			500	1,200	1,500	600	1,200	1,500
陽極電流									
最大先頭電流(先頭値)(A)	700	600	480	1,600	1,500	1,200	4,000	3,000	2,400
この場合の平均電流(平均値)(A)	—	5	4		20	16	54	40	32
最大平均電流(平均値)(A)	40	22.5	18	100	70	56	190	140	112
この場合の先頭電流(先頭値)(A)	—	135	108		420	336	1,140	840	672
最大平均時間(sec)	6	10	10	6	6.25	6.25	6.23	6.25	6.25
平均電流/先頭電流 (最大平均時間 0.2 秒において)	—	0.166	0.166		0.166	0.166	0.166	0.166	0.166
故障電流/先頭電流 (0.15 秒間以下)	12.5	12.5	12.5		12.5	12.5	12.5	12.5	12.5
周波数(c/s)	50～60 50～60 50～60				50～60 50～60		50～60 50～60 50～60		
点弧子特性									
{ 最大点弧電圧(先頭値)(V)	150			150	150		150		
	25			25	25		25		
{ 最大点弧電流(")(A)	100			100	100		100		
{ 点弧時間(μsec)	12～30			12～30	12～30		15～30		
{ 管内電圧降下(最大値)(V)	10～35			10～35	10～35		10～35		
{ 冷却水	温度(°C)			4	6	6		9	
	温度上昇(°C)			4	6	6		9	
	流 量(l/min)			4	6	6		12	

表 3.4 整流器用イグナイトロンの
単管電流量

形番	直流電圧 (V)	陽極電流平均値		
		連続 (A)	2 時間 (A)	1 分間 (A)
MI-1101	300	100	150	200
	600	75	113	150
MI-1201	300	200	300	400
	600	150	225	300
MI-1205	20,000	50	75	100

表 3.5 整流器用イグナイトロンの組合わせ容量
(B 種定格)

直 流 電 圧		125V	250V	300V	600V	900V
形番	管数					
MI-1101	3	40 kW	50 kW	75 kW	100 kW	100 kW
MI-1101	6	50 75	75 100	100 150	150 200	150 200
		100 150	150 200 300	200 300	300 400 500	300 400 500
MI-1201	6					

接機の制御用の場合には、これらの図・表がそのまま利用される。

連続負荷の整流器として用いられる場合のイグナイトロンの定格は、組合わせて構成された変換装置としての定格が、それぞれの用途に応じて表 3.3 のように別に規定されるから、これに合致するよう陽極・陰極間の正および逆電圧先頭値または直流電圧と、陽極電流の連続平均値および 2 時間・5 分間・1 分間などの過負荷許容時間内の平均値で示される。しかしこれらの値は、温度および位相制御角によって変るからこれを別に規定する必要がある。表 3.4 にはイグナイトロンの定格を、表

表 3.3 直流変換装置の定格の種類

定格の種類	名称	用途	負 荷 耐 量
A	連続定格	電気化学用	100%連続 150% 1 分間
B	工業用定格	工業化学用動力用	100%連続 125% 2 時間 200% 1 分間
C	公称定格	電気鉄道 坑山用	100%連続 150% 2 時間 200% 1 分間
D	重負荷公称定格	電気鉄道 坑山用	100%連続 150% 2 時間 300% 1 分間
E		電気鉄道 幹線用	100%連続 150% 2 時間 300% 5 分間

3.5 には変換装置としての組合わせ例を示した。なおこれ以上の大容量整流器用イグナイトロンに関しては別の文献を参照されたい。

4. 応 用

4.1 応用面から見た特長

まずイグナイトロンを利用するにあたって考えておかなければならない応用面から見た基本的の特長を挙げれば

(1) 水銀陰極のすぐれた電子放射機能によって電流が流れるから、破損や損耗の心配がなく、点弧子制御の特長として制御格子が不要であるから、とくに大電流の通流が容易である。

(2) 機械的慣性がないから、電力周波数程度の回路ではサイクル数や位相の精密な点弧制御が可能である。

(3) 10~30 V 程度の電弧損失のある整流器である

から、これが支障にならない比較的高圧回路のほうが能率が良い。

(4) 消弧機能はないから、電流の消滅は外部回路に依存しなければならない。

(5) 水銀蒸気は耐電圧機能が強く、逆弧・再点弧特性がすぐれ、いわゆる遮断性能が良い。

(6) 水銀のイオン速度が問題になるような高周波回路には使えない。

(7) 水銀蒸気圧は割合温度に敏感であり、温度制御が他の多くの電気機械より必要となる場合が多い。

(8) 小形化された単極密封形の特長として、配置・結線の自由さがあり、遠方制御・自動制御に適し、保守は容易であって、寿命終末時の交換を考えておく程度でよい。

4.2 大電流同期開閉器

上にも述べたように、イグナイトロンは瞬時大電流の同期開閉器としてはこれにまさるものはない。したがっ

て抵抗溶接機・磁化器・レントゲンの精密時間制御などはもっとも基本的な応用である。これの一例として図4.1は電気魚網としての応用例を示した。これは海水中に蓄電器の放電大電流を間歇的に流すことによって、電極付近に魚群の接近を防ぐことができる。このような装置を適當の間隔に配列して魚網を構成しようとするものである。またイグナイトロンは遮断器などの大電力試験装置などに使用して便利であり、原子力機器関係では、分子加速機や核融合反応装置の大電流制御用に使用される。また電磁接触器の代用として交流回路の開閉用に使用される。とくにガス爆発を防ぐための、無火花開閉器として使用するのに適している。

4.3 抵抗溶接機

イグナイトロンは数量的には抵抗溶接機に使用される本数が非常に多い。抵抗溶接機には図4.2のもっとも一般的な単相並列形のほかに、図4.3に示した大容量高級溶接機用の三相周波数変換形がある。また図4.4の静

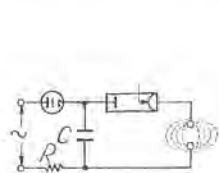


図 4.1 電気魚網
Fig. 4.1 Electric fishing-net.

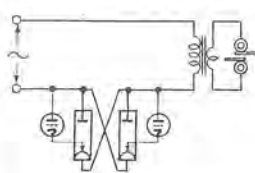


図 4.2 単相抵抗溶接機
Fig. 4.2 1 ϕ Resistance welder.

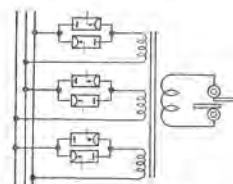


図 4.3 三相抵抗溶接機
Fig. 4.3 3 ϕ Resistance welder.

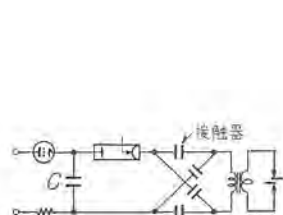


図 4.4 静電蓄勢式抵抗溶接機
Fig. 4.4 Stored energy type resistance welder.

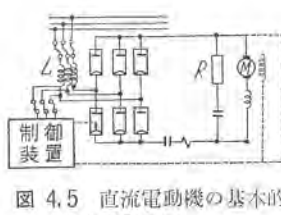


図 4.5 直流電動機の基本的な速度制御装置
Fig. 4.5 Elementary diagram of adjustable speed electronic D-C motor drive.

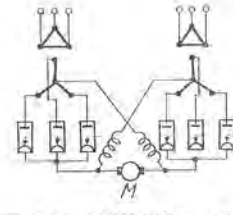


図 4.6 直流電動機の静止レオナード制御
Fig. 4.6 Static word-leonard control for D-C motor.

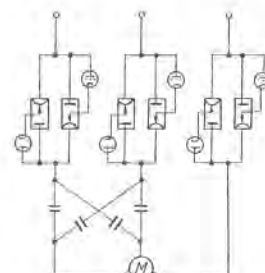


図 4.7 誘導電動機の簡易制御装置
Fig. 4.7 Control unit for induction motor.

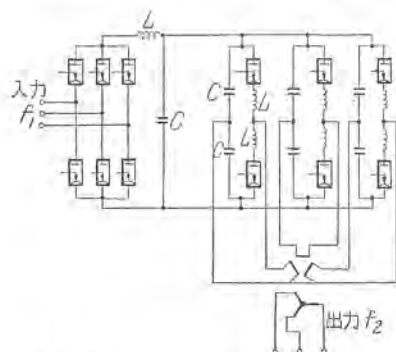


図 4.8 自励式インバーターによる周波数変換装置
Fig. 4.8 Self-excited static frequency changer.

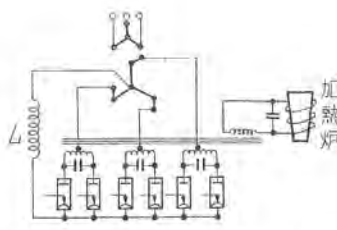


図 4.9 誘導加熱炉用高周波電源装置
Fig. 4.9 Frequency changer for induction heating.

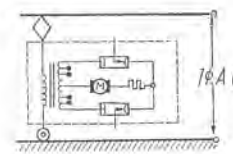


図 4.10 交流電車結線略図
Fig. 4.10 A-C electric car.

電蓄勢式は、小容量電源から大溶接電流を得るのに都合がよい。抵抗溶接機は今後各種車両工業・鉄鋼製品工業・電気機械器具工業などの量産にますます普及されることと思われる。

4.4 直流電源

イグナイトロンは電動発電機や回転変流器に比べて静止器であるから、騒音がなく、清潔であり、能率が良く、保守が容易であり、他機種との並列運転もできる。したがって諸工場・鉱山用・化学用・電鉄用などの直流電源として適し、定電圧・定電流などの自動制御も容易であり、とくに小形軽量化されているから移動変電所に適している。また高電圧用直流電源としては 20 kV 程度のものまですでに完成している。

4.5 電動機の世界制御

電動機の世界制御は工業の発達につれて、ますます精密度が要求され、制御の種類が増えてくるものと思われる。イグナイトロンは全電子管式制御が容易であり、時間的遅れのない制御装置を構成することができる。図 4.5 は一般工場で使用される直流電動機の基本的な制御装置を示し、図 4.6 は正逆広範囲の世界制御に適するいわゆる静止レオナード結線を示す。またイグナイトロンは逆変換も可能であるから電力回生制動も有効に活用できる。なおもっとも一般的に広く使われている誘導電動機の世界制御に、イグナイトロンを使用することは今後の興味ある問題であり、一例として図 4.7 は誘導電動機への供給電圧を、点弧位相のスロープ・コントロールによって、起動時の機械的衝撃を軽減することを目的とした簡単な誘導電動機制御装置を示す。

4.6 交流電圧の調整および高速度遮断

従来誘導電圧調整器が使用されていた回路のうちにはイグナイトロンを逆並列に接続して、交流電流の開閉を行い、点弧位相制御によりその実効値を変えることによって、イグナイトロンに置換え可能の場合が多く、この

方式は、電気炉の自動温度調整や、劇場、野外照明の照度制御などに広く活用できる。またとくに遮断速度の早さと確実さが要求された場合の簡易な高速度遮断器として使用される。

4.7 周波数変換器

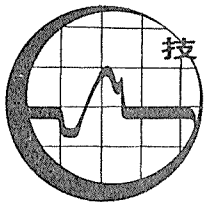
イグナイトロンを使用した周波数変換器には多くの方式が考えられ、発生周波数が数サイクルから数千サイクルの程度のものに利用される。図 4.8 は紡績用ボットモータや高速度回転電動機用の数百サイクル程度を目標とした周波数変換器の結線例を示した。またこの方式は商用周波数範囲の精密な定周波定電圧電源としても活用される。図 4.9 は高周波誘導加熱装置用の高周波発振回路を例示した。

4.8 交流電化用局部整流器

交流による配電は、簡易さと自由さの点ですぐれ、従来直流が使用されていた鉄道や船舶が次第に交流配電に切り替えられる傾向がある。そうして直流電動機の大きい起動回転力や速度制御が自由である点を活用しようとする場合には、電動機ごとにポータブル整流器が付属される。この傾向は鉱山・港湾や諸工場にも波及して、局部的な小形整流器の必要性は増加するものと思われる。イグナイトロンはこのような目的の小形整流器の構成に都合がよい。図 4.10 はバンタグラフより単相交流を受電し、車載のイグナイトロンによって直流電動機を駆動する交流電車を例示した。

5. む す び

以上密封形イグナイトロンの現状・構造・応用などについて概略的に述べたが、イグナイトロンはすでに、たいの用途をまかなうに足る、多種類のものが製作可能な段階に達したので、今後は各方面の技術者によって、種々の応用に多数活用されることを期待するものである。



発電所全般 (1)

——タービン発電機の温度計の形式と配置——

1. ま え が き

電気機械の運転、保守上温度がもっとも重要視されるが、その正確な測定を指針としてはじめて各機器の性能が十分に発揮される。温度計は工業計器中の大宗というべきもので、その測定原理、測定範囲、形態、表示様式など多岐にわたる。一方タービン発電機の測温箇所も、固定子コイル、回転子コイル、発電機空気（ガス）出入口、励磁機空気出入口、空気（ガス）冷却器冷却水出入口、淡水（復水）冷却器淡水（復水）出入口、淡水（復水）冷却器海水出入口、油冷却器油出入口、軸受油出口（タービン、発電機、励磁機の軸受およびスラスト軸受）など多数にのぼるので各測定点の使用条件に適するものを選ぶことが肝要である。

2. 温度計の種類

工業用温度計は動作原理から熱電式、抵抗式、輻射式、水銀膨脹式などに分類され、計器の構造によって永久磁石可動線輪形計器（ミリボルト計）、交叉線輪形比率計器、電子管式自動平衡形計器などに分けられる。さらに表示様式にも指示計、記録

表 1 各種温度計の比較

作動原理	測定範囲 (°C)	測 温 体	計 器	
			構 造	表示様式
熱電式	-200~600	鉄コンスタンタン (IC)	電子管式自動平衡形 (電位差計式)	記録計
	-200~300	銅コンスタンタン (CC)	ミリボルト計式	指示計
抵抗式	-200~500	白金 (Pt)	電子管式自動平衡形 (ブリッジ式)	記録計
	0~200	ニッケル (Ni)	交叉線輪形比率計式	指示計
水銀膨脹式	-200~120	銅		
	-20~400	水銀感温筒	ブルドン管式	記録計
		水銀キャピラリー		指示計

計の別があるが、タービン発電機の温度測定箇所の温度範囲が普通 0~200°C という狭範囲であるため、表 1 に示す種類に限定される。

これらの温度計にはおのおの利害得失があり、発電機容量、構造、重要度ならびに制御方式などを考えて選択すべきであるが、その尺度として、つぎのような長所、短所があることを認識する必要がある。

作動原理による比較

(1) 熱電式

利点

1. 他の温度計に比べて感熱部が小さく、測定原理上一点の測温ができる。
2. 特別の電源を要せず装置が簡単である。
3. 遠隔測定が可能で自動温度調節および記録が容易である。
4. 同種のものでは互換性がある。

欠点

1. 熱起電力が小さいので計器が精密となり、弱い計器となる。またトルクが小さいので指示計として広角度計器を使にくい。

2. 測定指度の時間的遅れが大きい。（ただし抵抗式よりも多少はよい）。
3. 冷接点温度の補償のために、冷接点冷却装置その他の方法による補償が必要となる。

(2) 抵抗式

利点

1. 熱電式と比べると比較的低温度ではさらに精密な測定ができる。
2. 熱電式における冷接点のような既知の一定温度を必要としない。
3. 遠隔測定が可能で自動温度調節および記録が容易である。
4. 同種のものでは互換性がある。

欠点

1. 他の補助電源を必要とする。
2. 測定指度の時間的遅れが大きい。
3. 振動に弱い（ただし耐振形も製作できる）。
4. 測定原理上一点の温度でなく、平均温度を示す。

(3) 水銀膨脹式

利点

1. 測定指度の時間的遅れが少ない。
2. 廉価である。

欠点

1. 熱電式や抵抗式に比べて精密さを欠く。
2. 20 m 以上の遠隔測定には使用できない。

表示様式による比較

(1) 指示計

一般に比較的安価で、構造が簡単、じょうぶかつ防塵、耐振的に作られるから、現場取付に適する計器としては現場では据付場所が制限されるから、あまり巾をとらない形状のもので遠方から容易にその指示値が読みとられる方式のものがよい。取付形は壁掛形押込形のいずれでも実際の状況に応じたものを選めればよい。

(2) 記録計

記録計は連続的の記録ができ、十分精度の高いものを選ばなければならぬ。過去の記録と現在の指示とを比較検討しやすい図示方式のもので、1 日の記録を取り出せるとともに、プランメーターリングが容易にできるように、均等目盛のものが便利である。なお取付箇所が現場の計器盤などである場合には、防塵、耐振的なものを選択することが必要である。

(3) 電子管式自動平衡計器

測定または電送にブリッジや電位差計の回路を用い、不平衡電流を電子管増巾器で拡大し、その出力で電動機を回転させ、軸に連結されたすべり抵抗を加減して回路を平衡に導く一方、軸の回転をそのまま指針またペンの動きとする形式のもので、指針またはペンの移動に電動機を用いる関係上非常にトルクが

大きく、したがって指示が確実で精度がよくしかも応答が速いことが特長である。

このような特長から

- 指針を動かすトルクが比較的微弱な計器、たとえば熱電式や抵抗式に応用すれば、指示記録を確実にし、いちじるしく精度を増すことができる。
- 迅速な指示記録を要する場合に好適である。
- 流量計、圧力計などでも、確実な遠隔指示を望む場合に有効である。
- 自動制御装置の検出用計器としてももっとも適している。

