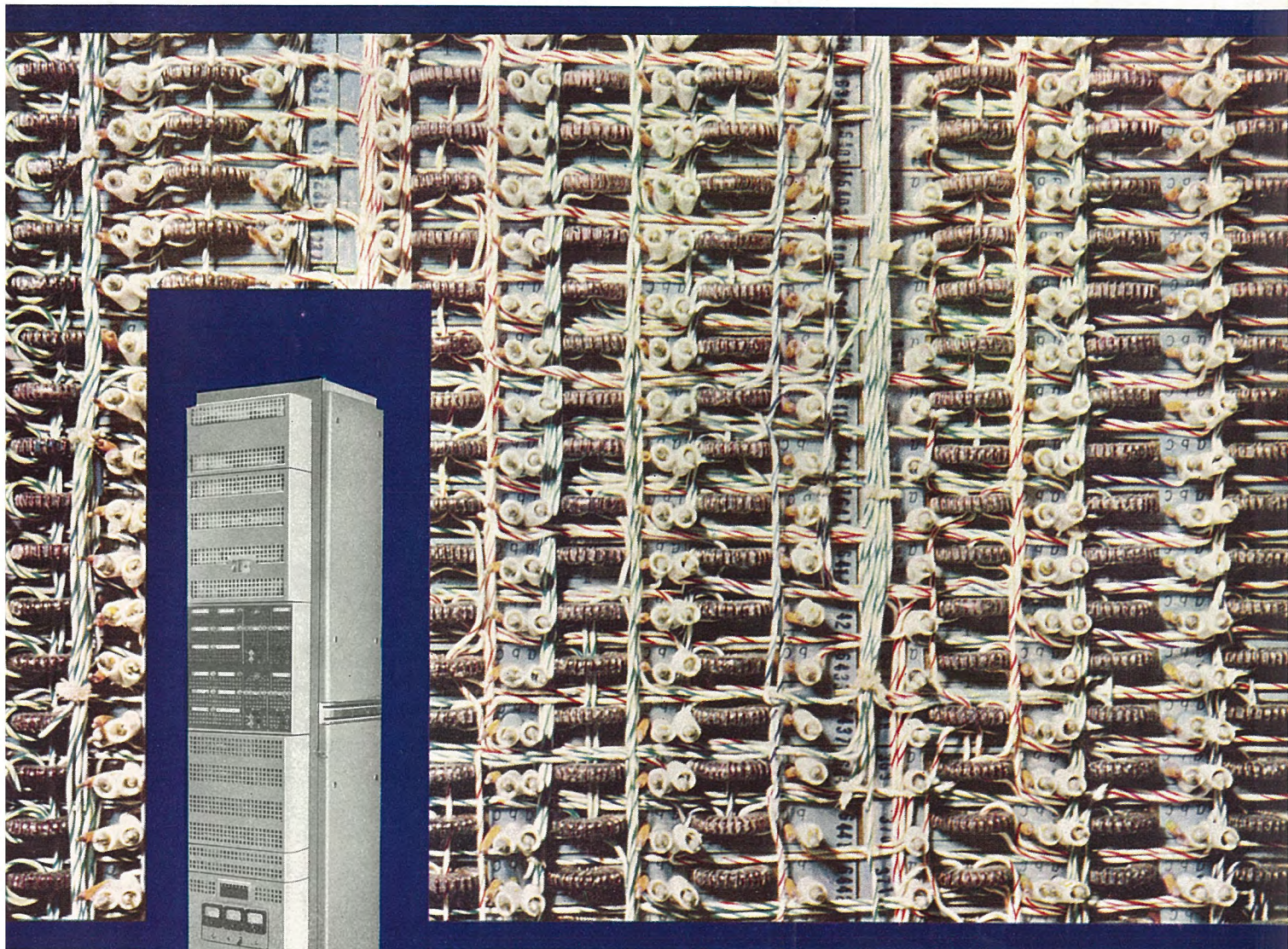


MITSUBISHI DENKI

三菱電機

エレクトロニクス 特集



パラメトロン論理回路部

パラメトロン式自動誤字訂正 (ARQ)
時分割多重電信端局装置

8

臨時増刊

VOL 33 1959

MITSUBISHI DENKI

三菱電機

表紙説明

写真は国際電信電話株式会社へ納入したパラメトロン ARQ 端局装置とその論理回路の部分である。当社では現在までにすでに電子管式 ARQ 端局装置を国際電報業務用として 21 台納入したほか、台湾国際電台へも 3 台輸出したが、この装置は国際電信電話(株)の指導により完成した心臓部である論理回路をパラメトロン化したものである。このように半恒久的素子といわれるパラメトロンに採用のため、装置の信頼度をいちじるしく向上させることができ、かつ、保守の容易化、きょう体の小形化(電子管式の $1/9$)、消費電力の削減を計ったことが大きな特長である。なお ARQ (自動誤字訂正) 方式は伝送途上、ノイズやフェーディングなどによる誤字を 99.9% 以上防ぐことができるので遠距離無線電信回線には世界的に採用されている。

昭和 34 年 第 33 卷 第 8 号 臨時増刊

(エレクトロニクス 特集)

目次

巻頭言	副社長 小野 寛	2
自動追尾レーダの制御系	榎本俊弥・渡部 優・遠藤義昭	3
三菱ダイアックス、放電加工機	馬場文夫・東田孝彦・斎藤長男	9
航空機用電子機器の防振装置	馬場文夫・松元雄蔵・谷口敬一郎・森川 洋・池上騏一郎・金沢 熙	16
自動翻訳機 (1)	大野克郎・田町常夫・栗原俊彦・三谷尚正・河野隆一・三上晃一	31
最近の三菱テレビジョン受像機	芝田正巳・武居 明・糸賀正巳	42
三菱カラーテレビジョン受像機	杉多重雄・植竹勝人	57
パイルオシレータ	更田豊治郎・小倉成美・清水勝邦・末田 昭・龍原 智・窪津繁晴・浜岡文夫・今出昭彦・吉江高明	68
アナログ計算機の演算器の安定性	中塚正三郎・倉橋浩一郎	80
低速度形アナログ計算機の演算精度	中塚正三郎・倉橋浩一郎	89
電波吸収壁材とその測定法	尾島学二・大久保貫一・喜連川隆・有田不二男	100
カラーテレビジョン用受像管	鷲尾信雄	106

技術解説

メーザ	喜連川 隆・白幡 潔	113
火力発電シリーズ：発電所全般 (6) 遠隔測定装置		120

W 社文献抄訳

ジェット・エンジン燃料制御系のシミュレータ・艦船用送信機・軍用通信・超音波縫合溶接機・測定ならびに保護装置		135
---	--	-----

ニュースフラッシュ

電源開発田子倉発電所納め 2,000 kVA 乾式負荷時タップ切換器付変圧器運転開始・208,696 kVA 3,600 rpm 内部冷却タービン発電機完成・国鉄向け簡易交流電車の誕生・世界的記録品 1,500 kW, 1,800 rpm 直流機完成・戸閉機械の大量生産・世田谷工場地磁気観測所長より表彰さる・センタ・ブローアウト式 3.6 kV, 300 MVA 3,000 A 磁気シャ断器の完成・異常電圧弁別計数装置