3. 温度計選択上の諸注意

測定範囲

測定範囲を決める際考慮すべき点は、最大目盛、常用目盛、最小目盛あるいは最大目盛と最小目盛の比である。最大目盛とは、たとえ短時間でも限度をこえた計測をすると、計器故障の原因となる最高限度の目盛をいい、常用目盛とはもっとも測定に適した値の測定範囲であって、計器の機能、精度上からみて最大目盛の 50~75% がもっともよい。最小目盛とは常用目盛以下をいい、測定値が小さすぎて正確に測定できない場合があるから、あらかじめこの限度をきめておく必要がある。

価格

計器の選択にあたり予算により拘束される関係上、とかく価格に重点がおかれがちで測定目的および機能に対してはおろそかになりやすい。同形式のものでも製作所によっては、その機構および材料、製作技術などに優劣があるから、価格が高ければ優秀品で同一価格のものならば性能その他も同じであろうなどと簡単に決められない。結局、目的に適したもので、長期間の使用に耐え、故障のないものを技術的に十分検討して選ぶことが得策である。

精度、耐久度その他

精密な計器でも、測定結果で多少の誤差はまぬがれないものである。一般に精度の高いものは、その取扱法が複雑になり、耐久力も劣るから、現場用としては精度よりはむしろ耐久力に重点をおいて使用法も簡単に保守に手数の省けるものを選び、監視用のものは精度に重点をおくのが望ましい。誤差も許容誤差以下ならば差支えない。なお、使用法および据付けなどが複雑なもの、経費のかかるもの、広い場所を要するもの、あるいは消耗はなほだしく、維持費のかさむものなどはなるべく避けなければならない。

4. 計器の配置

計器を新しく現場に設置する場合、計器をもっとも有効に稼動するにはつぎの一般的事項を考慮しなければならない。

- 現場作業員の見やすい所に設置する。
- 作業のじゃまにならない場所であること。
- 保守、修理に便利なこと。
- 温度変化が少なく、しかも極度に高温、低温でないところ。
- 塵埃、湿気の少ない、しかも腐食性ガスのないところ。
- 機械的振動および衝撃の少ないところ。

g. 近く到大電流、電源その他電気、磁気的影響を与えるものがないところ。

h. 計器を集合して、計器盤に取付ける場合には、関連性のあるものについて上下、左右など十分検討の必要がある。

i. 同程度の容量の数台のタービン発電機がある場合には、温度計の形式や配置をなるべく合わせておく方がよい。

5. タービン発電機における測温と温度計

前述したようにタービン発電機の多くの測温箇所についてその特異点と普通に使われている計器ならびに使用法を簡単に述べる。

固定子コイル温度

固定子コイルの温度は、固定子溝内の上下コイル間に埋込まれた 6 個または 12 個の抵抗測温体（サーチコイル）によって測定する。測温箇所の個数選定法は JEC 114 (1948) によって決められており、定格出力 10,000 kVA (または kW) 未満あるいは鉄心積厚 1.5 m 以下のものは 3 個所以上、10,000 kVA (または kW) 以上あるいは鉄心積厚 1.5 m 以上のものは 6 個所以上の温度測定をする。当社では、図 1 に示すように円周

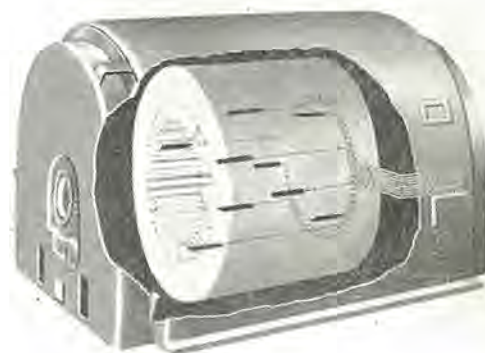


図 1. サーチコイルの配置

方向には各相に均一に、軸方向には各通風帯の中心の位置にサーチコイルを配置し発電機内部の温度分布を容易に測定できる構造としている。小、中形機では 6 個のサーチコイルをすべて常用とし、大形機では普通 12 個のうち、6 個を常用、6 個を予備とする。サーチコイルの材料には、白金線、ニッケル線、銅線などを使用し、25°C で 10Ω になるように製作してある。R100/R0 の規準値は白金線で 1.3910、ニッケル線で 1.6000、銅線で 1.4250 であるが、材質の微細な変化や工作法などにより多少の差がある。サーチコイルのリードは、比率計使用の場合二導線式、ブリッジ式計器を使用する際は三導線式であるから、いずれの計器にも使用できるように三導線式に製作する。適当に色別されたサーチコイルのリードは、発電機の適当な位置に設けられた端子板に接続され、ここから配電盤上の計器へ配線される。サーチコイル配置の一例を図 2 に示す。計器は特別の温度計盤を設け、この上に設置することもあり、主配電盤の一部に適当に配列することもある。温度測定範囲は 0~150°C 程度が適当と考える。小、中形機に多く使用される指示計は交

技術解説

スリップリング側から見たサーチコイルの半径方向の位置

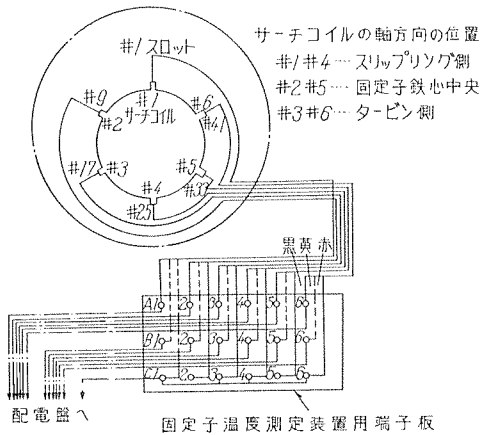


図2. サーチコイル配置の一例

又線輪比率計式で構造簡単、取扱容易である。ドラム形の切替開閉器を備え、各サーチコイルの埋込まれている個所の温度を順次切替えて測定できる。大形機では、ブリッジ式の電子管自動平衡計器を使用する場合が多い。(図3参照) 記録方法は、普通6点打点とし、これらの6点に共通に同一任意上限で警報

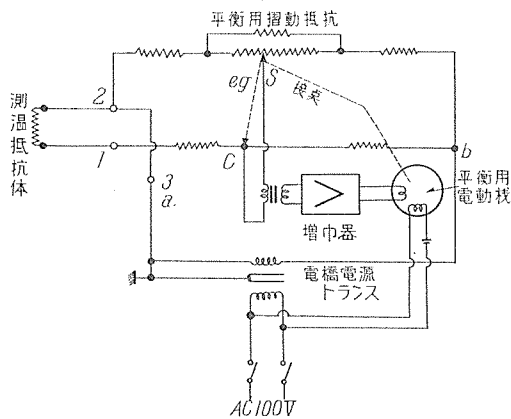


図3. 電子管式自動平衡計器ブリッジ式測定原理

を発するようにすることができる。

回転子コイル温度

回転子コイルの温度は、回転子コイルの抵抗変化を検出してその平均温度を測定できる。固定子コイルと同様に交叉線輪比率計またはブリッジ式の電子管式自動平衡計器を使用する。回転子コイルの電流、電圧を検出のため集電環に特別のブラシをつける例もあるが、普通の集電環用ブラシを共用の方が余分の付帯設備が不要なだけ構造が簡単で便利である。計器の設置場所、目盛範囲は固定子コイルの温度計と同じである。電子管式の場合には1点連続記録、警報接点付のものが普通である。

発電機空気(ガス)入口温度

発電機空気(ガス)入口温度は、発電機内で熱損失を吸収して高温になった空気(ガス)が、空気(ガス)冷却器で冷却されて低温になり再び発電機内にはいる部分の温度であって、負

荷の大きさによりあまり変化せず、普通 40°C 以下に保つ(水素冷却機ではこの限りではない)。また水素冷却機では Bearing elevation, 絶縁の寿命, ガスケットの寿命などの見地から一般に低温ガスを一定温度に保つように冷却水量を絞って運転することが推奨される。したがって発電機空気(ガス)入口温度が上記の限度を越えて急激に上昇するときは、冷却器の系統に何かの故障があるものと判断される。このような理由から、発電機空気(ガス)入口温度計に高温警報を付けて冷却器系統の運転を監視することがもっとも望ましく広く採用される。警報接点は空気冷却の場合 42°C 前後、水素冷却の場合はたとえば運転ガス圧 15 psig では 45°C 前後に調整しておくのが妥当であろう。測温体としては、白金測温抵抗体を用い、他の多くの測定点とともに多点式記録計中の1点として挿入する場合が多く、測温体自身は発電機外枠の適当な部分に取付けられる。小形機では、棒状のアルコール温度計または水銀膨脹式のダイヤル形温度指示計を使用することもある。

軸受温度

軸受部の温度測定には二つの方法がある。その一つは軸受メタルに設けた温度計用穴に測温体を挿入して軸受の温度を測定する法、他の一つは軸受油出口の油管に設けた温度計用穴に測温体を挿入して油出口の温度を測定する方法である。軸受メタルの温度を常時監視して軸受の焼損を防止するという本来の趣旨からすれば前者の方が効果的なわけであるが、図4に示すよ

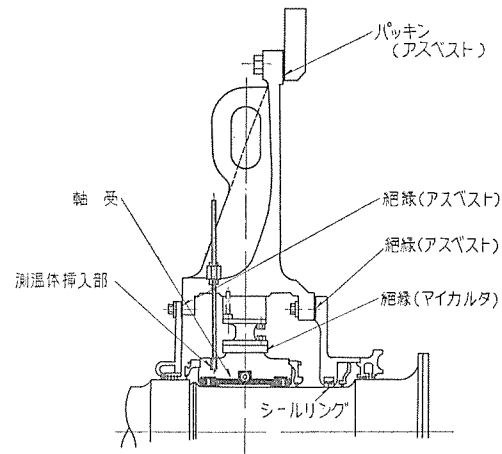


図4. 水素冷却タービン発電機軸受部構造

うに、軸受部では測温体の挿入長を十分大きくとることが困難なため、誤差を生じやすい欠点がある。このため、一点の温度を指示し比較的に時間的遅れの少ない熱電式温度計を使用の方がよい。しかし、熱電式を使用する場合でも熱電対の挿入深度が十分でないと熱電対および保護管などの熱伝導および輻射によって先端温度が被測温体の温度と等しくならず、またその抵抗値にも変動を生じ誤差となって現われる。この挿入深度は熱電対の形状、長さ、保護管の種類および測温部の状態によって多少の相違があり一律にはいえないが、大体径の 20 倍以上が適当である。ただし測定部の状態によりやむを得ず挿入深度を

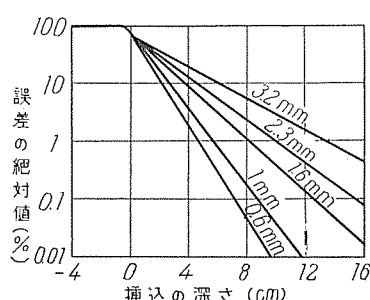
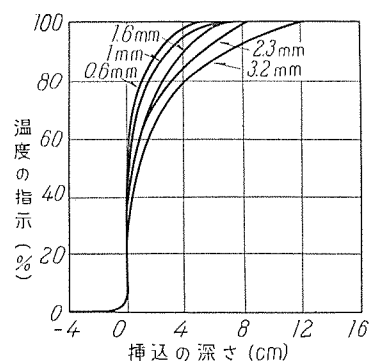


図 5. CA 熱電対の線径を変えた場合の挿入と熱伝導誤差の関係(磁性管の場合)

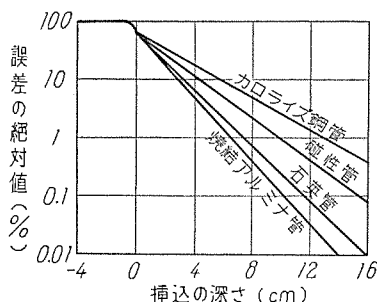
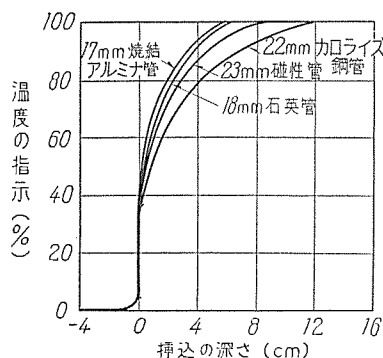


図 6. 保護管品質を変えた場合の CA 熱電対の挿入と熱伝導誤差の関係

小さくする場合は、その挿入深度をつねに一定に保ち、あらかじめその誤差を考慮して真温度を必要とする場合には、その指示値を補正しなければならない。図 5、図 6 は熱電対の挿入誤差の一例を示す。普通製作されている熱電対は保護管径 10 mm 挿入深度約 150 mm が限度であるが、外国製品でこの種の目的に使用される熱電対には外径 4.5 mm 程度のものであり国産でもこの程度のものでできるようになった。油出口の温度を測定する方法では、測定部分の構造を工夫すれば、ある程度の挿入深度を持たせることは可能で誤差も比較的小さい。ただこの場合は、平均温度を測るために抵抗式を使用することが多いから、時間的遅れが大きくなること、軸受金属の温度でなくて油出口の温度を示すに過ぎないという不満がある。

その他

大形機では温度の測定および監視を必要とする個所が相当に多く、タービン発電機全体では数十点にもおよぶ。これらの測定

表 2 温度計の形式、配置例

発電機容量 測温箇所	空 気 冷 却			水 素 冷 却
	1,500 kW 以下	2,000~10,000 kW	10,000~25,000 kW	25,000 kW 以上
固定子コイル	抵抗式 6 点 交叉線輪比率計 (指示計)	抵抗式 6 点 交叉線輪比率計 (指示計)	抵抗式 6 点 電子管式 6 点記録計警報付	抵抗式 12 点中 6 点常用 電子管式 6 点記録計警報付
回転子コイル	(抵抗法により算出)	(抵抗法により算出)	抵抗法 1 点 電子管式 1 点記録計警報付	抵抗法 1 点 電子管式 1 点記録計警報付
発電機空気入口 (低温ガス)	棒状アルコール温度計	抵抗式 交叉線輪比率計 多点切換指示計	抵抗式 電子管式 4 点記録計警報付	抵抗式 電子管式多点記録計警報付
発電機空気出口 (高温ガス)	同上	同上	抵抗式 電子管式 4 点記録計	抵抗式 電子管式多点記録計
励磁機空気入口	——	——	——	同上
励磁機空気出口	——	——	——	同上
軸受油出口 (タービン、スラスト、発電機、励磁機)	棒状アルコール温度計	抵抗式 交叉線輪比率計 多点切換指示計	抵抗式 交叉線輪比率計 多点切換指示計	同上
油冷却器油入口	同上	同上	同上	同上
油冷却器油出口	同上	同上	同上	同上
空気冷却器冷却水入口 (ガス)	同上	同上	同上	同上
空気冷却器冷却水出口 (ガス)	同上	同上	同上	同上
淡水冷却器淡水出口 (復水)	——	——	——	同上
淡水冷却器淡水入口 (復水)	——	——	——	同上
淡水冷却器海水入口 (復水)	——	——	——	同上
淡水冷却器海水出口 (復水)	——	——	——	同上

* } 記録計は 1 個で多点記録という意味
** }

*** } 指示計は 1 個で多点切換指示という意味
† }

点のおおのに一つ一つ指示計や記録計を設けることは膨大なスペースを要し、保守、監視の面からも不便であるので、なるべく多くの測定点を有する多点式の指示記録計を数個使用してスペースの節約と保守の合理化をはかる方が賢明であろう。電子管式の記録計には、1点用、2点用、3点用、6点用、12点用などがあり、計器1個について2点程度の警報を出せるようになっている。多点用指示計では100点以上の記録もできる。測温体としては白金抵抗線を使用するのが普通である。多点式記録計はタービン関係の他の計器とともに中央制御室内の計器盤に取付けることが多い。空気冷却機でも20,000 kW以上の中形機は、その重要性和測定点の個数を考慮して水素冷却機とほぼ同様な方法を用いるが、小形機では測定点がそれほど多くないこと、ならびに他の制御方式との釣合上、高価な電子管式計器を使用する必要が認められない場合が多く、指示温度計を使用することが多い。従来は指示温度計といえば測温個所に取付ける棒状アルコール温度計または水銀膨脹式ダイヤル形温度計が広く使用されて来たが、最近では保守の合理化と正確化をはかって抵抗式または熱電式の測温体を用い、計器はタービン計器盤などに一括配置して遠隔測定を行う形式が増加する傾向にある。

6. 温度計の形式、配置の一案

温度計の形式と配置をきめる場合、前述のように発電機の容量と重要度、各プラントの特異性、中央制御方式を採用かどうか、使用者の好みなどを考慮すべきであり、標準の方式は作りにくい。しかし発電機の容量にしたがって大体の基準は与える

ことができる。表2に例を示す。

7. 計測結果の合理的利用

一般に計器類を多数取付け測定することが計測化、合理化と考えている向もあるが、これだけが計測管理の全貌ではない。多額な経費と多くの労力をかけ、正確な測定を行って得た指示記録などの計測結果は、これを科学的な分析と総合によって、図表、数表あるいは計算補正などによって整理し、あらゆる角度から批判検討を加えて、タービン発電機の性能ならびに実情を熟知し、運転基準その他の欠陥と改善すべき事項の発見に資しなければ計測管理の使命は達せられない。それには各プラントの運転状況を一目で検討でき、不合理な点が簡単に指摘できる図表または数表を作成し、各責任者が運転状況を反省することのできる方法をとることが必要である。これが日報となり月報となり、年間の統計表となって合理化促進への資料となる。日報または月報はタービン発電機の運転状況を表示するものであるため、各測定値の比較検討がしやすいものであることが必要である。各プラントで計測設備が多くなれば、計器類も各社各様のものを使用することになり、これらの計器に使用される記録紙もまた多種多様となり、これ自体を保管することは比較検討が困難であるばかりでなく、汚損、紛失のおそれもある。運転成績は関係者に同覧させ、運転状況の周知徹底をはからなければならないが、それにはもっとも容易に比較検討でき、同覧にも便利な形式にする要がある。