特許と新案

(特) 船舶、航空機用レーダ装置 (新) 冷蔵庫	141
最近登録された当社の特許および実用新案	142

次号予定

9 号予告

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) 和倉 (20) 代表 1631・2331
神戸製作所 神戸市兵庫区和田崎町
伊丹製作所 兵庫県尼崎市南清水
長崎製作所 長崎市平戸小屋町
無線機製作所 兵庫県尼崎市南清水
名古屋製作所 名古屋市中区矢田町
静岡工場 静岡市小笠 110
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 福岡市今宿青木町
福岡工場 福岡市沖野上町
姫路工場 兵庫県姫路市千代田町
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 福島県郡山市境橋町
研究所 兵庫県尼崎市南清水
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 東京都千代田区丸の内 2-20
営業所 (三菱商事ビル 2 階)
(電) 東京 (211) 代表 2511
大阪営業所 大阪北区堂島北町 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 4 (第一生命ビル) (電) ビル代表 2-5021
直通代表 2-4416
小倉出張所 小倉市京町 10 丁目 (五十鈴ビル) (電) 小倉 (5) 8234
静岡駐在員 静岡市呉服町 2 丁目 1 番地
(電) 静岡 (2) 2595 (3) 2962
岡山駐在員 岡山市浜田町 20 番地
(電) 岡山 (3) 2098

言 頭 卷

副社長 小 野 寛



弊誌「三菱電機」が昨年度のエレクトロニクス特集号を7月に発行してから、早くも1ヵ年が経過し、この間エレクトロニクスは、相変らず異常な発達を続けました。

エレクトロニクスの一方の花形トランジスタはわずか8年ほど前に発明されたものですが、すでにパイロットプラントでの過程を終え、ここ1ヵ年の間に各国とも大々的量産に移り、いまや歴史ある真空管は、トランジスタに取って換られようとしております。トランジスタは超小形、かつ堅牢で電力消費量の少ないことから、いままでは想像も及ばなかった新製品が現われ始め、私どものいろいろの夢も実現しようとしています。ラジオはマッチ箱より小さくなり、腕時計は、トランジスタ応用の電気時計になろうとしています。

今年の東京における国際見本市の一つの特長は、各国出品の工作機がエレクトロニクスにより、オートメーション化されていることだといわれています。工作機がオートメーション化されれば、より精密な製品がより不熟練な作業員でできるとなり、よい物が安くできるようになります。

このようにエレクトロニクスは、それ自体が重

要な産業であるのみならず、エレクトロニクス以外の分野にも広く応用され、その向上に貢献し、ひいては民生にも多大の恩恵をもたらさんとしています。

以上の見地から、当社はエレクトロニクスの飛躍的向上を目指すとともにエレクトロニクス技術の導入により、伝統ある当社の重電機器および家庭電気品をも、ますます発達せしめることを念願して日夜努力を重ねています。

その現われの一つとして、年内にはトランジスタの量産工場が稼働しますし、テレビ工場およびブラウン管工場が拡張されます。

また、やつぎばやに現われるエレクトロニクス界の重要問題を急速に解決し、重要開発品を能率的に処理するために、友好的な他会社との技術提携を図りお互いに相寄り相助けて進んで行きたいと望んでおります。

本誌は主として過去1年間に当社の行ったエレクトロニクス関係の仕事を特集したものであります。内容はまだまだ貧弱ではありますが、皆様のご指導、ご援助により、より良きものとなしうれば幸甚の至りと存じます。

自動追尾レーダの制御系

無線機製作所

檜本 俊弥*・渡部 優**・遠藤 義昭**

Control System of Automatic Tracking Radar

Electronics Works

Toshiya KASHIMOTO・Masaru WATANABE・Yoshiaki ENDO

In the aviation world of today, the speed and height have been tremendously increased as well as the disregard of weather and other unfavourable conditions. To cope with the situation an automatic tracking radar has been developed with a function in the field of weapon control system to provide the computer with information concerning the position of airborne targets under all weather conditions. The need for this device has been further emphasized with the progress of guided missiles. The writers account for the control system of tracking radar on trial built by the company, anticipating it will be put to practice in no distant date.

1. ま え が き

近年における軍用機の飛躍的高速化により、これを対象とする射撃照準装置は、高精度で速応性がすぐれたものが要求され、さらに航空機の全天候性化に伴い、暗夜、濃霧、暴風雨などの視界のまったく失われた状態においても、照準が可能であることが必要となってきた。

これらの要求から、従来のもっぱら人間の目と勘とをたよりにしていた照準器に代って、高速度で飛しょうする目標を、高精度で自動的に追尾するレーダの目と、それからの情報により射撃条件を決定する計算機の頭脳とを有する火器管制装置が生れたのである。

このように射撃照準装置の目としての自動追尾レーダの目的は、航空機その他の飛しょう体を正確に追尾することにより、その時々刻々変化する位置——方位角、仰角および、距離——、速度に関する情報を、計算装置に提供することにある。

さらに自動追尾レーダは近年めざましい発達を遂げている誘導弾の誘導装置としてその本領を発揮し、いっそうの高性能化がはかられている現状である。

当社ではかねてから照準装置の研究をつづけてきたが、今回機上用射撃照準装置の試作を完成したので、本文にはその自動追尾レーダの制御系についてまずその概要を説明し、設計上の諸問題について述べる。

2. 自動追尾動作の概要

航空機に搭載し目標機を自動的に追尾するこのレーダの追尾動作は、レーダ空中線の中心軸が目標の方位方向

とつねに一致するように駆動する角度追尾機構と、レーダより目標に至る距離を追跡して、これに比例した電圧をつねに提供する距離追尾機構に大別される。

各機構の詳細は次節以下に譲るとして、図2.1に示すレーダ全体のブロック図によりその動作の概要を述べる。

目標より反射してきた r-f パルスは T.R スイッチ、ミキサを経て中間周波に変換され中間周波増幅器で増巾され検波されてビデオパルスとなり、さらにビデオ増幅器で増巾されて、距離追尾ループ、および角度追尾ループにはいる。

距離追尾ループでは、ビデオパルスは誤差検出器として動作する時間弁別器にはいり、そこで距離ゲート発生回路からの距離ゲートパルスによってゲーティングされる。時間弁別器からの出力は周波数特性整形回路を通り、増幅器で増巾されて目標の距離に比例した電圧（距離電圧と呼ぶ）となる。もし距離電圧に誤差がある場合には、距離ゲートパルスは距離電圧が正しくなるように

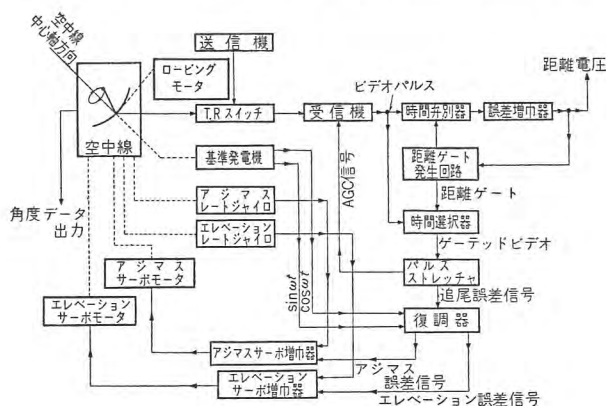


図 2.1 自動追尾レーダブロック線図

Fig. 2.1 Block diagram of the automatic tracking radar.