(長崎製作所 加賀貞広・甲斐 高)

蒸 気 タ ー ビ ン (1)

——タービンプラントにおける熱管理——

1. 温度測定的位置

タービンプラントにおける温度測定個所の選定に当ってはあくまで熱管理に必要なものだけ極力少数に止めるべきでありいたずらに各人の趣味や主張をあれこれ入れて数多くの点を計測するのは本末転倒であって、結局単に記録紙の山がうず高く積み、記録の整理に当って迷うばかりである。性能テスト的要素をもったものは、テストウェルだけ取付けておいて、テスト時だけ測定すればよい。

今そのおもな測温点について使用計器および使用法を述べる。

軸受温度

発電機の項[5.4]においても述べられているように、挿入長を十分取ることができないのと振動に対する考慮から、一般には熱電式(主として鉄-コンスタンタン)が採用されている。ただし計測温度が低いので、発生起電力が小さく、電子管式計器を使用しないと好結果が得られない。

計測箇所はタービン、発電機の各ジャーナル軸受およびター

ビンスラスト軸受であるが、タービンのスラスト軸受およびガバナベドスタル内にあるジャーナル軸受は、メタルに熱電対を挿入することが困難であるので、油の出口温度を測るのが通例である。米国のタービンではジャーナル軸受に対しても油の出口を測っているものが多い。しかし最近ではスラスト軸受のメタルに熱電対を埋め込んで測定することも試みられている。ジャーナル軸受の熱電対挿入法は図1に示す。挿入する熱電対には先端に熱伝導のよい銀を取付け、これに素子を埋め込み、全体をスプリングで軸受メタルに押しつける構造のものもある。(図2) 径はなるべく細いのがよく、最近では国産でも外国製品と同程度の

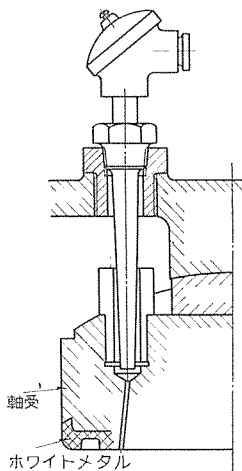


図 1

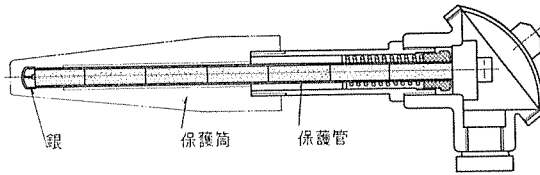


図 2



図 3

ものが製作されている。すなわちL&N社のもの(図3)は3/16 inであり、国産でも4.5 mmのものがある。しかしあまり細いと、どうしても弱いので、大体5~6 mm程度の径のものが多く使われている。保護管の材質は18-8 不銹鋼である。

軸受温度の管理で大切なのは、その絶対値よりも、むしろその傾向にあるのであって、その意味からいえば、熱電対の挿入法すなわち、メタルの温度か、油の温度かということは、それほど神経質に考える必要はないといえる。軸受のホワイトメタルが焼けるのは、ほとんど瞬時であって、いくら正確にその温度を測って警報しても間に合わないし、また軸受温度が少々高くても、一定して落着いた運転をしているなら大して心配はない。温度の急変、上昇などの状態変化を監視する必要があるから、なるべく記録計にすることが望ましい。指示計だけの場合は必ず記録をとって管理する必要がある。

警報回路も最近では進歩して、多点計の全点に対して、上限下限それぞれ異なった温度で警報し、さらにそれをそれぞれ別個に表示させることができるから、1 個の計器で記録、警報を行うことができ、また各軸受の運転状況に応じて、それぞれ警報設定温度を変えることができる。警報は自動復帰させるのがよい。

比較的小容量のタービンでは、膨脹式温度計がよく用いられるが、この場合は感熱導管の配管に注意して、高温部の個所を避けるようにしないと、軸受温度は低いのに、温度計の指示が高くなり警報が鳴ったりして驚かされることがある。したがって膨脹式温度計を使用しているときは、ときどき棒状寒暖計でチェックする必要がある。

蒸気温度

タービン各部の蒸気温度のうち、熱管理上必要なのは、タービンの入口と出口の温度、すなわち主塞止弁前温度、リヒートストップ弁前温度、高圧タービン出口温度、排気温度、抽気温度、などである。しかしこれらの点も発電所の熱管理という点に立って考え、ボイラ側と重複することのないようにすれば十分であろう。

主塞止弁前温度はボイラ側で過熱器出口温度を測っていることが多いから、この場合は強いてタービン側で測る必要はないと思われる。測るにしても、二次の意味で十分であろう。なぜならば、タービンの性能をうんぬんするには必要であるが、それはテスト時だけであって、あとはタービンの材質上からくる

制限内にあるかどうかをチェックするだけで、それはボイラ出口温度から十分類推できる。リヒートストップ弁前温度またはインタセプト弁前温度、および高圧タービン出口温度についても同じことがいえる。排気温度は、一般の復水タービンでは運転上の指針として、ぜひ知る必要のあるものである。普通80°Cを制限温度として警報させる。背圧タービンでも、熱管理の必要上排気温度は測定される。しかし警報は普通行わない。この外にも抽気温度があるが、これはとくに測る必要はないが、実際は多点温度計に余裕ができて、二次の意味から計測している場合がある。その他の蒸気温度も十分熱管理という観点から検討した上で計測点に加えるべきである。

計器の種類としては、一般に熱電式が使われる。熱電対は、高温部に対してはアルメル-クロメルが適当であり、低温部に対しては抵抗式の方がよい場合もあるが、多くの計測点を多点式温度計に組入れ、低温部のものも同一計器で測ることが多いので、普通鉄-コンスタンタンを使用している。このように熱電式の場合は、なるべく同一種類の熱電対を使用することが、補償導線の手配、計器の多点式化から考えて必要なことであろう。しかし特別に注文すれば、同一計器で異なった種類の熱電対を混合使用することも可能であるから、ボイラ関係の温度計との併用もできる。

熱電対の取付けは、圧力の低い個所に対しては保護管を直接テーパねじでねじ込み、必要あればシールウェルドを施す。高圧部に対しては、別に適当な材質で保護筒を作り、溶接で取付けこれに熱電対を挿入する。(図4) この場合も軸受温度計測用の熱電対と同じようなものを使い、スプリングの力で押しつけるようにする。保護筒または保護管は高速蒸気にさらされるから、十分強度に注意し、運転中に振動したり、折れたりすることのないようにしなければならない。従来とかく折れたりすることが多かったのは温度を正確に測ろうとして、保護筒または保護管の長さを長くし過ぎたためのものである。実際に折れた場合の原因としては、蒸気流だけでなく、その中に混って飛んで来る異物が当たって折れることも多いので注意を要する。最近のプラントではむしろこれではあまり正確な温度は測れないのではないかと思われるくらい、肉厚も厚く、長さも非常に短いものが使われている。復水タービンの排気は、真空であり、温度も低いので、熱電対はその接点を保護管の先から露出させて、蒸気に直接接触させ、感度を増しているものもある。(図5)

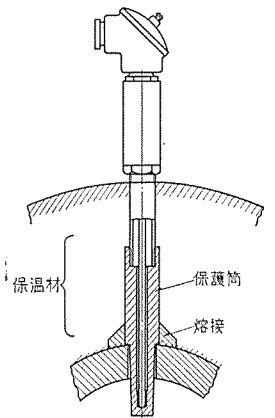


図 4

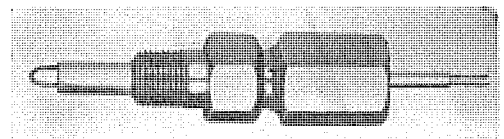


図 5

技術解説

タービンメタル温度

最近タービンの急速起動停止という問題が種々研究されているがその一つの指針として、タービン各部のメタルの温度を測定するようになってきた。急速起動に当って注意すべきことは、タービン各部の温度の急激な変化によって、異常な応力を発生させたり、各部の機械的損傷を起さないようにすることである。すなわちタービンメタルと、これに接する蒸気の温度の差が大きくなると、伸びの違いによって過大な応力が発生し、クラックを生じたりする。またロータとケーシングの変形の違いによって、各部のクリアランスが変り、フィンを傷つけたりする。またケーシングの水平接手締付ボルトとケーシングの水平フランジの温度差が大きくなると、その伸びの違いによって、ボルトに許容応力以上の応力をかけたり、水平接手面を圧縮破壊したり、あるいは水平接手面に隙間を生じて蒸気もれたりする。このために急速起動停止に当っては、メタルと蒸気の温度差を約 100°F 以下に、水平フランジとボルトの温度差を約 +200°F ~ -50°F の範囲内におさえるようにして運転する。

計器としては熱電式を使用するが、熱電対には鉄-コンスタンタン、またはアルメル-クロメルが用いられる。全部を記録式にする必要はないと思われるが、水平フランジボルトの温度差は普通上限、下限とも警報せしめている。熱電対の取付法は種々試みられ、熱電対を直接メタルに溶接せしめるもの、熱伝導のよい合金に熱電対を埋め込みこれをメタルにねじ込むもの、メタルに細い穴をあけて熱電対を挿し込むもの、などいろいろあるが、最後のメタルの穴に熱電対を挿し込むものが最近をよく使われているようである。ボルトの温度を測るには、ボルトの中心に穴をあけ、その中心まで楔形の棒を入れてこれによって熱電対がボルトの内面によく接触するようにして計測する。これら熱電対の取付けは図 6 に示す。温度差を測るには熱電対を直列に結んで計器に入れればよい。

計測点としては、高压、中圧タービンの上部フランジ、下部フランジ、水平接手締付ボルト、塞止弁、リヒートストップ弁、インタセプタ弁、スチームチェスト、低压タービン排気室、およびこれらのメタルに接触する

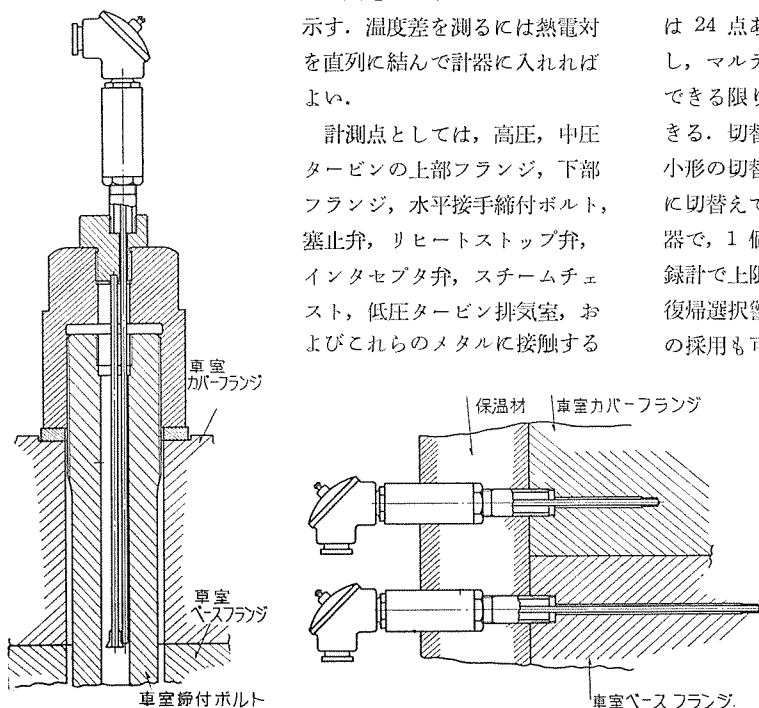


図 6

蒸気、などが普通計測されている。

給水、復水、淡水、海水温度

タービンプラントの各機器の出入口の水の温度は熱管理上、いくつか必要なものがある。これらを適当かつ有効に選んで計測し、必要に応じて記録または指示させる。しかしこの際もテストの要素をもったものは計測する要はない。

計器としては、抵抗式、熱電式、いずれも使用されるが、多点式とした場合、計測温度の巾がかなり広くなり、一種類の目盛だけでは読みが粗くなることがあるので、重複目盛や、分割チャートを使うことがある。この際記録した点が重ならないように選ぶ必要がある。かなり低い温度も測るので、熱電式の場合は電子管式の冷接点自動補償回路のあるものが使用される。

熱電対あるいは抵抗管は、圧力の低い個所にはテーパねじで直接ねじ込み、要すればシールウェルドを行い、高压の個所には別に保護筒を溶接して取付け、これに挿入する。挿入長さは、水の場合その流速が蒸気に比べて割合遅いので、かなり長くとることが出来る。大体内径の 1/4~1/2 位挿入するのが普通のものである。保護管の径は挿入長さが少なくとも径の 15~20 倍以上になるよう強度の点からも考えて決定する。

2. 計器の選択

計器の選択の一般的注意事項は発電機の項の 3 項に述べられている通りであるので、本項ではそれと重複しない範囲で、タービンプラントにおける温度計選択の注意事項について述べることにする。

最近の温度計

戦後電子管技術の発達と共に、温度計の部門も急速に発達し、海外は勿論国内においても欧米技術との提携、輸入計器による刺激、などにより温度計の性能も一段とよくなった。記録計では 24 点あるいはそれ以上まで色別または数字別に記録できるし、マルチバンク記録計では記録紙に打つ数字マークが判別できる限り、バンク数を増せば 100 点でも 200 点でも記録できる。切替式指示計では、昔は 20 点位までであったが、今は小形の切替スイッチさえつけられれば何十点でも何百点でも、迅速に切替えて指示させることができる。警報回路も昔は一つの計器で、1 個か 2 個の温度しか接点が取れなかったが、24 点記録計で上限下限計 48 個の接点をつけることができ、かつ自動復帰選択警報をさせることができる。重複目盛、分割チャートの採用も可能である。1 個の熱電対から数個の計器を働かすこ

ともできる。その他種々の特殊装置が取付可能であるが、勿論特別仕様は計器の値段がかなり高くなるので、あまり趣味に溺れて無用の特殊装置を取付けるようなことがあってはならない。しかし最近では電子管式計器もかなり安くなり、また形も小さくなってきたので、測定点の多い大形プラントでは計器の数が少なくなり盤面も狭くなるので、むしろ割安の場合が多いのではなかろうか。

目盛

目盛の範囲は組込む計測点により選び、不必要な範囲まで入れないこと。でないと目盛の読みが

粗くなり、実用価値が少なくなる。重複目盛りはかなり高価になるから、なるべく組合わせをうまく考えて使わない方がよいであろう。使う場合は記録点が重なって判別に困ることのないよう気をつける必要がある。

感熱部

熱電対にせよ、抵抗管にせよ、感熱部が十分その用途に適したものでないと、計器がいくら上等でも良好な計測結果は得られない。国産計器メーカーは、計器本体はそれぞれ優秀なものを製作しているが、感熱部の設計にはあまり熱心でなく、種類も極く少ない。したがって使用者側でその形状、材質、寸法などについて十分考慮し、メーカー側と協議して適当なものを使用することが大切である。

ことに高圧高温蒸気に対しては、計器メーカーはほとんど自信を持たず、タービンメーカーにて保護筒の材質、寸法、形状、挿入長さなどを決めているのが現状である。したがって感熱部の決定には、タービンメーカーの意見も十分参考として計器メーカーと打合わせる必要がある。

記録紙の速度

記録紙の速度はその計器の用途、重要度、などによって決定されるべきであって、常時記録するものはあまり速い速度のものは好ましくないが、起動、停止時等だけ必要なものは、その状態変化がよくわかるように、かなり速い速度のものがよいで

表 1 (L & N 社カタログによる)

熱電対	補償導線
白金-白金ロジウム	銅-11 合金
鉄-コンスタンタン	鉄-コンスタンタン
アルメル-クロメル	アルメル-クロメル 鉄-Cupronel
銅-コンスタンタン	銅-コンスタンタン

電 源

計器の電源としては、あまり電圧、サイクルの変動のあるものは好ましくないが、普通使われる範囲内では、大抵の計器はその許容範囲内にあるから、それほど神経質になる必要はないと思われる。サイクルの変動は記録紙の送りに影響するので、記録紙用モータは、サイクルの変動の度合に応じて、メーカーにてそれぞれ使い分けている。できれば定周波、定電圧電源装置の設置が望ましい。親時計よりのパルス巻きも使用可能である。

配線方式

感熱部と計器間の配線方式はその用途によって、適当に選ぶ必要がある。

a. 抵抗式

二線式、三線式、四線式、があるが、最近一般には電線の抵抗値に左右されず、補償抵抗の不要な線式が実用されている。二線式は電線の抵抗値により、補償抵抗を入れる必要がある。四線式は温度差測定用に用いられる。三線式、四線式の結線方式を図 7 に示す。

b. 熱電式

普通は熱電対から計器までの配線に、熱電対の種類によってそれぞれ定まった材質の補償導線を用いて配線する。補償導線の種類を表 1 に示す。

計測点が多数まとまってある場合には、高価な補償導線を節約し、配線を簡単にするために、コールドジャンクションボックスを使用する。これは計測点の近くに取付け、熱電対よりこれまでは補償導線にて配線し、これから計器までは普通の銅線にて配線するものである。ただしこのボックスの温度を冷接点補償するため、ボックス内に熱電対を 1 個有し、計器まで補償導線で配線する。

計測点が散在する時は、全部補償導線で配線するゆえ、かなりの長さとなるから、あらかじめその手配を忘れぬようにしなければならない。そのためにも熱電対の種類はなるべく一種類に統一することが望ましい。

その他

a. エアーバージ

腐食性ガスのとくに多い場所、湿度のとくに高い場所、あるいは爆発性の危険が多少でもあるような場所などに計器を設置する必要がある場合には計器内に清浄な空気を導入し、計器内圧を常に外圧より多少でも高くすることにより、エアーバージすることができる。また 40°C 以上の周囲温度に計器を放置した場合も、導入空気をできるだけ冷いものを選び、導入量を増加し、かつ排気を適当に考慮することにより、計器内温度を下げることもできる。

b. 無反射ガラス

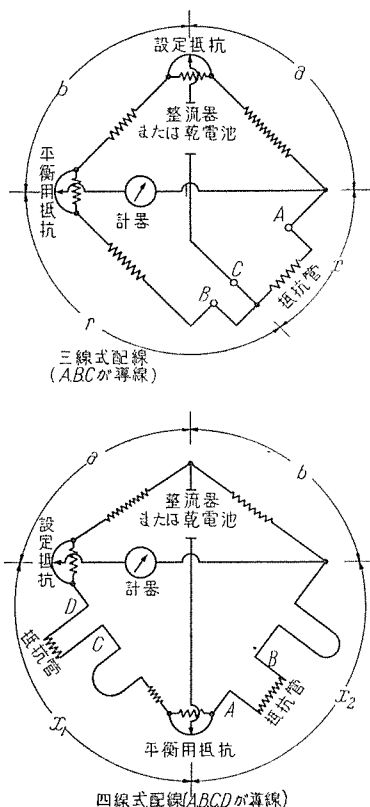


図 7

あろう。どちらにも使いたいものは、速度切替装置のあるものがよい。普通常用のものは毎時 20~150 mm、短時間用のものは毎時 1,200 mm~12,000 mm、程度である。

技 術 解 説

計器を離れて多数監視する時は、無反射ガラスを採用すると無用の反射を防いで見やすい。しかし記録だけを見るものや、離れて見る必要のないものはその必要はない。無反射ガラスはガラスの表面をわずかに腐食させて反射を防いでいるので、かえって少しぼんやりする位である。

3. 据付および保守

据付および保守については、計器メーカーの指示に従うべきであるが、一般的注意事項について述べる。

設置場所

電気部品の寿命は、温度の高低により大きな開きを生ずるので、設置場所はできるだけ低い温度の個所が望ましい。とくに標準電池を使用した計器、すなわち電位差計式のもの、 0°C 以下または 40°C 以上の場所は避けるべきである。この温度範囲をこえると、標準電池の誤差および劣化に影響してくる。この温度範囲外で使用する場合は、標準電池および乾電池を取出して $0^{\circ}\text{C}\sim 40^{\circ}\text{C}$ の範囲の個所に持って行く必要がある。

湿度が特に高い場所は絶縁抵抗の低下、および腐食の促進の点からできるだけ避けるべきである。湿度が高いゆえ絶縁低下で障害をきたすような場合は、計器内にシリカゲルを袋に包んで入れておくといよいであろう。

据 付

計器の荷作りは各メーカーによって異なるが、いずれもそれぞれ特種な方法で輸送中の事故を防ぐようになっているから、最終的に取出して盤に取付けるまでは、荷作りを変えてはならない。時々中間的検収において、荷作りを壊して検査し改めて荷作りをし直して送ることがあるが、これは計器破損の原因となるから気をつけなくてはならない。

配線は指定された通りの導線、方法で行わなくてはならない。コールドジャンクションボックスがつくようになっているものは、当初の計画と異なってきてボックスが不要となっても、どこかに取付けなくてはならない。そのように計器が製作され、内部配線されているからである。配線に当っては、途中で交流誘導を起さないよう、十分気をつけて行う必要がある。導線をより合わせて完全なペアとすれば、約 200 m まではシールドしなくてもよいといわれている。できうれば単独のコンジットに通すのが好ましい。そうでなくても交流回路と同一に配線しないように、気をつけなくてはならない。一度配線してしまっからは、計器の不具合が配線のためらしいということになっても手のつけようがないからである。

保 守

インクは必ずメーカー指定のものを使うこと。でないとつまったり、さびたりして手におえなくなることがある。熱電対は、割合細く硬い補償導線で配線するのでタービンや機器を分解手入れする時、たびたび取りはずすと、折れたり曲ったりして困ることが多い。このため中間に適当なコンネクタをつけておくとよい。外国品にあるように、熱電対のヘッドで差し込みプラグ式になったものが、国産でできるとよいと思う。

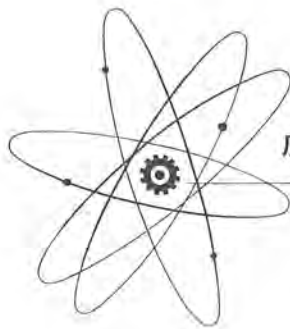
表 2

番号	計器名	計器種類	計 測 点
1	軸受温度記録計	熱電式	# 1 軸受温度 # 2 " # 3 " # 4 " # 5 " # 6 " # 7 " # 8 " スラスト温度 油冷却器入口油 油冷却器出口油
2	復水および給水温度記録計	熱電式	復水器ホットウエル エゼクタ出口復水 # 1 ヒーター出口復水 # 2 " 脱気器出口給水 # 4 ヒーター出口給水 # 5 " 循環水入口 A B 循環水出口 A B 排気
3	フランジ、ボルト温度差記録計	熱電式	高圧車室カバーフランジ、ボルト温度差 スチームチェストメタル温度 A 主塞止弁前蒸気温度 A
4	タービンメタル温度記録計	熱電式	主塞止弁メタル温度 A B スチームチェストメタル温度 B インターセプター弁メタル温度 A B 高圧車室カバーフランジ温度 高圧車室ベースフランジ温度 高圧車ボルト温度 中圧車室カバーフランジ温度 中圧車室ベースフランジ温度 中圧車室ボルト温度 主塞止弁前蒸気温度 B インターセプター弁前蒸気温度 A B # 1 抽気温度 # 2 " # 3 " # 4 " 高圧タービン出口温度 A B
5	水素関係温度記録計	抵抗式	水素ガス低温 A B 水素ガス高温 A B 励磁機空気入口温度 出口 " 水素冷却器入口水温度 出口水 " 淡水冷却器入口淡水温度 出口淡水 " 入口海水 " 出口海水 "

4. 温度計配置計画の例

大形タービンプラントにおける最近の実例の一つを表 2 に示す。中小プラントにおいては、経費とにらみ合わせてこれを縮小して行けばよい。あくまでそのプラントの熱管理という観点に立って考えれば、自ずからその形式は決まるはずである。

(新三菱重工神戸造船所 林 徴)



加圧水型原子力発電所について (6) (Yankee 型 134 MW-PWR)

本社 木村久男*・前沢芳一**・川口 修***・迎 久雄****

第 6 章 その後の改良と追加

第 1 節 反応度の温度係数

〔第 1 章, 第 2 節, 2.3 (2) 反応度の温度係数の追加〕

硼素の濃度と温度係数との関係についてさらに詳細に述べる。

炉の起動時における冷却材中の化学的吸収材の効果は負の温度係数(の絶対値)を減少させる。しかしこの炉では温度係数が正になるほど吸収材を投入する必要はない。温度係数を 0 にするため必要な硼素濃度は

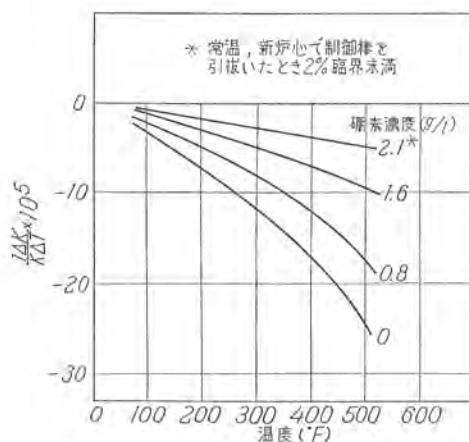


図 6.1 温度と反応度の温度係数との関係

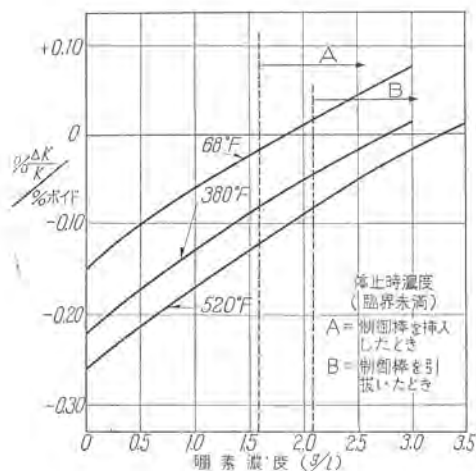


図 6.2 硼素濃度と反応度の温度係数との関係

高温のとき	2.6 g/l
常温のとき	2.3 g/l

である。これにたいし常温で新しいとき、制御棒を全部抜いた状態で 2% 臨界未満にするに要する硼素濃度は 2.1 g/l である。図 6.1 は種々の硼素濃度における温度と反応度の温度係数との関係を示す。また図 6.2 は 3 つの冷却材温度における硼素濃度と反応度の温度係数との関係を示すものである。制御棒を引抜いた場合炉は正の温度係数をもつような硼素濃度ではつねに臨界未満である。

第 2 節 反応度の圧力係数について

〔第 1 章, 第 2 節 2.3 (3) 反応度の圧力係数の訂正〕

表 1.4 を表 6.1 に示すように訂正する。

表 1.4 の最後の行 1.7 を 1.0 にかえる。

表 6.1 反応度の圧力係数

(水温 508°F, 系の圧力 2,000 psia)	
化学的吸収材のない場合	$+2.8 \times 10^{-6}$ psi
化学的吸収材のある場合 (1.6 g/l)	$+1.0 \times 10^{-6}$ psi

第 3 節 反応度のボイド係数について

〔第 1 章, 第 2 節 2.3 (5) 反応度のボイド係数の追加〕

原子炉の運転に際しては硼素は通常まったく含まれていないか含まれているとしてもきわめて少量に限られる。図 1.10 は硼素が含まれていないときの炉心における反応度のボイド効果を示すものであった。炉心内の一様なボイド分布を仮定した場合

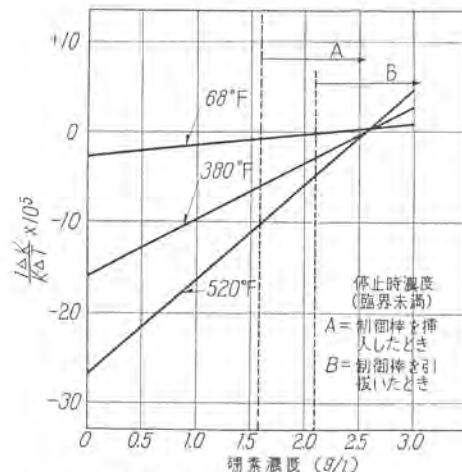


図 6.3 硼素濃度と一様なボイド分布のときのボイド係数との関係

ボイド係数によぼす硼素の影響を図 6.3 に示す。制御棒を全部引抜いた場合でも、ボイド係数が正になるような硼素濃度では炉心はつねに臨界未満であるから問題はない。

第 4 節 プルトニウムの蓄積効果

〔第 1 章、第 2 節 炉心の設計の追加〕

炉心寿命の終りごろには U-238 の中性子吸収により蓄積されたプルトニウムが全核分裂の約 1/3 を占めるであろう。プルトニウムは多くの共鳴構造をもっているため、多くの分裂共鳴エネルギーをもつ U-235 と同様にドブブラ係数に寄与する。高速中性子炉の経験によれば U-235 も Pu-239 もともにドブブラ係数に正の寄与を与える。しかし Pu-239 の寄与は U-235 のそれより小さい。また U-238 と U-235 との混合物のドブブラ係数はその比が 1:1 になるまでは 0 にならない。かくして U-235 と Pu-239 とを合せた効果はその合計の濃度が U-238 にたいして 3% 以下であるヤンキー型原子炉においては小さい。それゆえ全炉心寿命期間中プルトニウムの蓄積により全体のドブブラ係数の変化はほとんど認められない。プルトニウムの高い同位元素の影響もこの結論を変えないであろう。なぜならば分裂の Pu-241 からの正の影響は 1eV のところにある Pu-240 の完全に非分裂性の吸収共鳴により打消されるからである。同様にプルトニウムの共鳴吸収の温度係数への影響は負である。1 万時間全負荷運転の後にこの効果は $-4.6 \times 10^{-5} \frac{\Delta K}{K} / ^\circ F$ である。

炉心中のプルトニウムの遅発中性子への影響およびその事故時における影響について述べる。まずプルトニウム、U-235、U-238 が炉心中にある場合と U-235、U-238 だけがある場合と比較した場合ほとんど差異はみとめられない。何となれば即発臨界を越すまでは過渡現象は問題なく、即発臨界を越した場合は遅発中性子の影響は小さいからである。いずれにしても事故の程度は炉心中に蓄積されたプルトニウムによりほとんど影響を受けないであろう。

第 5 節 Xe の過渡現象について

〔第 1 章、第 3 節 3.3 Xe の過渡現象の追加〕

Xe の不安定性の問題はカナダの A. G. Ward (CRRP—657) により論じられている。

ヤンキーの炉心では移動面積は 56 cm²、炉心の高さは 7.5 フィート、直径は 6.2 フィートである。

$$(7.5 \text{ ft})^2 \div 56 (\text{cm}^2) = 1 (\text{ft}^2/\text{cm}^2)$$

$$(6.2 \text{ ft})^2 \div 56 (\text{cm}^2) = 0.68 (\text{ft}^2/\text{cm}^2)$$

A. ヘンリー博士によればこれらの比の値をもつヤンキー型原子炉で Xe の振動が可能である。しかし起る確率はきわめて小さい。

振動の時定数は 30 時間である。振動は $10^{13} \text{ n/cm}^2 \cdot \text{sec.}$ の中性子束では認めうる程度になり、中性子束が高くなればさらに増加する。もし十分な反応度と Xe の作用とが協同して二次の中性子束を生ずるだけの反応度の要求をみたすようになると振動が起ることが考えられる。この問題はアカデミックなものではなく、実際大きい原子炉で観測されているものである。この問題はヤンキー原子炉でさらに完全に研究し、これを検出しかつ制御棒で制御されるように計測装置をつけられるであろう。

Xe の不安定の問題は化学的制御のみをおこない、制御棒をもちいない原子炉では設計条件が楽になる。それは制御棒をもちいる炉では Xe の振動による中性子束のゆがみを校正するために制御棒の操作を必要とするからである。Xe の振動に関し

ては、中性子束がゆがみ熱流路係数の設計値を超過して炉心に熱的損傷がおこらないよう注意しなければならない。

第 6 節 制御について

〔第 1 章、第 5 節 制御 5.1 概説の訂正追加〕

ヤンキー型設計の主目的は安全性と信頼度をそこなわないかぎり、できるだけ燃料費を安くすることである。このため核燃料サイクルについて多くの方法が吟味された。燃料の加工、処理、インベントリ費はすべて重要な問題であるが、これらはすべて炉心寿命を通じて kWh あたりの燃料費にきいてくる。

炉心は現在全出力で 10,000 時間燃やせるよう設計されている。軽濃縮ウラン燃料を使用する現在運転中の原子炉でこのように長い炉心寿命はまだ達成されていない。しかし実験結果によれば、燃料および構造材料の放射線損傷の立場から、また腐食および熱サイクルの立場からこの結果が実現される可能性はきわめて大きい。10,000 時間程度の炉心寿命になると、とくに大きい負の温度係数をもつ加圧水型原子炉では困難な問題が生じてくる。運転温度で臨界を保ち、10,000 時間の寿命の終りに存在する有害物質と平衡を維持するためには約 19% の超過反応度を最初の常温の炉心に見込んでおかなければならない。この超過反応度の内訳を表 6.2 にあげる。

表 6.2

常温から運転温度までに	7%
燃焼率	7%
平衡状態の Xe, Sm.	5%
合 計	19%

新しい炉心を常温で臨界未満に押えるためにはさらに 5% の余裕が必要であり、結局制御すべき反応度は合計 24% になる。この型の原子炉ではこのような大量の反応度を制御棒だけで制御することは問題である。被せ金および構造材として不銹鋼を使用するときには、燃料の濃縮度は少し増さなければならない。また与えられた制御棒の材料および配置の値(き)がジルコニウムやアルミニウムのような小さい断面積の材料を被せ金にもちいたときにくらべて非常に小さくなるため、問題が少しむつかしくなる。この炉で熱中性子を完全に吸収する材料をつかった中心の制御棒の等価反応度は約 2% である。中心からはなれるとこの値は減少し周辺では 0.1% にすぎない。このため 24% を制御棒だけで制御するためには恐らく 75 本の制御棒が必要となろう。こんなに多く (75 本の) 制御棒をもちいると、それはおのおのが精密な駆動機構をもたなければならず、圧力容器のふたも 75 の貫通部が必要となり、現在の燃料要素の数 76 本はさらに小さくしてその約 4 倍になるであろう。圧力容器蓋にある多数の貫通部は加工をきわめて困難にしまった構造上困難な問題を提起する。これらの障害のあるものはいくつかの制御棒を 1 つの駆動機構に直結することにより避けられるが、この際おこる機械的困難の問題および個々の制御棒を操作して炉心の各領域を個別的に調節することができないなどの理由により必ずしもうまくいかない。