ビデオパルスをゲーティングする。

角度追尾ループにおける誤差検出は r-f ビームを空中線中心軸の回りにコンカルスキャン（これをロービングと呼ぶ）して、目標よりのエコーを振巾変調することにより行なう。すなわち受信検波されたビデオパルスは、ロービングによりロービング周波数を副変調波とする振巾変調を受けており、その副変調波の振巾、および位相はそれぞれ空中線中心軸より目標までの角度誤差の大きさ、および方向に関する情報を与える。このような振巾変調されたビデオパルスはまず時間選択器にはいて距離ゲート発生回路よりの距離ゲートによりサンプリングされ、距離追尾を行なっている目標よりのエコーだけが取出される。かくして得られたゲーテッドビデオをパルスストレッチャで時間的に平滑して副変調波成分を取出し角度追尾誤差電圧をうる。この交流誤差電圧は復調器において、ロービングと同期して回転する基準発電機よりの基準電圧により、その振巾と位相が弁別され、アジマスおよびエレベーション成分の直流誤差電圧に分解される。これらを別々のチャンネルのサーボ増巾器で増巾し、その出力により各チャンネルのサーボモータを駆動する。かくして角度誤差電圧は零まで減少し、空中線中心軸方向を目標方向と一致させることができる。空中線上に取付けられたレートジャイロは空中線の絶対空間に対する速度を検出してそのデータを計算装置に送り込むと同時に、その速度信号を角度追尾ループに加えることにより、サーボ系の安定化をはかり、さらに自機に動揺があっても絶対空間に対して空中線はほとんど動揺しないようにしている。

以上のほかに自動利得制御ループ（A.G.C ループ）は、パルスストレッチャよりの出力の直流成分を中間周波増巾器に制御バイアス電圧として加えることにより、目標までの距離や目標の大きさの差異、フェージングなどによる受信電力の大巾な変動に対しても角度追尾ループの利得を一定に保つように動作する。

3. 距離追尾機構

3.1 動作原理

前述のように距離追尾ループは、時間弁別器、距離ゲート発生回路、誤差増巾器より成っている。以下これらの動作について述べる。

（1）時間弁別器

図 3.1 に示すように、ビデオ増巾器よりのビデオパ

ス(A)を遅延回路を通ビデオパルス(A) 両極性ビデオパルス(B)

すことによりパルス巾だけの遅れを与え、極性を逆にしてこれをもとのビデオパルスに加えて両極性ビデオパルス(B)を作る。(B)をゲート回路に入れ、距離ゲート発生回路よりの距離ゲートによりゲートし、それを平滑して直流分(図 3.1(b)における斜線部分の積分値)を取出せば、この直流電圧はゲートパルスとビデオパルスとの間の誤差時間に関係した追尾誤差電圧となる。

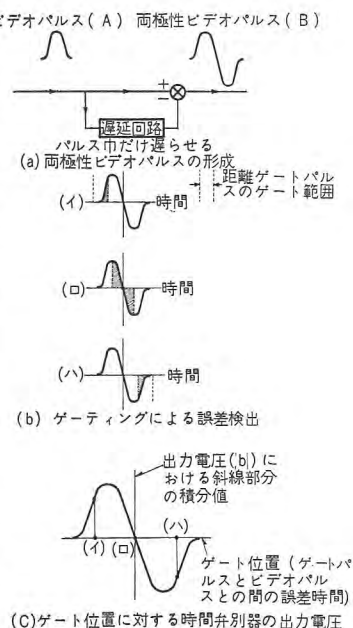


図 3.1 時間弁別器の動作

Fig. 3.1 Time discriminator operation.

（2）距離ゲート発生回路

誤差増巾器の出力電圧を送信パルスの送り出された瞬間を原点とする時間に変換するために、送信パルスからその出力電圧に比例した時間だけ遅れた瞬間にゲートパルス(距離ゲート)を発生させるのが距離ゲート発生回路の役目でありその動作は次のようにして行なわれる。

図 3.2 に示すように、距離ゲート発生回路中の掃引発振器は、送信パルスが送り出された瞬間にトリガされて直線的な掃引波を発生し、その掃引波の電圧と誤差増巾器の出力電圧とが一致したときに距離ゲート発生回路は距離ゲートパルスを発生する。掃引波形の傾斜の直線性により、距離ゲートパルスは送信パルスより誤差増巾器の出力電圧に比例した時間だけ遅れて発生する。

（3）誤差増巾器

誤差増巾器は時間弁別器よりの距離追尾誤差電圧を増巾する直流増巾器と、距離追尾ループの制御系としての

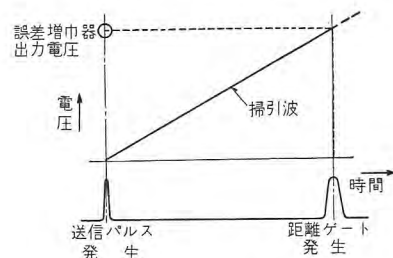


図 3.2 距離ゲート発生機構

Fig. 3.2 Mechanisms of range gate generation.

特性から定められる伝達関数を実現するために挿入された周波数特性整形回路より成る。距離追尾ループのもつべき伝達関数については次に述べる。

3.2 制御系の設計に関する問題

(1) 追尾入力信号および雑音

航空機搭載用自動追尾レーダの距離追尾ループへの入力信号は、航空機が目標機を攻撃する際の両者の間の相対距離の時間関数である。

戦略的要求から、攻撃するコースには種々あるが、系の設計の対象としては、もっともしばしば起りかつ追尾がもっともむずかしいと思われる場合の入力を考える。

また距離追尾動作に誤差を与える雑音には熱じょう乱雑音、距離変動雑音、フェージングによるエコーパルスの振巾変動雑音などの外部雑音と、距離追尾ループ内で発生する内部雑音とがある。

(2) 伝達関数と追尾精度および安定度

距離追尾ループの伝達関数は、上述のような追尾入力信号および雑音に対し、制御系が要求される精度で動作しかつ系のあらゆる状態で十分安定であるように定められなければならない。自動追尾レーダの距離追尾入力に対し、距離追尾ループが十分な精度で応答するためには、この制御系はかなり広い周波数帯域で十分な利得を有しなければならないが、一方雑音によって生ずる誤差を小さくするためには帯域巾をできるだけ小さく取らなければならない。この両者の関係から、できるだけ小さい帯域巾でその中の開路利得をできるだけ大きくし、普通の電子管回路で実現可能でかつ十分安定な開路伝達関数の一つとして近似的に次式のようなものを考える。

$$G = \frac{K}{S^2}(1+TS) \quad \dots\dots\dots(3.1)$$

G : 開路伝達関数

増巾器の増巾度が有限であることから、式(3.1)は正確には、

$$G = \frac{K_0(1+TS)}{(1+\alpha TS)(1+\beta TS)} \quad \dots\dots\dots(3.2)$$

ただし $\alpha, \beta, K_0 \gg 1$ で (3.2) \cong (3.1)

で表わされる。

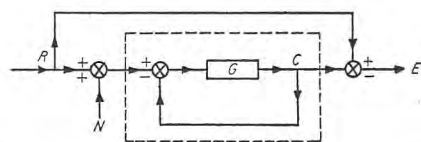
つぎに上式の開路伝達関数を有する制御系につき追尾精度、安定度を考える。

図3.3に示すような関係で、開路伝達関数 G の距離追尾ループに距離追尾入力 R 、および外部雑音 N がはいった場合の追尾誤差 E は、

$$E = R - C = \frac{1}{1+G}R - \frac{G}{1+G}N \quad \dots\dots\dots(3.3)$$

となる。

自動追尾レーダの制御系・榎部・渡部・遠藤



G : 開路伝達関数 R : 距離追尾入力 N : 外部雑音 (距離雑音, 熱じょう乱雑音, 振巾雑音) C : 距離応答 E : 距離追尾誤差

図 3.3 距離追尾ループ

Fig. 3.3 Range tracking loop.

式(3.3)右辺の第1項は追尾入力 R に対して系が応答しきれないで生ずる誤差であり、第2項は外部雑音に対して系が応答したために生ずる誤差である。

開路伝達関数 G が式(3.2)で与えられる場合につき、式(3.3)の第1項を計算すると

$$\frac{1}{1+G}R \cong \frac{1}{K_0} \left[1 + aTS + \left\{ b - a \left(1 + \frac{a}{K_0} \right) \right\} T^2 S^2 \right] R \quad \dots\dots(3.4)$$

ここで $a = \alpha + \beta$

$$b = \alpha\beta$$

これを時間関数で表わすと、

追尾入力に対する誤差

$$\cong \frac{R}{K_0} + aT \frac{\dot{R}}{K_0} + \left\{ b - a \left(1 + \frac{a}{K_0} \right) \right\} \frac{\ddot{R}}{K_0} \quad \dots\dots\dots(3.5)$$

となる。(\ddot{R} 以上の高次微係数は急激に減少するゆえ消却しうる)

また式(3.3)第2項の雑音による誤差は、その自乗平均値の平方根で表わし、それは次式によって与えられる。

雑音による誤差の自乗平均値の平方根

$$\cong \sqrt{\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} df \left| \frac{G(j\omega)}{1+G(j\omega)} \right|^2 \bar{N}(f)} \quad \dots\dots\dots(3.6)$$

ここで $\bar{N}(f)$: 雑音の power density spectrum

$G(j\omega)$: 開路周波数特性

追尾精度の点からは式(3.5)、(3.6)より求められる誤差が要求される値となるように α, β, K_0, T を定めなければならないが、これらは同時に系の安定性に対する要求——閉路周波数特性の振巾特性の最大値 M_p 、系の利得余裕、位相余裕に関する要求——を満足するものでなければならない。このような安定性を決定するパラメータは式(3.2)の開路伝達関数では、位相進み要素の時定数 T に対応する角周波数 $1/T$ における開路利得(近似値) K_0/b であり、制御系として一般に用いられる閉路振巾特性の最大値 $M_p = 1.2 \sim 1.3$ を与える K_0/b の値は、

$$\frac{K_0}{b} = 4.0 \sim 1.8 \quad \dots\dots\dots(3.7)$$

(ただし式(3.2)において $\alpha, \beta \gg 1$ で (3.2) \cong (3.1) の関係が成立している場合)

である。 K_0 の値は種々の動作状態において変化するの

でその変化する範囲の K_0 の値に対し M_r などの安定性に関する要求が満足されるように定数を定めなければならない。

4. 角度追尾機構

4.1 動作原理

(1) 誤差検出機構

前述のように自動追尾レーダでは、目標の方向と空中線中心軸方向との角度誤差検出のために、図 4.1 (a) のように空中線より出る r-f ビームをその最大強度の方向と空中線中心軸方向とをずらして、毎秒数 10 回程度の回転数で回転させている。この操作をロービングと呼んでいる。

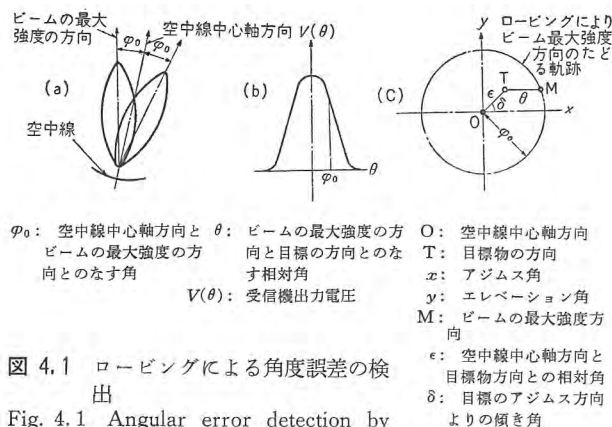


図 4.1 ロービングによる角度誤差の検出
Fig. 4.1 Angular error detection by lobing.

図 4.1(c) において目標 T の座標は

$$\left. \begin{aligned} \xi &= \epsilon \cos \delta \\ \eta &= \epsilon \sin \delta \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.1)$$

ξ : アジマス誤差角

η : エレベーション誤差角

またビームの最大強度方向 M の座標は

$$\left. \begin{aligned} x &= \varphi_0 \cos \omega_l t \\ y &= \varphi_0 \sin \omega_l t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.2)$$

ω_l : ロービング角速度

したがって目標機の方角 T とビームの最大強度の方角 M とのなす相対角 θ は、一般の追尾レーダで成立する $\frac{\epsilon}{\varphi_0} \ll 1$ の関係を用いて次のように表わされる。

$$\begin{aligned} \theta &= \sqrt{(x-\xi)^2 + (y-\eta)^2} \\ &= \varphi_0 \sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon}{\varphi_0}\right)^2 - 2\left(\frac{\epsilon}{\varphi_0}\right) \cos(\omega_l t - \delta)} \\ &\cong \varphi_0 - \epsilon \cos(\omega_l t - \delta) \dots\dots\dots (4.3) \end{aligned}$$

空中線パターンにより受信機出力電圧 $V(\theta)$ は図 4.1 (b) のようにビームの最大強度の方向から目標方向まで

の変位角 θ の関数である。式 (4.3) のロービングによって生ずる θ の変化分 $\epsilon \cos(\omega_l t - \delta)$ は φ_0 に対して微小変化とみなしうる量であるから、ロービングを行なった場合の受信機出力電圧 $V(\theta)$ は、

$$V(\theta) = V(\varphi_0) - \left\{ \frac{dV}{d\theta} \right\}_{\theta=\varphi_0} \epsilon \cos(\omega_l t - \delta) \dots\dots\dots (4.4)$$

となりロービングにより受信機出力電圧はロービング周波数で変調され、その変動分の振幅は誤差角 ϵ に比例し、その位相は誤差の生じている方向 δ を表わしている。

(2) 誤差電圧の復調

ロービングにより、受信機出力電圧中には式 (4.4) に示されるような角度誤差に関する情報が含まれているが、これを実際に増巾器で増巾してモータを駆動できるようなアジマスおよびエレベーション方向の誤差電圧に変換しなければならない。これを行なうためにビームの回転と同期して回転し、互に位相がちょうど 90 度だけ異なる二つの電圧(これを基準電圧という)を発生する基準発電機を設け、その二つの基準電圧で受信機出力電圧のロービング周波数で変動する成分をスイッチングする。(図

4.2 参照)

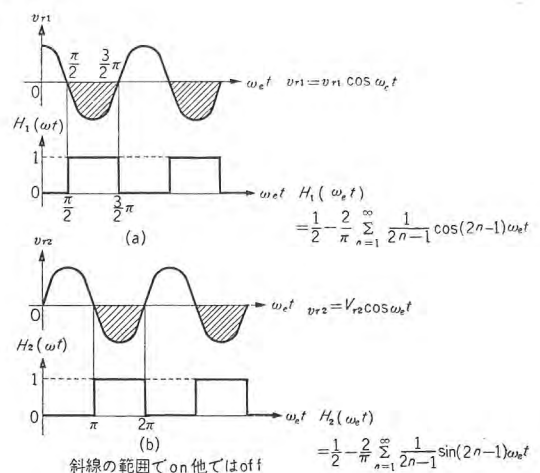


図 4.2 誤差電圧の復調

Fig. 4.2 Error voltage demodulation.