さらに不利な点は、75 本の制御棒を炉心にもちいるためには燃料棒の数を約 6% 減らさなければならないが、そうすると同じ割合で伝熱面積も減少することである。さらに制御棒のまわりを流れる割合がふえることによる伝熱損失がこれに加わる。炉心の一般的な配置構造が同じとすれば平均および最大熱流束をかえないためには炉心の大きさを増さなければならない。

これらの困難のために制御棒と化学的中性子吸収材を併用する方法がこの型の炉にたいしてとられた。短時間の過渡現象の

制御は炉固有の自己安定性に依存する。24本の制御棒は運転温度で反応度を制御するのにもちいられる。炉心の周辺にはさらに8本のシム棒が挿入できる。これは必要ならば炉心初期の反応度制御にもちいることもできる。制御棒は運転中における中性子束分布の調節および手動操作によりXeの不安定を打消すためにもちいられる。化学的中性子吸収材は炉の常温停止にもちいられる。さしあたり粗調整用に化学的吸収材をつかう予定はないがこの運転方法が可能になれば多くの利点が生ずるであろう。そのうちおもなものは、もし超過反応度が化学的吸収材で運転中に押えられるならば、全出力運転時1~2本を除き他のものはすべて完全に引抜いて安全棒として利用できる。このように運転されれば炉心の熱的および核的性能は増加し、消耗する制御棒にかかる負担が減り駆動機構の磨滅も避けられる。加圧水型原子炉の固有の自己安定性のため化学的吸収材の注入、抽出による反応度の変化はおそくてよい。化学的吸収材は炉心中に一様に分布するから炉心の全体積は熱発生にもちいられ、伝熱能力は最大になり、また局所的な過熱と燃料の焼損の確率は最小になる。

Borax III および EBWR では炉内の一様な粗調整用として溶解された硼素化合物を含む冷却水をもちいて一定期間の出力運転に成功した。この実験結果は希望をもたせるものであるが、このような炉の運転に関連してなお多く問題が残されており現在十分理解されていないことが多い。現在行われている研究開発計画には炉内および炉外のループ実験における溶液中の硼素化合物の相相に関する広範な研究が含まれている。この計画の結果は実際のヤンキー発電所の運転経験とともに炉の全出力運転時一次冷却材中の化学的中性子吸収材の安全な使用方法の道を開くであろう。

第7節 化学制御について

〔第1章、第5節 5.3 化学制御の追加〕

炉の化学制御系は常温の新しい炉を制御棒を全部挿入した状態でほぼ5%ΔKの余裕で停止するのに必要である。この5%の余裕があるので炉の中心にある1本ないし2本の制御棒を安全のために上まで引抜き、なお2~3%の余裕で臨界未満に押えることができる。現在の設計ではこのために天然硼素を主冷却水中に約1.6 g/l溶解させればよい。ベティスにおける開発の結果硼酸または五硼酸アンモニウムが使える可能性を示しているが最終的に何を使うか決定していない。硼素化合物は熱にたいする安定性がよく常温の原子炉においても適度な溶解度をもっている。室温における硼酸の溶解度は水1Lあたり50gであり、これに相当する硼素濃度は8 g/lである。これは必要な濃度1.6 g/lの5倍である。現在の炉心設計における硼素濃度と有効倍率 K_{eff} との関係を図1.14に示す。225°F以上ですべての制御棒を引抜いた状態で K_{eff} を1より小さくするには天然硼素1.6 g/lで十分である。

現在の設計では化学吸収材の濃度は注入抽出系を用いて変化させている。その最大流量は約100 g/mである。XeとSmの過渡現象は制御棒により制御されるから化学制御系の流量はこれで十分である。3,000立方フィートの系で100 g/mの注入抽出率は反応度の最大変化率毎秒0.0005% ΔK/Kに相当し反応度挿入の安全限界内にある。

一次冷却水中の化学的吸収材による炉の制御に関連して運転温

度、運転圧力における化学溶液の熱的安定性、化学吸収材と冷却水中の他の添加物との相互作用などの問題がある。この分野の研究はベティスにおいて広範に行われている。その結果得られた結論を次にあげる。

1. 硼酸は高温高圧の溶液中安定である。
2. 硼酸アンモニウム溶液も同様安定である。
3. きわめて少量の水酸化リチウムを硼酸といっしょに用いてもよさそうである。しかし水酸化リチウムの量が多くなると不適當である。

この結論はオートクレープおよびループ実験から得られたものである。原子炉中におこりうる有害な効果として無水メタ硼酸リチウム(LiBO₂)の沈澱がある。実験によれば水と蒸気の境界層にメタ硼酸リチウムの沈澱を示している。これは乾燥(drying up)現象として知られている。

化学制御系に使用される可能性のある硼素化合物の中に温度の上昇とともに溶解度の減少するものがある。硼酸リチウムはこの性質をもつ唯一の化合物である。硼酸の溶解度は温度とともに急激に上昇する。水酸化リチウムと硼酸の溶液は約500°Fまでは十分溶解する。500°F以上では上に述べたいわゆる乾燥現象がおこる。硼酸リチウムの溶解度は500°Fの0.3 mol/lから600°Fの約0.2 mol/lまで減少する。温度の函数としてのこれらの溶解度を見るとき化学制御系をもつ現在の炉の運転に関して高温から常温までなんら支障は生じない。700°Fにおける硼酸リチウムの溶解度に対応する濃度でもなお常温の新しい原子炉を制御するのに適しており、500°Fから700°Fまでの温度で臨界未満に押えるのに十分である。

化学制御に関連してウエスチングハウス社は現在AECとの契約のもとに4つの大きな問題を研究している。研究計画2.0は核物理の問題と化学制御の反応度係数への影響に関するものである。研究計画3.0は2組の化学吸収材と水との組合せの炉外のオートクレープおよびループ試験に関するものである。材料の腐食の影響、析出、吸収材の注入、稀釈の問題も研究されている。研究計画3.0はまた化学吸収材溶液のファン・デ・グラフ照射に関するものも含んでいる。研究計画10.0は臨界実験に関するもので計画2.0で化学吸収材に関する核計算を実験的に確かめる。研究計画11.0は材料試験炉(MTR)をもちいて加圧水炉内ループ試験を行うもので、炉外実験から選ばれた化学吸収材またはその他のものを使用する。研究計画11.0の実験により化学吸収材(核的、腐食、沈澱など)の性質が確かめられる。

第8節 原子炉圧力容器について

〔第2章、第2節 原子炉圧力容器の追加〕

圧力容器の内壁(壁を通過する際の減衰は大体10)における高速中性子束を原子炉運転時間30年間として積分すると大体 10^{20} n/cm²になる。オークリッジの実験によれば 2×10^{18} n/cm²の中性子に照射された鋼の性質は測定しうる変化を示している。それによれば硬度は増加し延性は減少する。しかしこれらの影響は600°F、30分間の焼鈍によりなくすることができる。ヤンキー型の一次冷却水を入れる鋼は約500°Fであるから、600°Fの点における実験値をもちいて分散の計算をおこなった。計算によれば照射の効果はあらわれると焼鈍され一次系容器のいかなる部分にも重大な影響を与えない。

第 9 節 主冷却系機器について

〔第 2 章, 第 3 節 主冷却系の追加〕

9.1 蒸気発生器

蒸気発生器は(図 6.4 参照)縦型の通常の銅管形設計のもので蒸気ドラムと一体になっている。その大きさは大体直径 84 インチ、高さ 37.5 フィートである。一次冷却水は蒸気発生器の底に出入口がある。入口、出口の管寄せは管板によって二次側の気水混合物と隔離されている。

一次冷却水は入口側管寄せからはいり管内を上昇し、U 字管の頂部に達し、そこから下降して出口管寄せに出る。管寄せはボルト締めで邪魔板で仕切られている。この邪魔板は取除けることが可能で、蒸気発生器の底にあるマンホールから管板の管に行くことができる。一次冷却水と接触する表面はすべて 304 形不銹鋼で、管はすべて 304 形不銹鋼またはそれと同等のものである。各蒸気発生器の面積は約 14,900 平方フィートで約 2,350 本の U 字管をもちいている。

340°F の給水は管束ジャケットの頂部と蒸気発生器の胴との間を気水分離器で分離された高温水と混合し余熱されて自然対流で下降する。気水混合物は管束のまわりを通して容器の上部に昇る。気水混合物は固定翼形蒸気分離器、シェブロン形乾燥器、固定遠心形蒸気浄化器を通過し、蒸気は湿度 1/4% 以下になって共通の蒸気管を通してタービンの絞りに送られる。他方分離された水は遠心力で器壁に吹きつけられ外からはいつてきた給水と混合する。

蒸気発生器は可撓ねをもちいた支持構造物によりつるされ、主冷却管の熱膨脹をにげる。

つきに蒸気発生器の表を掲げておく。

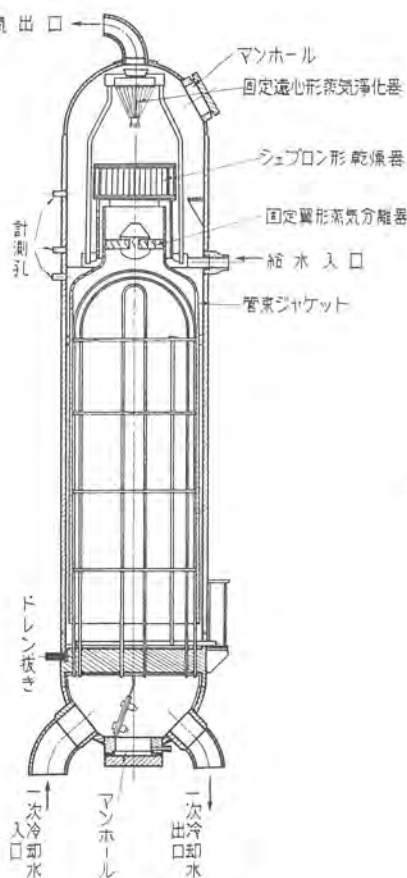


図 6.4 蒸気発生器

表 6.3 蒸気発生器

蒸気発生器の数	4
U 字管の数	2,350/1 基
管材	不銹鋼
胴材	炭素鋼 (304 形不銹鋼内張り)
管外径	0.625 インチ
管厚さ	0.049 インチ
胴内径	84 インチ
全長	37.5 フィート
伝熱面積	14,900 平方フィート
胴側の全負荷時蒸気圧	500 psia
胴側設計圧力	930 psia
給水温度	340°F

9.2 キャンドモータ形ポンプ

主冷却水循環ポンプにはキャンドモータ形の一段遠心ポンプを使用する。(図 6.5 参照) ポンプのうず室は一次系配管に永久溶接され、ポンプはうず室にボルト締めされ、密封溶接することもある。ポンプの取替えはうず室と切離すことによりおこなう。

表 6.4 主冷却水循環ポンプ仕様

ポンプ	
容量	23,100 gpm.
設計水頭	80 psi
吸込、設計、試験圧力	2,000, 2,500, 3,750 psi
吸込温度	486°F
所要水頭 (NPSH)	150 フィート
吸込ノズル (公称)	20 インチ, Sch 120
吐出しノズル (公称)	20 インチ, Sch 120
重量	27,000 lb.
形式	堅形、一段、輻流、底部吸込み 水平吐出し
電動機	
形式	1,680 軸馬力、単速、H 絶縁 耐圧力端子
軸受け	ジャーナル軸受: 水潤滑, スリプ スラスト軸受: 自動荷重調整, 自動 潤滑, セボット付平板形 (キングスベ リ軸受), 水潤滑
冷却	150 gpm, 100°F 浄水
構造	取替時切断箇所は繰返し密封溶接可能
周波数	60 c/s
電圧	2,300 V
所要電力 (高温時)	1,400 kW

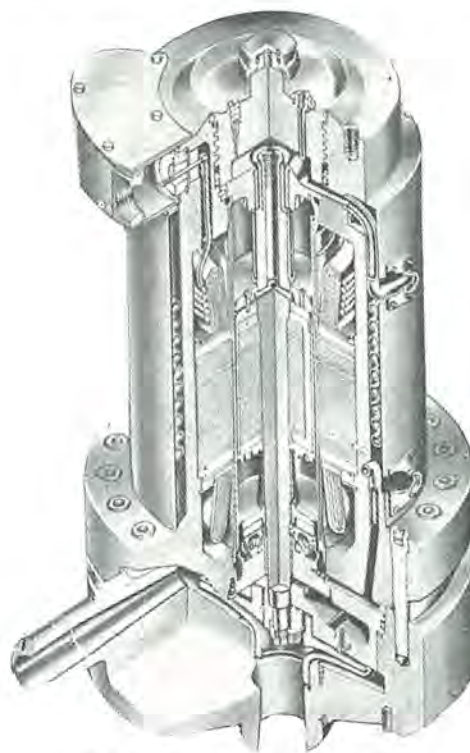


図 6.5 主冷却水循環ポンプ断面図

固定子巻線は不銹鋼またはインコネルXのキャンにより主冷却水と隔離される。これにより一次系の水は完全に密封することができる。この水はキャン内に充満し、軸受けの潤滑材としてももちいられる。ポンプ電動機で発生した熱は補助冷却系の水により除去される。この冷却水は放射能をもたない。一次系の水と接するポンプのすべての部分は耐食性の材料をもちいてある。

一次冷却配管にかかる重さをできるだけ避けるように、ポンプは適当に支持される。主冷却水循環ポンプの仕様を表 6.4 に示す。

9.3 主 塞 止 弁

20 吋の主塞止弁は各ループあたり 2 つで合計 8 つ使用されている。これは電動式である。(図 6.6 参照) 一次系の水と接するすべての面には耐食材料を用いてある。駆動電動機は 2 つのトルク制限閉閉器をもつ密閉電動形である。弁の開閉には約 2 分かかる。

弁を開いているときその弁茎に沿う漏洩は最初に弁体中のパネの作用で防止され、これは更にテフロン-アスベストパッキンにより後援されている。パッキンを漏洩した水はパッキン押えの洩れ抜き栓を通して排出される。この水はベントドレン系に導かれる。

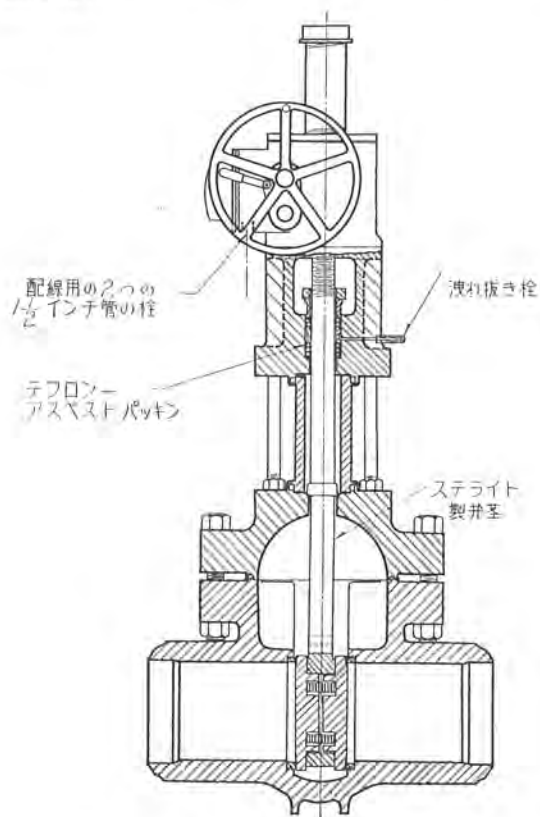


図 6.6 主塞止弁

主制御盤の標示燈に位置指示信号を送るため弁茎には制限閉閉器位置検出器がついている。

第 10 節 蒸気コンテナについて

〔第 2 章、第 14 節 蒸気コンテナ 14.2 概要の訂正〕

蒸気コンテナは ASME Boiler and Pressure Vessel Code,

Section VIII (Unfired Pressure Vessel) に従って設計、建設、試験され、コード印が押される。蒸気コンテナには次に述べるような特別な規定 Case No. 1235 に従ってリリース弁はつけられていない。

「委員会の意見では、この容器は原子炉圧力容器、一次系回路またはその両方の想定しうる最大の事故の場合に放出されるすべての致命的な放射性物質を安全に保持するために設計、建設されるものであるから、また放出される可能性のあるものは危険な物質であるから圧力安全装置は必要でない。」

規定の鋼板の許容応力はコードによれば、15,000 psi である。更にコードは溶接部に完全な放射線検査を行う場合には設計応力は 90% すなわち 13,500 psi に下げることができることを規定している。

蒸気コンテナの設計圧力は 31.5 psi で、これは直径 125 フィート、最小板厚 7/8 インチの膜応力 13,500 psi に相当する。

重大な水そう失事故の場合における蒸気コンテナの内圧は 34.5 psig である。この圧力はつぎに述べる UG-125 (c) のコードで許される 10% の超過圧力を含んでいる。「火なし蒸気ボイラ以外の火なし圧力容器はすべて、超過圧力が火または他の予期しない熱源により生じた場合を除いては圧力が最大許容使用圧力の 10% をこえないように圧力安全装置をつけなければならない。」

設計圧力 31.5 psig の 10% 増しが重大な水そう失事故の場合に相当する許容圧力 34.5 psig になる。

球状の容器は鋼柱で支えられる。

蒸気コンテナ内部の加圧された装置は球状の底部をもつ鉄筋コンクリートの円筒で取り囲まれている。コンクリートの壁の厚さは 4.5 ないし 7 フィートである。通常は 150 lb/ft³ の普通コンクリートを使用するが、空間的に余裕のないところでは高密度コンクリートをもちいる。