いまビームの回転に対する発電機固定子の設置を適当にし基準電圧 v_{r1}, v_{r2} が次式で表わされるようにする。

$$\left. \begin{aligned} v_{r1} &= V_{r1} \cos \omega_l t \\ v_{r2} &= V_{r2} \sin \omega_l t \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.5)$$

v_{r1}, v_{r2} により式 (4.4) の右辺第 2 項の変動分を on-off する。このスイッチングによる出力電圧 e_1 , および e_2 は、 $\left\{ \frac{dV}{d\theta} \right\}_{\theta=\varphi_0} \epsilon \cos(\omega_l t - \delta)$ にそれぞれ図 4.2 (イ), および (ロ) のく形波 $H_{r1}(\omega_l t), H_{r2}(\omega_l t)$ を掛けたとのなるから、

$$e_1 = \left\{ \frac{dV}{d\theta} \right\}_{\theta=\varphi_0} \epsilon \cos(\omega_l t - \delta) \times H_{r1}(\omega_l t)$$

$$= -\frac{1}{\pi} \left\{ \frac{dV}{d\theta} \right\}_{\theta=\varphi_0} \epsilon \left[\cos \delta - \frac{\pi}{2} \cos(\omega_l t - \delta) + \frac{2}{3} \cos \delta \cos 2\omega_l t + \frac{4}{3} \sin \delta \sin 2\omega_l t + \dots \right] \quad (4.6)$$

同様に

$$e_2 = \left\{ \frac{dV}{d\theta} \right\}_{\theta=\varphi_0} \epsilon \cos(\omega_l t - \delta) \times H_{r2}(\omega_l t) \\ = -\frac{1}{\pi} \left\{ \frac{dV}{d\theta} \right\}_{\theta=\varphi_0} \epsilon \left[\sin \delta - \frac{\pi}{2} \cos(\omega_l t - \delta) - \frac{2}{3} \sin \delta \cos 2\omega_l t + \frac{4}{3} \cos \delta \sin 2\omega_l t + \dots \right] \quad (4.7)$$

となり、これらを低域ろは器をとおして直流成分だけを取出すと、式(4.1)のアジマス誤差角 ξ およびエレベーション誤差角 η に比例した誤差電圧 E_{az} 、 E_{el} が得られる。

$$E_{az} = -\frac{1}{\pi} \left\{ \frac{dV}{d\theta} \right\}_{\theta=\varphi_0} \epsilon \cos \delta \\ E_{el} = -\frac{1}{\pi} \left\{ \frac{dV}{d\theta} \right\}_{\theta=\varphi_0} \epsilon \sin \delta \quad (4.8)$$

これらの誤差電圧を別々のチャンネルのサーボ増巾器で増巾してそれによりサーボモータを駆動する。

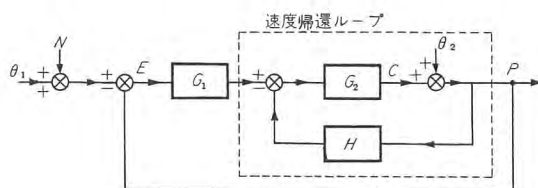
4.2 制御系の設計に関する問題

(a) 追尾入力、雑音および外乱

角度追尾ループへの入力信号としては、航空機が目標機を攻撃する際に、航空機と目標機とを結ぶ直線（照準線という）と絶対空間の基準軸とのなす角度の時間関数を考える。攻撃するコースには戦略的要求から種々あるが、系の設計の対象としてはもっともしばしば起りかつ追尾がもっともむずかしいと思われる場合をとる。

また角度追尾動作に誤差を与える雑音には、グリント雑音、受信機の熱じょう乱雑音などがあり、さらに自機のヨーイング、ピッチング、ローリングによる外乱も系に誤差を発生させるのでこれらに対する応答も当然考えられなければならない。

(b) 制御系の構成、精度、安定度



- θ_1 : 目標機と自機とを結ぶ直線の絶対空間軸に対する方位角
- θ_2 : 自機の基準軸の絶対空間軸に対する方位角
- C : 自機の基準軸に対する空中線中心軸の方位角
- P : 空中線中心軸の絶対空間軸に対する方位角 $P=C+\theta_2$
- N : グリント雑音、等価入力熱じょう乱雑音
- G_1 : レーダ受信部、増巾器、周波数特性整形回路
- G_2 : 増巾器、モータ、空中線機械構造
- H : レートジャイロ

図 4.3 角度追尾ループ

Fig. 4.3 Angle tracking loop.

自動追尾レーダの制御系・榎本・渡部・遠藤

われわれが普通に利用できた作りうるサーボモータ、レートジャイロ、増巾器その他のレーダ部品を用いて要求される追尾精度、安定度を有する角度追尾ループを実現するために図 4.3 に示すように系を構成する。

この制御系は二つのループからなり、その一つは全体の角度追尾ループ——主ループ——であり、他の一つは主ループを安定化し、自機の動揺（ロール、ピッチ、ヨー）から空中線を隔離するための速度帰還の内部小ループである。

図 4.3 において伝達関数 G_1 を構成するものは、レーダ受信機、電圧増巾器、誤差信号復調回路、周波数特性整形回路網であり、 G_2 は電圧増巾器、電力増巾器、サーボモータ、空中線機械系でありまた H はレートジャイロより構成されている。

このような制御系を安定にするためには、速度帰還ループの閉ループ特性が追尾周波数帯域で一つの積分器として動作するようにしなければならない。

すなわち、追尾周波数帯域で次式が成立すること。

$$\text{速度帰還閉ループ伝達関数} = \frac{G_2}{1+G_2H} \approx \frac{K_r}{s} \quad (4.9)$$

レートジャイロの伝達関数 H は

$$H = \frac{s}{K_r} \quad (4.10)$$

で表わされるから追尾周波数帯域で、

$$|G_2H| \gg 1 \quad (4.11)$$

が成立しかつ速度帰還閉ループが十分安定なように G_2 の特性を定めれば式(4.11)が成立する範囲で式(4.9)の関係が実現できる。

また G_1 の伝達特性は、主ループの閉ループ周波数帯域を制限しながらしかも追尾入力 θ_1 に対する追尾誤差が要求値となるように低周波域で十分な利得をもちかつ系の安定性を乱さないようなものでなければならない。このような要求から伝達関数 G_1 が次式で表わされるように G_1 中の周波数特性整形回路網の伝達特性を定める。

$$G_1 = \frac{K_0(1+\tau s)}{1+\gamma\tau s} \quad (4.12) \\ \gamma \gg 1$$

式(4.9)、(4.12)より主ループの開路伝達関数 G は、追尾周波数帯域で近似的に

$$G \approx \frac{K_0(1+\tau s)}{s(1+\gamma\tau s)} \quad (4.13)$$

ただし $K_0 = K_g \cdot K_r$

となる。

式(4.13)の K_0 、 τ 、 γ は前述の距離追尾ループの場合と同様に追尾精度、安定度より定められる。

図 4.3 より追尾誤差 E は、

$$E = \theta_1 - P = \frac{1}{1+G}\theta_1 - \frac{G}{1+G}N - \frac{1}{1+G_2H'}\theta_2 \dots (4.14)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} G &= \frac{G_1 G_2}{1+G_2 H'} \text{ (開路伝達関数)} \\ H' &= G_1 + H \end{aligned} \right\} \dots (4.15)$$

で与えられ式(4.14)右辺の第1項は追尾入力 θ_1 に対して系が応答しきれないで生ずる誤差であり、第2項はグリント雑音および等価入力熱じょう乱雑音 N に対して系が応答したために生ずる誤差であり、第3項は自機のピッチング、ヨーイングによって生ずる誤差を表わしている。