第 11 節 蒸気コンテナの気圧試験について

〔第 2 章、第 14 節 14.4 蒸気コンテナの試験 (1) 気圧試験の訂正〕

蒸気コンテナは設計圧力 31.5 psig の 1¹/₄ 倍、すなわち 40 psig に空気で加圧され 6 時間保持されるように訂正する。

第 12 節 蒸気タービン発電機施設について

〔第 2 章、第 17 節 蒸気タービン発電機施設の訂正〕

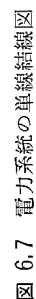
蒸気タービン発電機施設の改良が行われたので、追補することとする。

図 6.7 は前の図 2.34 に代るもので、原子炉補器の電源の停電を極力少なくするために、所内用変圧器の数に変更があった。

もっとも重要な一次系ポンプ 4 台は 2 台ずつ別々の 2 つの母線から電源を取っている。この 2 つの母線は必要に応じ自動的に結ぶことができるようになっている。

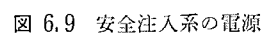
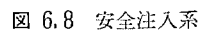
この所内用母線の電源は 3 つあり、(1) は主発電機であり、(2) はミルベリから来る 115 kV 電源であり、(3) はハリマンから来る 115 kV の送電線である。

この 3 つの電源のうち、どの 2 つが故障で停電しても残りの



この概念は、米国の電力網においては、「同時に 2 か所の事故が重畳しても、停電は起らない」という設計概念と一致して

〔第2章，第20節 安全注入系 20.3 設計の基礎の訂正追加〕



この系は硼酸として水 1 リットル当り硼素 1.6 グラムを含む脱イオン水 110,000 ガロンを取扱える大きさになっている。この水量は燃料取替作業中使用済燃料貯槽に移す間、つねに燃料要素の上部に遮蔽用水が少くとも 15 フィートあるように、原子炉上部遮蔽タンクに 25 フィートの深さに満水するに十分である。1,200 g/m の注入満水ポンプの 1 つは貯蔵硼酸溶液を混合し、炉上部遮蔽タンクを約 $1\frac{1}{2}$ 時間で満水することができる。燃料取替作業中炉上部遮蔽タンクに主冷却材が混合し、わずかでも汚染される場合は浄化のために廃棄物処理系に遮蔽タンクの水を送ることができる。

この系の安全注入の機能は炉上部遮蔽用水の貯蔵および注入装置を用いて達成される。安全注入は注入および体積調節系のポンプで補給しきれない程度の一次系の破壊事故のとき炉心を冷却するために 4 つの各ループの外向き配管の主塞止弁の外側から行われる。この冷却は崩壊熱による炉心の溶融を防ぐために必要である。(図 6.8 参照)

安全注入系の起動は手動で行われるが、その後は半自動的に動作する。誤って起動する機会を少なくするため、スイッチは 1 つでおおいがかぶせてある。この系は原子炉の圧力が安全注入ポンプの設定圧力頭以下に落ちたときのみ動作する。

2 台で合計 2,400 g/m のポンプをもちいると原子炉内で炉心の上部まで水を満たすのに約 $3\frac{1}{2}$ 分かかる。この系の始動に 2 分要するとすると一次冷却水が全部瞬間的にそう失したとしても炉心の溶融を防ぐのに十分である。注入速度は 1 個の注入管または主冷却管が破壊されたことによるポンプの全送水量の 25% のそう失を補う余裕をもっている。安全注入ヘッドにたいしては破片にたいする適当な防衛が設けられている。また個々の注入管はそれぞれ鉄筋コンクリートで仕切られた各へやにはいっている。一次系の破壊後原子炉容器に水が満たされた後は 1,200 g/m の 1 台のポンプの注入速度は崩壊熱により蒸気コンテナ内に蒸発される原子炉容器中の水の減少を補うように制御弁により遠隔制御される。

125,000 ガロンの安全注入系タンクは原子炉停止後約 300 時間崩壊熱による水の減少を補うに十分である。このタンクには必要なときには 300 時間以上の間外部からの補給により 5 g/m 以下の低率で水を供給することができる。蒸気コンテナは 4,500,000 lb (約 580,000 ガロン) の安全注入系からの水を入れることができるよう設計されている。

図 6.9 に示すようにおのおのの安全注入ポンプには独立の電源から電力が供給され系の信頼度を最高度に高めている。1 台のポンプはハリマンの 115 kV 送電線につながれた母線および変圧器により給電され、他の 1 台はミルベリの 115 kV 送電線につながれた母線および変圧器により給電される。これらの電源は本質的にたがいに独立であるだけでなく、所内の第 3 の電源、タービン発電機につながれた変圧器ともまったく独立である。電源そう失の場合に約 $1/3$ 秒で所内用母線のどれでもとれるよう自動開閉器がある。配線図の詳細は最終的には決定していないが、いずれにしてもこの方針にしたがって決められるであろう。安全注入系の電動機駆動弁は 125 V 直流蓄電池電源で操作される。安全注入系のすべての弁および電動機の操作は 1 つの起動開閉器に集められ、1 つの操作でこの系のすべての機器を動かす。

定期的に系のポンプと電動機駆動弁は個々に操作、点検される。また安全注入系の水は採取され、硼素濃度が分析される。

系の運転期間中は運転員はあらかじめ決められた手続きにし

たがって、また運転員の判断で必要と考えられる場合には適当な発電所の計器の指示にしたがい手動で系の操作をすることができる。

第 14 節 蒸気コンテナへの出入について

〔第 4 章、第 9 節 9.2 保守作業の訂正〕

蒸気コンテナへの人の出入口の扉は一重であったのを二重に訂正する。これにより小修理はより安全に遂行される。

第 15 節 化学的中性子吸収材のそう失について

〔第 5 章、第 2 節 2.3 化学中性子吸収材のそう失の追加〕

ほかの可能な事故として炉心内に沈殿した化学吸収材の析出物が突然脱落して炉心から流出するいわゆる“硼素脱出事故”が考えられる。これは反応度の増加をおこす。この現象は沸騰水型原子炉のボイドに含まれる反応度に幾分似ている。吸収材の析出の効果は本質的に熱中性子にたいして黒く (black)、制御棒と同じ表面積と同じ反応度の効果をもつ。炉心の中央の 4 平方フィートの中性子吸収表面の析出物の脱落の効果は制御棒の等価反応度でわずか 0.5% $\Delta K/K$ になる。この程度の析出物が瞬間的に脱落することは考えられない。即発臨界に影響を与えるには少なくともこの程度は必要であるから、結局この現象による傷害はおこらないと結論される。

第 16 節 冷却材流量そう失事故について

〔第 5 章、第 4 節 4.1 の訂正追加〕

温度の時間的変化は前の場合に似ている。これを図 5.7 に示す。最初の数秒内には重大な事故はおこらない。ポンプが止まったとき蒸気発生器への熱の移動は起らないと仮定すると約 180 秒で最高温度の流路で沸騰がおこる。それ以後熱除去の条件が回復されるまでは崩壊熱により温度はゆるやかに上昇する。一次系の熱サイフォン循環により蒸気発生器の胴側で冷却する問題は現在研究中である。しかし全体でのエネルギー保存則に基づいて崩壊熱により蒸気発生器の胴側の水をすべて蒸発してしまうには約 4.3 時間を要し、また蒸気発生器のすべての水と炉心が部分的に露出するまで一次系の水とを蒸発させるには約 7.1 時間を必要とすることが示される。主冷却水循環ポンプの電源がすべてそう失した後の最初の 4.3 時間に蒸発した水は蒸気発生器の安全弁と発電所煙突を通して大気中に蒸気として放出される。4.3 時間から 7.1 時間の間は圧力制御安全系の安全弁から蒸気は低圧サージタンクに放出される。最初はこの蒸気は低圧サージタンクで冷却される。この中の水が飽和圧、温度まで熱せられることがあり、そのときは蒸気は低圧サージタンクの 150 psig の安全弁を通して蒸気コンテナへ放出される。所内動力用としては本質的に 3 つの独立な電源があり、そのうち 2 つは原子炉のスクラムにより影響を受けないから 4 つのポンプの電源がすべてそう失する可能性はきわめてすくない。しかしもし万一このようなことが起った場合には少なくとも 1 台のポンプを起動するに十分な電源が数分間以内に回復される。

第 17 節 事故時における蒸気コンテナ内の圧力上昇

〔第 5 章、第 4 節 機械的事故 4.5 蒸気コンテナの訂正追加〕

図 6.10 は一次系および 1 つの二次系から 186,000 lb の水が正味体積 840,000 立方フィートの蒸気コンテナ内に放出された場合の最初の圧力の過渡現象を示す。コンクリートの仕切べきと蒸気コンテナとの最大の圧力差は 6 psi であり、この

圧力差になるのに要する時間は 0.2 秒である。一次系の各ループの遮蔽の仕切りには圧力差をこの値に抑えるために 400 平方フィートの窓があけてある。コンクリート壁の最大設計圧力は 8 psi である。全一次系冷却水は約 18 秒以内に一次系から放出され、そのとき蒸気コンテナ内では最大圧力 34.5 psig (49.2 psia) で平衡に達する。そのときの蒸気温度は 249°F で、放出されるエネルギーは 94×10^6 Btu である。図 6.11 は一次系よりの放出により最大圧力 34.5 psig に到達した後の長時間の経過を示す。熱輻射、絶縁されていない蒸気コンテナからの熱対流、内部コンクリート構造への熱拡散により最初の 2 時間で圧力は急激に減少する。その後が心の崩壊熱により 4 時間目に 15 psig の極大を通過した後圧力は徐々に減少する。

一次系の最大の事故後の蒸気コンテナ内の空気と蒸気の混合物の圧力は破裂前後で流体の全内部エネルギーは変わらないとして計算した。これはつぎのエネルギー保存則にもとづく。

$$Q = AW + \Delta E$$

ここで Q = 正味の放出熱量 Btu

A = 仕事量の逆数

W = 仕事 (ft-lb)

ΔE = 内部エネルギーの変化 Btu

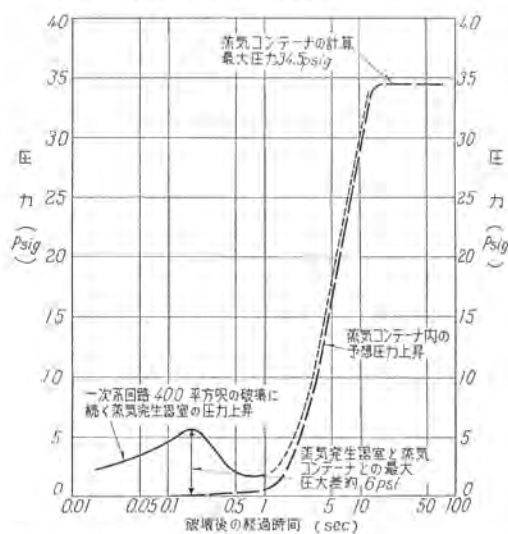


図 6.10 破壊事故発生後の蒸気コンテナの圧力上昇

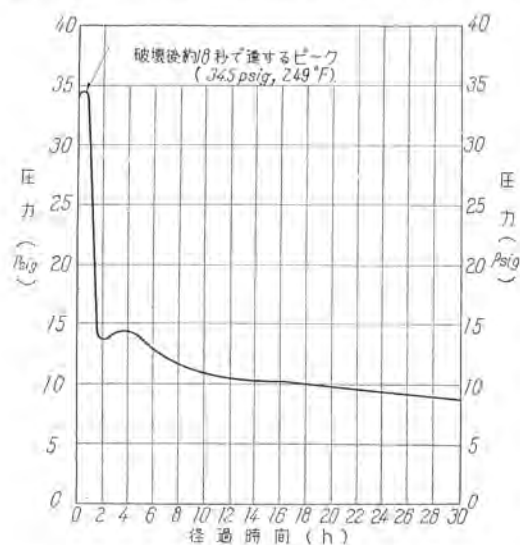


図 6.11 破壊事故の後蒸気コンテナの圧力変化 (蒸気コンテナ球殻に保温のない場合)

一次系の破裂後短時間には熱損失はない。

$$Q=0$$

流体は最初と最後の状態で静止しているから

$$AW=0$$

$$\therefore \Delta E=0$$

すなわち事故の前後の内部エネルギーは変化しない。

つぎに重大な事故の場合の主要な数値をあげる。

一次系圧力 (運転圧力の上限) psia	2,150
一次系平均温度 (運転温度の上限) °F	518
一次系の水の体積 ft ³	
原子炉	1,600
加圧器	150
蒸気発生器	800
配管	548
ポンプ	20
その他	52
合計	3,170
一次系の蒸気の体積 ft ³	110
二次系ループの 1 つの水の全体積 ft ³	570
二次系ループの 1 つの蒸気の全体積 ft ³	590
蒸気コンテナの全体積 ft ³	1,020,000
蒸気コンテナの正味有効体積 ft ³	840,000
一次系流体および二次系の 1 ループの流体の合計重量 lb	186,000
放出される流体の内部エネルギー Btu	94,000,000
一次系から噴出する蒸気百分率	32
最終圧力 psia	
蒸気	29.2
空気	20.0
合計 psia	49.2
psig	34.5
最終温度 °F	24.9

最初の圧力の放出についてつぎに述べる熱伝達効果がただちに進行し、これらを総合した結果蒸気コンテナ内圧力は図 6.11 に示すようになる。熱伝達の効果をつぎにあげる。

炉心から放出される崩壊熱

$$\frac{P}{P_0} = 0.076 \theta^{-0.2}$$

$P = \theta$ 秒後の熱放出率 MW

P_0 = 初期熱放出率 = 482 MW

θ = 原子炉停止後の時間 sec

崩壊熱の放出率は原子炉停止以前の運転時間によりきまる。運転時間が長いほど崩壊熱放出率は大きい。

上の関係式は無限時間運転後のもので、長時間運転した場合はこの式でよく近似されるが、とにかく実際の場合より過大評価になっている。

コンテナを通して輻射と対流により熱が失われるが、この熱放出率は蒸気コンテナ内および外の温度、輻射、対流係数によりきまる。この係数の値は現在利用しうるデータによれば大きい球にたいして $2.2 \text{ Btu/ft}^2 \cdot \text{hr} \cdot ^\circ\text{F}$ である。コンテナ外の温度としては夏の一日の平均温度 70°F をとり、事故以前の蒸気コンテナ内の温度として 120°F をとった。

熱はまた蒸気コンテナの材料の鋼により吸収される。この吸収率は蒸気コンテナ内の温度に比例する。コンテナ容器の重量は約 2,500,000 lb., 比熱は $0.12 \text{ Btu/lb} \cdot ^\circ\text{F}$ である。

定常運転時の温度で一次系の鋼材の部分から熱はゆるやかに放出される。この熱放出率は蒸気コンテナ内の温度に比例する。熱絶縁された鋼材の部分の重量は 1,500,000 lb でその比熱は 0.12 Btu/lb・°F である。絶縁材としては 4 インチの発泡ガラスをもちいるがその平均熱伝導度は 0.55 Btu/ft²・°F・in(厚)である。

熱はまた内部コンクリート構造物により吸収される。コンクリートへの熱の拡散速度は蒸気コンテナ内部の温度によりきまる。コンクリートの温度の時間変化は比熱 0.22 Btu/lb・°F、熱伝導度 0.5 Btu/ft²・°F・hr・ft(厚)、密度 150 lb/ft³ としてシュミットの方法で決定された。

崩壊熱を除いては周囲温度は熱分布に影響を与えるこれらの因子における独立変数である。これはある時間における新しい蒸気温度、空気蒸気混合物の全圧力を決定する因子である。しかし上にあげた因子の中で最初の2つおよび最後のものだけが熱の再分布に重要な影響を与える。計算の結果を図 6.11 に示す。計算に際しては破壊後の最初の数分間は圧力を下げる影響を与える蒸気の凝縮を考慮しなかった。これはもちろん安全側の仮定である。

第 18 節 負荷そう失事故

〔第 5 章, 第 4 節 機械的事故の追加〕

蒸気発生器からの蒸気の流れが蒸気絞り弁の誤動作による閉路により、またはタービンの負荷脱落により止まった場合一次系の熱的損傷を防止することは重要である。この問題の研究は現在進行中である。現在の設計ではタービンの負荷脱落により自動的に制御棒を挿入(または原子炉のスクラム)するよう鎖錠されていないで、警報および標示されるだけである。しかしこの設計が不合理であることが明らかになれば鎖錠がおこなわれるであろう。予備的な計算によれば全蒸気流量の 7% をバイパスさせれば炉を停止しないでも負の温度係数だけに頼って一次系および二次系を安全な温度限界に押えることができる。

第 19 節 想定しうる最大の事故の概念について

〔第 5 章, 第 6 節 原子炉事故による災害の訂正追加〕

19.1 想定しうる最大の事故

前節において多くの事故の解析がなされたが、そのうちもっとも重大な事故は大量の水が放出されるものであった。この事故は 20 インチの一次系の配管が破壊または切断されて一次系が減圧し、事実上完全に系から水が放出されるものである。この際考えられる危険性は炉心溶融と分裂生成物の蒸気コンテナへの放出、およびそれによる公衆におよぼす放射線傷害の可能性である。かかる事態の起るのを防ぐためにすでに述べた安全注入系が設けられた。この系は必要な場合にはただちに運転されるよう設計され、管理されており、一次系の事故により運転ができなくなることはない。ヤンキー原子力発電会社およびその技術協力者の意見では想定しうる最大の事故は大量の水そう失事故で安全注入系により炉心の溶融は伴わず、したがって炉心からの分裂生成物の放出もなく公衆に災害をおよぼさないようなものと定義される。

19.2 仮想的事故

原子炉独特の危険性は原子炉関係装置からの分裂生成物の事故による放出とそれのための外部におよぼす放射線傷害である。原子炉技術の現在の状態では発電所設計には有効な安全装置の協力により、もっともありそうもない事故でも適当な手段により防ぐことができることを要求している。したがって想定しうる最大の事故においてさえ分裂生成物の放出とそれに伴う

外部におよぼす放射線傷害をおこすことはないが、分裂生成物の放出を伴うような仮想的事故を仮定し、蒸気コンテナの有効性と発電所設計にとられている他の安全性の問題を評価するための解析の結果は第 5 章, 第 6 節に述べたとおりである。ただし事故時における蒸気コンテナ内の圧力上昇は 37 psig であったがこれを 34.5 psig に訂正する。(第 6 章, 第 17 節参照)

第 20 節 蒸気コンテナの漏洩および空気中の放射能について

〔第 5 章, 第 6 節 6.4 の追加〕

炉心中の揮発性、不揮発性分裂生成物のうちで放射性元素と放射性ストロンチウムが吸入線量に関して重要である。元素は甲状腺に選択的に吸収され、ストロンチウムは骨により選択吸収される。ここでは元素およびストロンチウムは炉心からその 20% が放出されると仮定した。これはきわめて安全側の仮定であって、実験報告によればストロンチウムの放出は大体 1~5% である。炉心中の元素およびストロンチウムの放射能は表 6.5 に示す。

表 6.5

放射性同位元素	キュリー
I-131	1.0×10^7
I-132	1.6×10^7
I-133	2.3×10^7
I-134	2.7×10^7
I-135	2.1×10^7
Sr-89	1.3×10^7
Sr-90	2.4×10^5

KAPL-1158 によれば I-131 の吸入による甲状腺のうける 60 日間の積分線量は Sr-89 の同じキュリーの吸入による骨のうける線量の約 10 倍大きい。すべての放射性元素を I-131 に換算すると約 1.8×10^7 キュリーになり、Sr-89 は 1.3×10^7 キュリーである。Sr-89 による骨のうける線量は Sr-90 によるものと同程度であるから、結局 I-131 により甲状腺の受ける線量が評価の基準にとられる。

第 21 節 あとがき

最後に AEC の災害評価局長 (Hazard Evaluation Branch) クリフォード・K・ベックのヤンキー発電所の安全性に関する公聴会における証言から少し引用してこの章を閉じることとする。

災害評価の観点からヤンキー原子力発電所の設計はつぎの 3 つの特長をもっている。

1. 常運転停止の際炉を臨界未満にするために中性子吸収用の硼酸を一次系に入れること。
2. 全出力のとき炉心の一部に核沸騰を許すこと。
3. 燃料取替えの周期が長いのでプルトニウムが多量に蓄積すること。

このうち 1 に関しては現在の設計で問題は十分解決されている。2 に関しては十分に解決されない問題があるが、解析と設計が完了したときには、とくにもし負のボイド係数が大きいならば災害に関して解決できない問題はないと信じられる。3 については燃料の温度係数は減少しそのため炉固有の安全性は少しく減少する。またドブプラ係数もその大きさが変化する。これらの定量的な効果は現在も不明であるが、ヤンキーによればこの効果は運転に先立ち十分研究され、その結果は炉の最終設計にとり入れられるであろう。(実際第 6 章ではこの項が追加されている)

今日と明日の航空通信および航法

Aviation Communications and Navigation.....
Today and Tomorrow (Westinghouse Engineer,
Vol. 17, No. 6. Nov. 1957, p. 178)

航空機の交通量の増大にともなう、悪天候下でもその選航を安全、確実かつ迅速に行うためには、航空輸送業務の一つとして電子装置を利用した通信および航法が必要である。米国民間航空局 (CAA) は 575 以上の航空路通信局と空港管制塔、365 の 4 方向無線航路標識および 400 の全方向式航路標識局を運用しており、定期航空会社は米国内航空路上で 500 局以上の通信局 (軍用を除く) を運用している。

1. 航法用機器の機能

電子装置による通信および航法用機器が与える業務は航法、航空交通管制および一般指揮通信の三つの基本的機能に分類できる。

航法 航法はパイロットが位置を決める助けとなり、さらに目的地にパイロットを導く情報を与える諸装置を含んでいる。基礎的な航法として推測航法と天測航法があるが、最近では自動操縦が可能な電子航法装置を使用している。電子航法の一つは機上で電波を受信して位置を知る方位測定法であるが、これは自動化方式の補助装置になっている。近代的なものはロラン方式 (1.7~2.0 Mc) で主局と従局からのパルス変調波を受信して双曲線軌跡の交点から航空機の位置をきめる。精度は送信機からの距離が 1,000 マイルのとき 23 マイル以内である。もっと精度のよい方式は Gee, Cytac, Decca および Radux で実用または開発中である。第二の電子航法は既知の一点からの相対方位 (θ) と距離 (ρ) を測る方法で、DME (距離測定装置) と組合わせて VOR (VHF 全方向式航路標識) の形で使用される。DME は 1,000 Mc 付近で、VOR は 100~120 Mc である。米国の VOR 局は 1,230 局ある。DME では航空機の送信機から質問パルスを送り出し、地上の DME 局からトリガ応答パルスとして帰ってくるまでの時間により距離が計算できる。TACAN は軍によって開発されたもので、VOR と DME の両機能を組合わせたものである。Navarho (90~118 kc) はこの形式の一つで、空軍によって開発されたもので長距離にわたって信頼性の高い情報を与える。VOR の θ 機能と TACAN の ρ 機能とを組合わせた VORTAC 方式は将来の公式の CAA 用途に対するものと見られている。

航空交通管制 航空機の交通量が巨大なので航空交通管制は空港付近においてとくに重要な問題である。これは航空路上管制と、空港および地上進入管制との二つの基本機能に分類できる。管制員は計器飛行規則と視覚飛行規則のいずれかを適用して全空間を確実に管制しなければならない。飛行状況をいつも監視するようにひん繁な通信が必要である。空港地区ではレーダーで監視し、無線で着陸を誘導する。航空機は ILS (計器着陸方式) または GCA (地上管制進入装置) によって滑走路に降りることができる。空港付近では通信量が多いので交通管制の

能率を高くするための技術的問題が非常に多い。

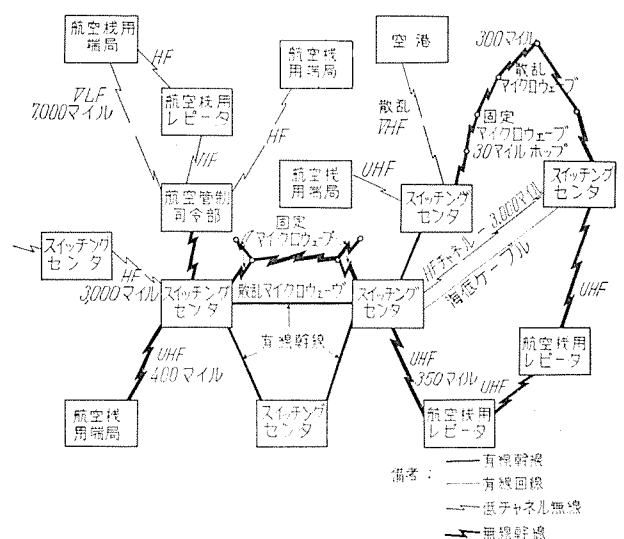
一般指揮通信 これは気象情報、乗客および航空路情報の交換、任意の飛行状態での緊急通信を含んでいる。軍用は UHF 帯 (1,750 チャネル)、民間航空会社は VHF を用いている。空地間の交信の大部分は音声であり、戦闘機の一部ではデータリンクを使用している。

2. 通信および航法の問題

信頼性 通信は雑音、高調波、フェージングおよび妨害信号に感じない信頼しうるものでなければならない。W 社は米空軍用に 2,000 Mc の対流圏散乱中継端局を運用しており、新しい多重通信装置の伝搬特性を研究している。将来は地上から航空機へ散乱通信を利用できる。信頼性の問題を解決する方法としては、メッセージを符号にして通信記号の形 (ビット) で用いたり、空間・周波数および時間ダイバーシティの技術によって伝送冗長度を故意に使用するか、SSB 変調を採用するなどがある。W 社の SSB 開発計画はこの線に沿ったもので 2,000 Mc における遠距離通信を実質的に改善するよう期待されている。

データリンク (Data links) 航空機の複雑化と速度の増加および空港地区で扱う交通量の増大に従って通信する情報量の増加に対して、航空機と地上間に高速度で自動的かつ確実に必要な情報を伝達するためのデータリンクが必要である。データリンクは一般航空交通管制および航法計画の重要部分であると考えられており、現在では局の付近で同一周波数において 120 台の航空機を統制するのに必要な全情報を交換することができる。

長距離通信 世界的規模における確実な長距離通信の必要性が増してきたが、符号化と新変調法のような信頼性を増すための新技術は問題を解決する助けとなる。しかしなお距離があまりにも大きすぎることに十分にとはいえない。この問題の



この図は世界的通信網を作るのに用いられる伝送系の多くの異なった形式の説明である。このような、リンクの多くは運用中か計画中である。

解決法の一つとして空中へ中継航空機局を置くことが考えられる。W 社は米国陸軍と協同して数年前に 250 Mc の TV 信号と 750 および 3,300 Mc の通信信号の中継動作について実験を行った。この研究と長距離空地間の通信チャネルの達成に対する新しい方法に関する研究は W 社の長距離主要開発計画の一部をなしている。

単側波帯 通信チャネルを増加させるための手段の一つとして有力なのは SSB 方式で、安定性の問題を解決できるならば利用しうるチャネルは倍にできる。スタコット励振器は 1×10^{-8} のオーダの安定度をもっている。

軍事的要求と商業航空輸送に適合する巨大量の通信と航法に関する技術的進歩が急務となってきた。有人航空機に代って無人のミサイル時代の到来は、さらに長距離に及ぶ大容量で確実な通信を強く要求するものである。

(無線機製作所 黒田忠光訳)

航空機探知組織

Aircraft Detection Systems (Westinghouse Engineer, 1957, Nov. p. 173~177)

防衛組織の眼としての探知組織は、機上用レーダという小さいものから、探知範囲が数千平方マイルに及ぶ大規模な地上探知機まであり、その種類、機能、装置は非常に広範囲である。探知組織は、その動作によって、装置が指向性アンテナより高い周波数の電波を発射し、帰って来る反射波によって目標位置を決定する能動的組織と、目標が輻射する信号を受けてその方向を決定する受動的組織に大別される。

探知組織をその機能によって機上用探知機、地上探知機、制御レーダ、高度測定用レーダ、Combined 3-D Radar System に分けることができる。機上用探知機としては現在レーダが用いられている。機上機器は軽量化、小形化が要求されるために、長波長の電波を用いるほうが受信機の性能は良いにもかかわらず短波長の使用を余儀なくされる。そして信頼性を増すために技術者に簡単な回路で最大の効果をもたらすような設計を要求する。またこれは、環境の激変にも耐えなければならない。この種のレーダは地上マッピング、爆撃照準器、F. C. S. 平和的には気象観測などに応用されている。

地上探知機は、それが広範囲な防衛網の一部としての機能を果たす必要性が要求される。この探知機は探知距離と感度が最大になるよう設計される。一般に低い周波数で動作し、走査速度は低く、パルス巾は長く、大形アンテナを持つ。そのために目標に対する鮮明度は良くない。

制御レーダは情報の正確性、良好な鮮明度が要求される。この種レーダの特長は、速い走査速度、狭いパルスの使用、高い周波数で動作することである。

高度測定用レーダは目標の仰角、高度に関する正確な情報が

得られるよう設計される。そのためにこれは垂直面内に特殊な形のアンテナパターンを持つ。

Combined 3-D Radar System は目標機の高度を決定する機構を完全に組み合わせた特別の制御レーダである。これは取り扱う情報量が大きいために非常に複雑なものである。

将来の探知機は兵器改良より起る問題を土台として、空間基地上に設置される探知の組織、暗黒中でも見える電子装置の 2 方向に発展するであろうことは容易に想像される。これらは電子産業の発明と発見によって解決されるであろう。

(無線機製作所 石井茂訳)

誘導弾

Maynard R. Briggs, DR. Peter Castruccio, Leonard Atran: Guided Missile. (Westinghouse Engineer Nov. 1957 p. 185~188)

誘導弾は弾頭に爆薬——近い将来、多分弾頭のほとんどが核兵器を用いるであろう——を備え誘導装置により敵目標に向かって誘導されながらジェットまたはロケット推進機によって飛翔する破壊兵器である。現在、弾体の重さが数百ポンドのものから 10 トンもしくはそれ以上のものが製作されている。或るものは簡単な誘導装置系のものから、或るものは非常に精密な大きな誘導装置を必要とするものまで種々あり、その使用目的によって誘導弾はつぎのように分類されている。すなわち、(1) 地対地、(2) 地対空、(3) 空対地、(4) 空対空、(5) 特殊な応用として空対水中、地対水中、水中対空、水中対地。

誘導弾系の設計において、第一の技術的問題は誘導方式である。今日簡単な対戦車誘導弾に用いられている有線誘導方式、地上から絶えず目標を追跡すると同時に適当な指令信号によって誘導弾を誘導する指令誘導方式、つねに目標に向かって張られたレーダービームの中心を誘導弾が自動的に探し求めて飛翔せしめるビーム乗り方式、敵目標から発する、または反射するエネルギーを感知してその方向に誘導弾が飛翔するホーミング方式、弾体内で慣性を利用した慣性誘導方式、星の位置と重力方向との差によって誘導する天測航法、以上の各方式を組み合わせた複合誘導方式などが用いられている。

弾体内には推進機、爆薬のほかに飛翔中の弾の姿勢と経路の制御を行うために必要な自動操縦装置が装備されている。自動操縦装置の心臓部はジャイロである。適当な装置によりジャイロ回転軸と機体の姿勢との差を感知させて操舵機構に操作指令信号を与える。

誘導弾に関する知識や考察は最近の研究成果によって非常に高められ誘導弾系は高度の発達を示している。戦略用、戦術および防衛用などいずれの誘導弾系計画にせよ航空戦術の基本的概念への深い研究を必要とすると同時に系そのものは、その生産性、信頼性ならびに価格の低廉性が要求される。

(無線機製作所 三谷尚正訳)



■ 万能形電子計算機の設定

当社ではすでにアナログコンピュータ、交流計算盤を設置して機器の設計や自動制御、電力系統などの問題の解析に威力を発揮し、また事務方面では IMB の導入によって事務能率の向上に寄与している。しかし最近各種の電気機器の設計や原子力の研究、あるいはリアプログラミングのように経営管理の面でも非常に複雑で手間のかかる計算過程が、また高い精度の計算がますます必要になって来ている。このような計算を従来の卓上計算機で逐一計算したのではばく大な労力と時間を要し、とうてい今日の技術面からくる計算の需要を満たすことはできない。この計算能力を拡充するにはどうしても万能形高速電子計算機にまたなければならぬ。このたび当社研究所に Bendix 社の G-15D 形電子計算機が設置されたのはこのような要望に基づくものであって、当社の技術水準の向上に寄与するところをはなはだ大きいものと期待されている。



万能形電子計算機

この電子計算機は写真のように比較的小形に作られているが内部に真空管約 450 本、ダイオード約 2,000 本を有し、記憶装置には磁気円筒が使用される。計算のための命令や数値はタイプライタで打ちこむか、あるいはあらかじめ作られた命令テープを読みこませ、その後始動命令を与えれば所定の計算が自動的に遂行されその結果はタイプライタで打ち出されてくる。計算速度は一例として 15 桁の加減算が 0.54 ms、乗除算が 33 ms である。

この計算機はすでに数多くの技術的問題をとりあつかっている。その 2, 3 の例をあげれば原子炉の炉心設計、核燃料の燃焼率の計算、電力系統の安定度の研究、加圧器の動作の解析などに使用し、いずれも非常に短い時間に高い精度をもった計算結果が得られ、しかもパラメータの変化が自由に行われるので問題を広く検討するのにきわめて好都合である。今後、ますます、この計算機を活用することにより今まで計算能力の点で未解決に残された技術上の種々の分野の問題があらたに解明されようとしている。

■ 東武鉄道 2,000 Mc 多重無線回線工事完成

かねて工事を進めつつあった東武鉄道株式会社納 2,000 Mc 多重無線通信装置一式は 4 月中旬機器据付その他、一切の工事を完了し、運用を開始した。この回線は引続きさらに延長を計画されているが、私鉄幹線通信系にマイクロ波を利用したものとしては、通信方式回線構成延長距離などの点で前例を見ない画期的なもので、今後発展が予想される私鉄マイクロ波多重回線の典型を示すものといえよう。

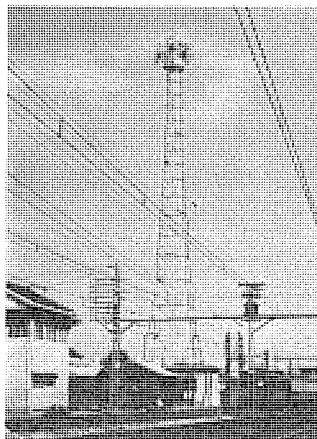
この回線は通信方式として当社独特の AM-FM 方式が採用された。この方式は従来のパルス方式、あるいは SSB-FM などに比べて、信頼度の向上、機器回路構成の簡易、取扱保守の容易、その他の点できわめてすぐれたものであり、しかも性能は前記諸方式に対しなんらの遜色なく、私鉄のように信頼度と保守の容易さをとくに重視される向に対するマイクロ波通信方式としてもっとも適したものであろう。