開路伝達関数 G が式(4.13)で表わされる場合につき、式(4.14)第1項を計算すると、

$$\frac{1}{1+G}\theta_1 \cong \left[1 + \gamma \tau s - \left(T + \frac{2}{K_0} \right) \gamma \tau s^2 \right] \frac{s}{K_0} \theta_1 \dots (4.16)$$

これを時間関数で表わすと

$$\begin{aligned} \text{追尾入力 } \theta_1 \text{ に対する誤差} &\cong \frac{\dot{\theta}_1}{K_0} + \gamma \tau \frac{\ddot{\theta}_1}{K_0} \\ &\quad - \left(\tau + \frac{2}{K_0} \right) \gamma T \frac{\ddot{\theta}_1}{K_0} \dots (4.17) \end{aligned}$$

となる。

第2項の雑音によって生ずる誤差についてはその自乗平均値の平方根が距離追尾ループの場合とまったく同様に、式(3.6)によって与えられる。

また第3項の自機のピッチング、ヨーイングによって生ずる誤差は、式(4.10)、(4.12)、(4.15)より

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{1+G_2 H'} \theta_2 &\cong \frac{1}{G_1 G_2} \theta_2 & \omega \ll \frac{K_0}{\gamma} \text{ の低周波域で} \\ &\cong \frac{1}{G_2 H'} \theta_2 & \omega \gg \frac{K_0}{\gamma} \text{ の高周波域で} \end{aligned} \right\} \dots (4.18)$$

となる。

以上の結果をまとめると、式(4.16)および式(3.6)によって与えられる追尾入力および雑音によって生ずる誤差は、開路伝達関数中の定数 K_0 , γ , τ によって定まり、

速度帰還ループの前向き要素 G_2 の特性にはそれが式(4.11)の関係を満足しループが安定である限りでは影響を受けない。しかし自機のピッチング、ヨーイングによって生ずる誤差は G_2 の特性によって大きく左右され、 G_2 の利得が大きい範囲では自機の動揺による誤差は小さい。

したがって、追尾入力および雑音によって生ずる誤差および系の安定性に対する要求から、開路伝達関数中の定数 K_0 , γ , τ が定められ、また G_2 の特性は、その中にサーボモータ、空中線機械系などの固定要素を含みながら要求される追尾周波数帯域で安定に式(4.9)を満足しかつ自機の動揺によって生ずる誤差が要求を満たすように実現されなければならない。

系の安定性に関しては、追尾精度の点から要求される追尾周波数帯域で式(4.9)が実現できればあまり問題はないが、追尾レーダでは一般に角周波数が数10 rad/secまで式(4.9)の関係を満足しなければならないので、速度帰還ループの安定性をもっとも重要な問題となる。とくにこのループ中に含まれているサーボモータ、空中線機械系の特性がこのループの安定性を決定するもっとも大きな要素である。

5. む す び

以上航空機搭載用自動追尾レーダの制御系について紹介したが、当社において試作されたこの種の照準管制装置は種々問題は残されているがわが国最初の全自動追尾レーダとして一応所期の目的を達成している。

今後ともいっそうの努力によりさらに一段の性能の向上と信頼性の増大をはかり、実用機として完成させるつもりである。

三菱ダイアックス, 放電加工機

無線機製作所 馬場 文夫*・東田 孝彦**
研 究 所 斎藤 長男***

Mitsubishi DIAX Electric Discharge Machine

Electronics Works Fumio BABA・Takahiko HIGASHIDA
Research Laboratory Nagao SAITO

A device for electric discharge machining developed by the research laboratory in Mitsubishi has been termed Mitsubishi DIAX and brought to market under a mass-production scale. The principle of the device is to superpose high frequency voltage on DC discharge voltage so as to perform very accurate and fine machining. Of many features, the cutting speed in the range of precision work is quick as much as 10 times of the old practice, permitting the reduction of whole working hours in process with this new machine. In the final finishing, the working surface can be machined with minute processing of dimensions below 20μ inch RMS. This article describes a discharge circuit system, features, specification and tool electrodes with this device.

1. ま え が き

放電加工機は硬質合金, 焼入鋼などを液中で, 火花放電を起させ, 放電による加工痕を生じさせて, 金属などの穴あけ, 型彫り, 総型成形, 平面研磨に使用する。

当社では従来の直流放電電圧を用いる方式に高周波電圧を重畳させることにより, きわめて精度が高く, 微細仕上にまでも加工ができ, その加工速度も従来のものに比して格段に増加した。昭和 33 年度国際見本市で各国に先がけてこの方式を出品したため, いまや工作機械の一必要機種としてその優秀さを認識され, 需要が増大し量産にはいつている。この装置は研究所で開発研究され, 機械装置は三菱造船株式会社広島精機製作所で, 電源装置は無線機製作所で分担製作されている。

従来の放電加工機では一つの穴を加工するのに, かなり長い時間を要していた。それは荒加工領域での加工速度が早くても, 仕上加工をする際の加工速度が非常に低いため, 全体の総加工時間の大半が仕上加工時間に費されていたのである。高周波を重畳した放電加工機は仕上加工領域の加工速度が従来のものに比して 10 倍以上という特長をもっている。総加工時間は従来のものの $1/2 \sim 1/5$ に短縮することができる点は, 非常な進歩をしたものといえる。また最終仕上面は $2\mu\text{H max}$ (3 (1) 項参照) 以下のきわめて微細な仕上面が加工できる。

放電加工機は, 加工速度が大になったとはいえ $0.02 \sim 1.0 \text{ g/min}$ の値では工作機械に比較するとはるかに小である。しかしこれは一般の工作機械は超硬合金, 焼入鋼のようなかたい材質に対してはほとんど加工できなかったものを, 放電加工機では可能である点にとくに利用価値がある。これはせん孔のとき工具を回転する必要がないため, 非対称の形状の任意な加工が容易にでき, 加工面には有害な機械ひずみを残さない。また工具は被加工物のかたさによらずに, 加工しやすい黄銅, 銅などを用いることができ特殊材料を必要としない。などの利点をもっている。

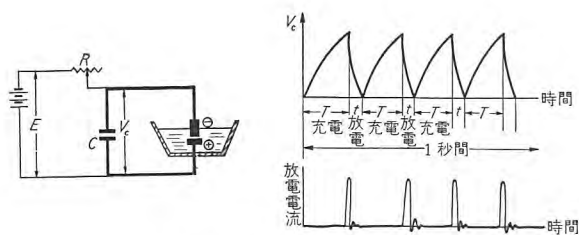
放電加工では荒加工しか用いられず, 加工精度も非常に悪いという, 従来の放電加工機に対する常識を一変して, 三菱ダイアックスではもはや精密加工用工作機として用いられるようになってきた。ここにこの放電回路方式, 特長, 仕様などについて述べることにする。

2. 放 電 回 路

図 2.1 は火花放電を発生させる基本回路で, ソ連のラザレンコの発明した, 直流コンデンサ放電回路である。

液中に電極と被加工物を, せまい間げき (約 10μ 以下) をもたせて配置し, 電圧 E を加えるとコンデンサには T の時間で図に示すように V_0 の電圧が充電される。充電電圧がある値に達すると, 電極—被加工物間の

* 機器製造部第三技術課長 ** 機器製造部 *** 機械研究室



$$\begin{aligned} V &= E (1 - e^{-t/CR}) \dots\dots\dots ① \\ T &= CR \log e \frac{1}{1 - V/E} \dots\dots\dots ② \\ f &= \frac{1}{CR \log e \frac{1}{1 - V/E}} \dots\dots\dots ③ \\ V/E &= 0.45 \sim 0.72 \dots\dots\dots ④ \\ f &= 0.78 \times \frac{1}{CR} \dots\dots\dots ⑤ \end{aligned}$$

図 2.1 直流 RC 放電回路

Fig. 2.1 R and C electrical discharge DC circuit and wave forms.