当社はレピータ工事だけを除き、無線機、空中線、端局装置など機器の製作納入はもとより、回線計画設計、鉄塔工事、電源工事、据付工事など一切を担当し、また計画に先立って業平橋本社—赤城山間に実験局を開設して、2,000 Mc 帯既設局との干渉その他実用上の諸問題の調査検討を行った。

この工事の概要は下記のとおりでである。

1. 回線構成

図 1 に示すように、業平橋、赤城山、新栃木の各端局と杉



杉戸局アンテナ鉄塔(地上 50 m)
頂部に業平橋、赤城および新栃木
向のパラボラアンテナ(直径 3 m)
が取り付けられている。

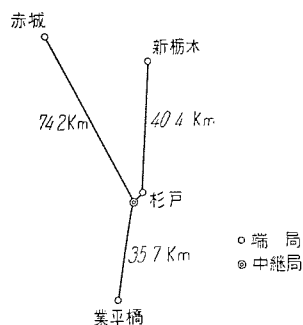
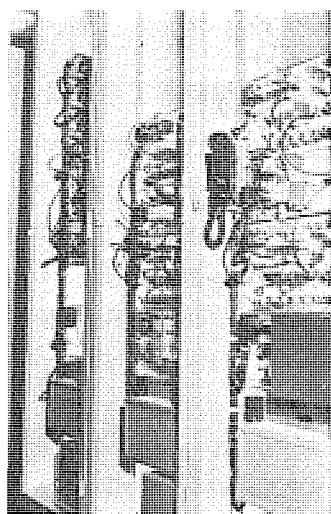


図 1 回線構成



杉戸局無線装置(右より中継無線
機現用, 予備, 端末無線機)

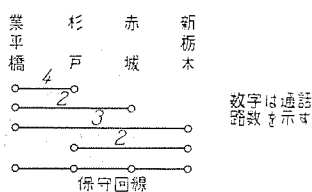


図 2 通話路構成

戸中継局を結ぶルートを構成する。杉戸ではヘテロダイン中継
によって業平橋、赤城を結ぶとともに新栃木ルートに対しては
ビデオ中継を行う。回線総延長距離は約 150 km である。

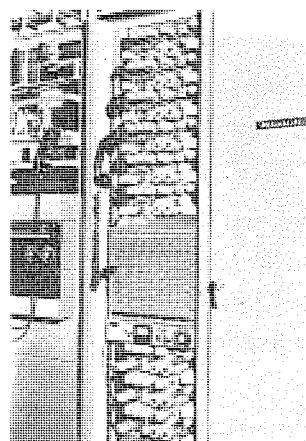
2. 通話路構成

図 2 に示すように 各局相互間を結ぶ トールダイヤル電話回
線を構成するほかに、各局共通の保守回線を有し、局間打合
せ電話のほか、故障警報の伝達に使用している。このように任
意の局間に小数通話路を構成し、簡単に drop insert できる
ことは、当社 AM-FM 方式の大きな特長である。

3. 据付機器

主要据付機器は下記のとおりである。

- | | |
|--------------------|---------|
| a. 2,000 Mc 帯端末無線機 | 現用機 4 台 |
| | 予備機 2 台 |
| b. 2,000 Mc 帯中継無線機 | 現用機 1 台 |
| | 予備機 1 台 |
| c. 3 m パラボラ空中線 | 6 台 |
| d. 端局装置 | 3 架 |



業平橋局端局装置

■ 同期機保護用 COQ 形逆相電流継電器の改良完成

COQ 形逆相電流継電器は同期機の逆相電流保護のためにと
くに設計した誘導形継電器であってすでに 2 年ほど以前から製
作していたものである。

今回、この継電器の誘導形継電要素および逆相分波器の構
造、定数などを変更して、より合理的な保護ができるよう改良
した新形継電器が完成したので、ここに改めて紹介するしだい
である。

同期機が接続されている系統に二線短絡、二線接地あるいは
一線接地などの不平衡故障が発生すればそれら同期機には逆相
分を含んだ故障電流が流れる。この逆相電流は同期機内部で回
転子と逆方向に回転する磁界をつくり回転子表面に大きな渦流
を誘起して温度を上昇させることになる。この温度上昇は逆相
電流の大きさの自乗を継続時間で積分したものにほぼ比例して
いて、正相電流には無関係である。したがって回転子の許容温
度上昇を規定すれば逆相電流の大きさの自乗を継続時間により
積分した値は 1 個の定数として定まる。

すなわち同期機が逆相電流に耐えるための定数 K は、

$$K = \int_0^t i_2^2 dt = I_2^2 \cdot t \quad \text{である。}$$

この K の値として ASA (American Standards Association) では種々の実験および理論的考察により次の値が決められた。

同期機の種類	許容される $K=I_2^2 \cdot t$ (per unit ² ·sec)
タービン発電機	30
水車発電機	40
ジーゼル発電機	40
同期調相機	30
周波数変換機	30

このような保護にもちいられる逆相過電流継電器としては同期機の上記逆相電流対許容継続時間特性に平行し、つねにほぼ一定の余裕時間をもって動作する理想的な逆相入力電流対動作時間特性を有することが理想であり、また整定方法も簡単で同期機の種類と定格電流がわかればただちに整定できるようになっていることがのぞましい。COQ 形継電器は以上のような逆相過電流保護用に製作されてきた継電器で、原理上正相電流には応動しないので同期機の脱調や乱調で誤動作するおそれがなく、構造も簡単で、保守が容易であるから重要発電機の後備保護継電器として欠かすことのできないものの一つである。新しい COQ 形継電器の特長とするものを要約すればつぎのようなことがあげられる。

(1) 継電器の動作時間特性を同期機の逆相電流対許容時間特性に合わせるためとくに超反限時特性に設計した継電要素を使用している。そのため図に示すように、同期機の特性和ほとんど平行であるすぐれた動作特性が得られている。

(2) 整定方法が非常に簡単である。

電流タップとダイヤルの2箇所を整定するだけである。電流タップは保護すべき同期機の定格電流の CT 二次電流に相当

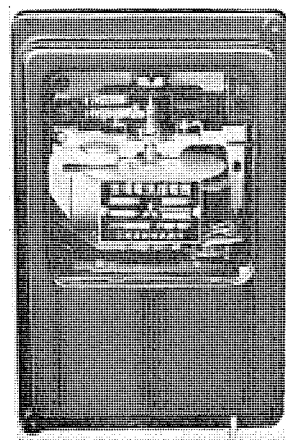
するタップに整定するようにしている。このタップは 3.0 3.25 3.5 3.8 4.2 4.6 5.0 の 7 タップを備えている。

ダイヤル整定は同期機定数 $K=I_2^2 \cdot t$ が 30 から 90 までの間、任意に整定できるようになっている。

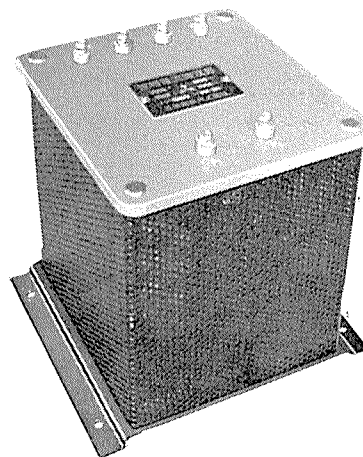
(3) 消費電力が小さい。常時 5 A 流れているときの CT 負担は下記に示すような値である。

A 相	5.6 VA	位相角	0 度
B 相	1.7 VA	"	90 度遅れ
C 相	6.8 VA	"	45 度遅れ

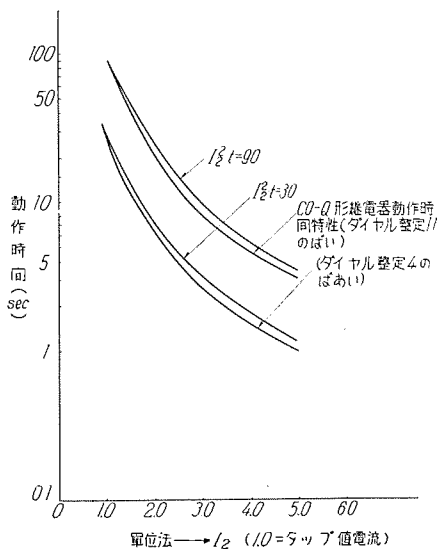
(4) この継電器は重要な発電機の保護にもちいられるものであり、また一般の誘導形継電器に比べて高級な特性を要求されるものであるから鉄心材料、制動磁石などの材料を再吟味してこの継電器にもっと適したものを選んで使用している。



FT-COQ 形継電器外観



逆相電流過波器外観
(COQ 形継電器付属)



$I_2^2 \cdot t = 30$ および $I_2^2 \cdot t = 90$ の曲線と COQ 形継電器の動作時間特性の比較

主幹制御器

発明者 武田 英夫

従来ベルトコンベヤはその所要仕様により複数個の駆動電動機を使用し、これら各電動機をたとえば図1に示すように (a_1) 、 (a_2) 、 (a_3) のそれぞれ異なる運転時間で図示 (a) 、 (b) 、 (c) の一定順序に繰り返し運転、停止するように電動主幹制御器を設けている。

したがって (a_1) 、 (a_2) 、 (a_3) がコンベヤの仕様によっては20分5秒および3分のようにいちじるしく異なる場合も生ずる。この場合図2に示すように各電動機の起動停止を制御するカムを同一操作軸(4)に定着するときはカムの機械加工の点等でそのカム面長はたとえば最少限度5mmにとらなければならないが図示のカム (b_1) のカム面長をこの最少限度の5mmにとればこれと同一操作軸(4)に定着され、20分および3分の運転時間を有する他の電動機の制御カム (a_1) 、 (c_1) のカム面長はこのカム (b_1) の最少カム面長に比例した1,200mmおよび180mmとなりこれがため主幹制御器も必然的に大形になる不便を生ずる。

この発明はこのような不便を除き主幹制御器を小形とししか

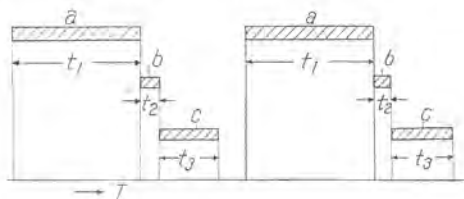


図 1

も電動機の運転停止時間の精度を向上させるように考慮したもので(1)は操作電動機(2)により減速装置(3)を介して駆動される電動主幹制御器、(4)および(5)はこの制御器の操作カム軸でカム軸(4)は24分間に一回転、またカム軸(5)は60秒に一回転するようにそれぞれ減速されている。 (a_2) 、 (b_2) 、

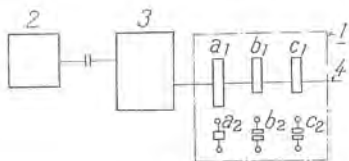


図 2

(c_2) は主幹制御器(1)に設けたカム開閉器で図1のような運転特性を持つ複数個の電動機をそれぞれ制御するように当該電動機回路を開閉するもので運転時間 (t_1) 、 (t_2) 、 (t_3) に相当する

閉合時間をもっている。 (a_1) 、 (b_1) 、 (c_1) はカム開閉器 (a_2) 、 (b_2) 、 (c_2) にそれぞれ対向し、この開閉器のおのおのを上記所定の時間および運転順序で開閉する制御カムで従来のものにおいては図2のように同一の操作カム軸(4)に定着しているが本発明によるものは図3のように異なる回転速度を持つ操作カム軸(4)および(5)にそれぞれ別個に定着している。

すなわちこの発明はとくに異なる回転速度を持つ二種の操作カム軸(4)、(5)を別個に設け比較的運転時間の長い電動機を制御するカム開閉器 (a_2) 、 (c_2) の制御カム (a_1) 、 (c_1) は低速回転の操作カム軸(4)にまた運転時間の短い電動機を制御するカム開閉器 (b_2) の制御カム (b_1) は高速回転の操作カム軸(5)にそれぞれ区別して設けしかも操作カム軸(4)の一回転中にカム開閉器 (b_2) がその開閉を繰返すことのないように図4に示すように高速回転の操作カム軸(5)に設けた制御カム (b_1) のカム開閉器 (b_2) には低速回転の操作カム軸(4)に設けた補助制御カム (b_1') のカム開閉器 (b_2') を直列に接続している。したがって制御カム (a_1) 、 (c_1) のカム面長は制御カム (b_1) のカム

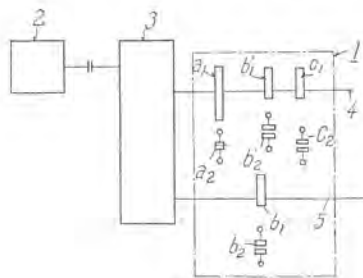


図 3

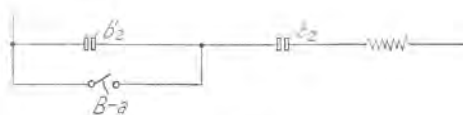


図 4

面長に関係なくその長さすなわち直径を適度に縮小し得られ、主幹制御器を小形にできまた一方制御カム (b_1) の角速度が大きいのでそのカム面長を十分に長く選定することが可能となりしたがって機械加工がカム面長の微少なものに比しきわめて容易になるとともにこのカムによって制御される電動機の運転、停止時限もまた精確になしうる特長を有するものである。

(特許第 234694)

(長谷川記)

三菱PC-3形

電力線搬送端局装置

電力系統の故障を高速度で除去する、搬送保護継電装置は、最近の系統構成、系統運用方法から、とみに重要性を加えつつある。

三菱電機においては、去る昭和30年九州電力中央幹線人工故障試験に多大の成果をおさめて以来、一貫してHKB-2形常時位相比較式搬送保護継電装置の改良研究をつづけている。

装置の構成

送信部（発振器盤、送信電力増巾器盤、汙波器盤）

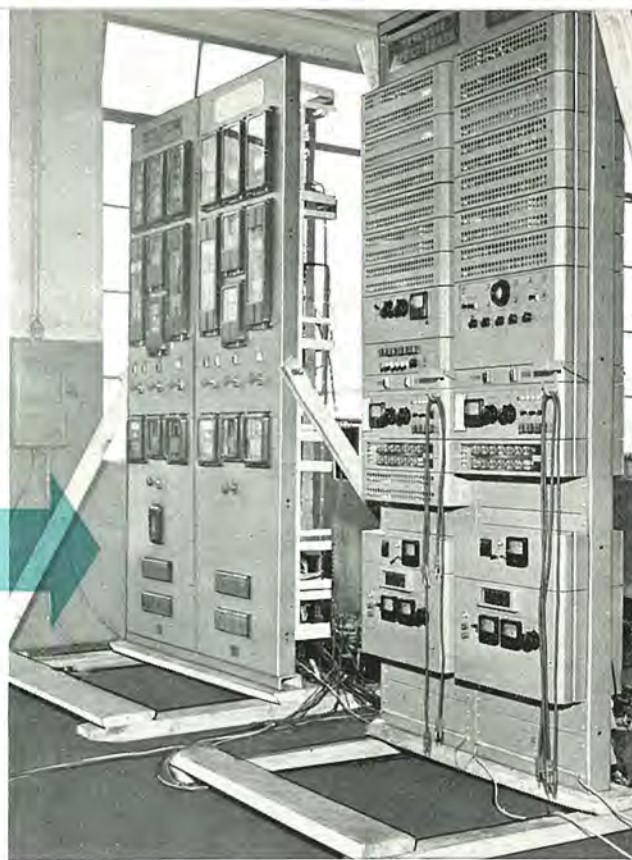
受信部（受信増巾器盤、水晶汙波器、検波器盤）

送受信制御盤

測定、表示部（計器表示器盤、レベルメータ、ブラウン管オシログラフ、ジャック盤）

電源部

写真の継電器盤と組合わせて工場試験中の中国電力新宇部火力線向PC-3形電力線搬送端局装置



ME-3 形極超短波多重無線通信装置

8,000Mc帯SSB-FM方式 多重無線通信装置

当社は7,000Mc帯PPM-AM方式多重無線通信装置を国鉄に、また2,000Mc帯AM-FM方式多重無線通信装置を東武鉄道にそれぞれ納入し、いずれも好成績をもって運転されているが、今回さらに国鉄より8,000Mc帯SSB-FM方式多重無線通信装置を受注しその製作を完了した。

この装置は熊本—鹿児島間に設置されるもので、両端局ならびに中間の出水・中継局用として現用無線機4台、予備無線機3台、空中線4台および60CH容量端局装置その他付属機器より構成されるものである。送信管には米国Varian社製出力1WのクライストロンVA-220Aを使用、受信機はFM負帰還回路を持った狭帯域二重スーパーヘテロダイン方式である。また空中線は直径3mの高利得パラボラ空中線を、端局装置は当社独得の設計にかかるback-to-back方式を採用している。

昭和33年7月17日印刷

昭和33年7月20日発行

「禁無断転載」 定価1部 金100円（送料別）

雑誌「三菱電機」編集委員会

委員長	大石久保謙	常任委員	宗岡村精平
副委員長	浅川辰次	委員	岡進藤貞二
常任委員	荒井徳次		立藤芳真
	安藤安武		立内村又
	小堀富次		津松尾
	高井得一	幹事	井上八郎
	中馬野光		市村宗明
	松田新栄		
	山田栄一		

（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 市村宗明
印刷所 東京都新宿区市谷加賀町1丁目 大日本印刷株式会社
印刷者 東京都新宿区市谷加賀町1丁目 長久保慶一
発行所 三菱電機株式会社内「三菱電機」編集部
電話 和田倉(20)1631
日本出版協会会員番号 213013
発売元 東京都千代田区神田錦町3の1 株式会社オーム社書店
電話 (29) 0915・0916 振替東京 20018