液の絶縁が破れて、この間に放電電流が流れる。これはごく短時間であるが $\frac{1}{2}CV^2$ のエネルギーで、金属を加熱、溶融し、一方加工液は加熱、気化する。このため膨張爆発を起して、金属の飛散による加工痕を生じて加工が行なわれる。1 回の放電が起ると V_c はほとんど零となり、放電がやみ、ふたたびコンデンサに充電が始まる。この個々の放電をくりかえして電極間げきに間欠放電を生じさせている。加工速度は 1 分間に金属が加工された重量をもって表わすと、これは 1 分間の放電のくりかえし回数が多いほど高くなることがわかる。放電周波数は式③で示され、これに最大加工速度をうる条件式④を入れる⁽¹⁾と、 f は式⑤で表わされる。すなわち C が小なるほど f が高いことを示す。ところがあまり C を小にすると電極で短絡を起して、放電が起らなくなり、この回路方式では CR の値によって加工速度の限度が生じる結果となる。

図 2.2 は三菱ダイアックスの回路で、図 2.1 の回路に高周波電圧を併用したものである。このようにすると C_2

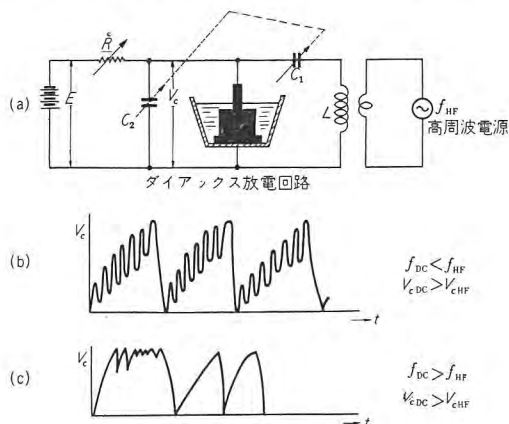


図 2.2 ダイアックス放電回路と波形

Fig. 2.2 Electrical discharge DIAX circuit (high frequency superpose circuit) and wave forms.

をきわめて小さくしても短絡は起らなく、放電周波数は図 2.1 より高くなって、加工速度も増す。この直流放電だけについて考えると、 $R \times (C_1 + C_2)$ の値によって、 f_{DC} の直流放電周波数は約 $5 \sim 2,000$ kc という広い可変範囲をもたせることができる。そして実際に放電電流の流れている時間は $70 \sim 0.1 \mu \text{sec}$ 程度のきわめて短い間である。このため放電痕は小さくなり、熱が材料の内部に伝わることもないので、加工にともなう材質上の変化がなくて、微細な加工ができる。一方この高周波放電について考えると、高周波電流は放電を起していない時は、 L, C_1, C_2 を通して流れ、電極間電圧 V_{CHF} は C_1, C_2 に逆比例して分圧される。 $(C_1 \text{ は } C_2 \text{ よりもつねに大にしてある})$ 高周波の周波数 f_{HF} は f_{DC} に対して適当な値を選んでいる。電極間の電圧波形は図 2.2(b)(c) のように $f_{DC} \leq f_{HF}$; $V_{GDC} = nV_{CHF}$ の値により異なる。これらの波形は実際の放電状態について調べると波高値、放電時間の間隔が非常にそろっている。(b) の波形は一般に荒加工に用いる時で、実際の加工エネルギーは直流放電で行ない、高周波の重畳波形は放電の引金のような、放電のキツカケを作っているといえる。(c) の波形は放電くりかえし数は連続的に一定ではないが、(FM 変調のように) きわめて高い周波数であって、これは放電を起しても連続アークとなることがないように間欠放電をもっともよく行なわせているともいえる。また高周波電圧によって直流放電に見られる集中放電をなくし、分弧放電を起しやすくして、電極面からの放電を分散させていることは、加工痕からの写真によっても明らかである⁽²⁾。従来の直流回路では火花放電が連続的に持続して行なわれ、短絡時間が比較的長いと考えられるので、このために電気回路的に改良することなく機械振動を電極に加えて、ジャンプさせて間げきを離し、短絡時間を短くする方法などが用いられていた。高周波重畳によるこの方式では短絡放電電圧を高周波電圧波形によりきわめて短い時間に V_c 瞬時電圧を小にして短絡を電氣的に防止している。これらのために放電くりかえし周波数が高く、安定に間欠放電が持続し、加工面がキレイにでき、とくに精密仕上加工領域の加工速度が大きくなった。

3. 特 長

(1) 表面アラサがきわめて微細にできて加工速度が早い。

図 3.1 の A は三菱ダイアックスの高周波重畳方式で、

B は従来の直流方式の加工速度と表面アラサの傾向を示す⁽⁴⁾。実際に一つの穴を加工するとき、最初は荒加工で Q 点の粗加工で最大加工速の点で加工し、最終仕上には P の精加工で仕上げるものである。同一寸法の加工を A, B 特性の機械で作

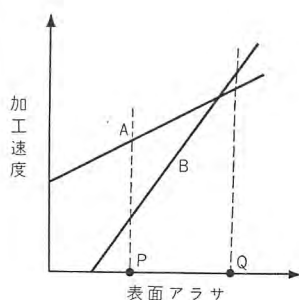


図 3.1 一般の加工速度
Fig. 3.1 General cutting speed and surface roughness.

業すると、B のものは精仕上加工時間が A に対して十倍以上かかる。その時間は全加工時間の大半を占めている。ところが A 特性のものでは P 点の加工は、加工速度があまり低くならないので、短い精仕上時間で済むことになり、全体の総加工時間としては A は B の 1/2~1/5 程度に作業時間を短縮できることになる。

図 3.2 はダイアックスの加工速度と表面アラサの表である。表面アラサとは、加工した金属表面の最高、最低の凹凸の差の長さを測定し 1/1,000 mm (=1 μ) 単位で

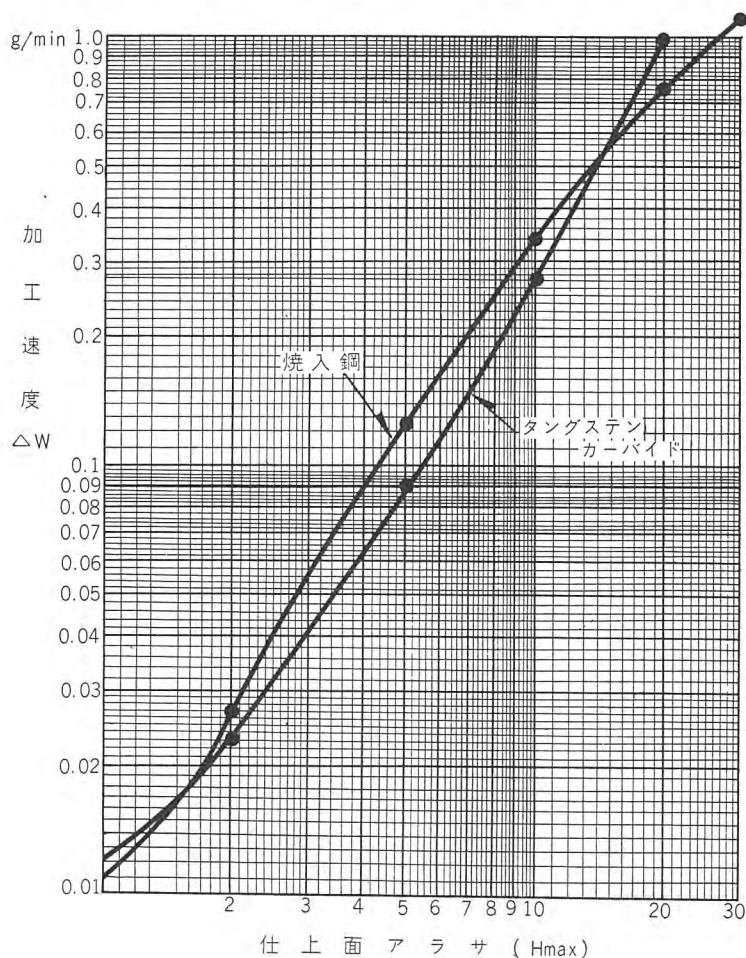


図 3.2 加工速度

Fig. 3.2 DIAX cutting speed and surface roughness.

表わした数を $\mu\text{H max}$ と表わした。表面アラサ 10 $\mu\text{H max}$ になるよう焼入鋼を黄銅電極 (外径 15 ϕ 内径 6 ϕ) で加工すると、加工速度は 0.35 g/min の割合になる。この値は機械加工に比較するときわめて少ないが、従来の放電回路 (B 特性) の 10 倍以上であり、表面アラサはもっとも精仕上をして B では 5 $\mu\text{H max}$ 内外であったのに比して、A では 2 $\mu\text{H max}$ 以下まで加工できる。

(2) 加工クリアランス

放電加工でせん孔するときは、電極寸法よりいくらか大きめの穴ができる。これは被加工体と、電極とが放電間げきを隔てて、加工するのであるから、当然放電間げきの寸法だけは大きくなる。放電間げきは、本来ならば電圧だけできまるものであるはずだが、実際は液中のじんあい (金属粉も含む) などが、影響するところ大きい。(図 3.3 参照) また同じ放電電圧でも粗加工の大きなコンデンサを用いるときとではクリアランスは、粗加工のほうが 10 倍ほど大きいのである。(表 3.1, 図 3.4 参照) この理由は粗加工のとき、コンデンサが大であるので、

表 3.1 クリアランスの傾向

クリアランス	小になる	大になる
加工区分	精加工	粗加工
電極材質	消耗の大きい電極	消耗の小さい電極
被加工体の材質	加速度の遅い材質	加工速度の速い材質
加工油の精濁	きれいな油	汚濁した油
加工油		
強制循環の有無	あり	なし
加工油の吸入と噴出	*吸 入	噴 出

* ただし、この場合は、加工タンク内の油が汚濁していると、かえってフィルタを通した噴出よりも大きくなる。

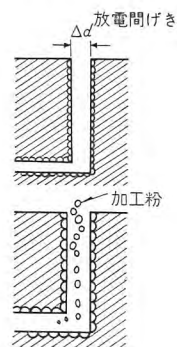
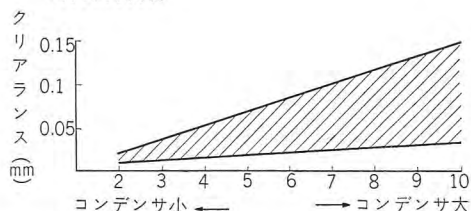


図 3.3 クリアランス
Fig. 3.3 Clearance.

(注) クリアランスは放電間げきを呼称し、直径でいう時は $2\Delta d$ の値となる。



コンデンサ切換器のノッチ (SW-1A 形電源装置のもの) 斜線の部分がクリアランスの最大から最小までを示している。このグラフでは、最大と最小とにさうとうの開きがあるが、一定の条件のもとでのクリアランスはつねに一定である。

図 3.4 クリアランスの大きさ

Fig. 3.4 Relation between DIAX clearance and condenser.

大きな放電エネルギーによって、大きな放電痕を生じ、加工速度が大きく加工粉の量も粒度も大であるから加工粉が電極と加工側面壁を通るとき、二次的に放電を起す可能性が非常に多くなるのである。図 3.3 に示すように一般に機械精度にもよるが、コンデンサ切換器で最小値にすると、2/100 mm 以下の値は得られる。

(3) 加工がきわめて忠実に正確である。

a. 複雑な輪郭加工

図 3.5⁽¹⁾⁽⁷⁾ のような中央部 A が凹となった形状の電極で、焼入鋼を加工した時、直流による場合と、高周波

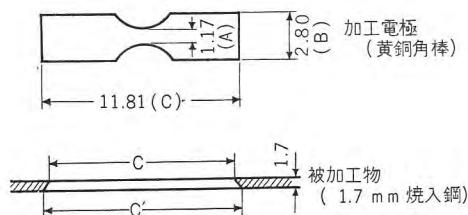


図 3.5 クリアランスデータ
Fig. 3.5 Clearance data.

表 3.2

表裏	A B C A' B' C'	DC 単独 $V_c=80$ V	DC+HF $V_c=80$	DC+HF 精加工
表	A	1.96 (0.79)	1.19 (0.02)	1.17 (0.00)
	B	3.15 (0.35)	2.84 (0.04)	2.83 (0.03)
	C	12.01 (0.20)	11.84 (0.03)	11.83 (0.02)
	A'	1.50 (0.33)	1.18 (0.01)	1.17 (0.00)
	B'	3.00 (0.20)	2.81 (0.01)	2.80 (0.00)
	C'	11.90 (0.09)	11.82 (0.01)	11.80 (0.00)
裏	A-A'	0.46	0.01	0
	B-B'	0.20	0.03	0.03
	C-C'	0.11	0.02	0.02

(表中の () は電極寸法と穴寸法の差すなわちクリアランスの倍の値を示す)

を重畳した場合の穴の寸法と電極寸法の差を示し、またその抜き穴の表面と裏面の寸法を表 3.2 に示した。一般に A 部分は電位傾度が他の部分に比して異なっているため、他の部分より大きい目の穴があくものであったが、高周波重畳方式では他の部分とあまり異ならず、とくに精加工のときでは、そのような傾向がないくらいである。高周波重畳方式では拡散放電を行ないやすいため、クリアランスが均一化される特長をもって、忠実な加工ができるようになった。

b. 穴底の加工がきわめて正確である。

盲穴(止り穴)の穴底の加工は従来の放電加工では電極のすみでダレを生じて、砲弾形になり、穴底のすみに R ができる欠点があった。高周波重畳方式では図 3.6 に示すようにきわめて R が小さい。加工深さ 2 mm では 1 本の電極で加工した場合、すみ R は 0.3 という小さな値で、加工深さが増しても R は飽和するような傾向にある。これは直流方式に比して 1/4 以下という正確さをもっている。また加工電極も形状があまり悪くならないので、2, 3 本で穴底の鋭い角が得られる。これについ

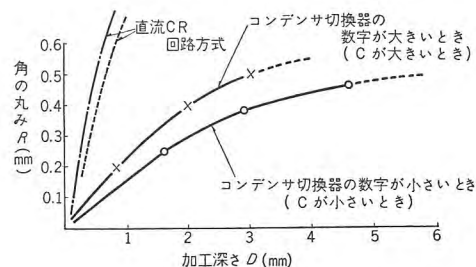
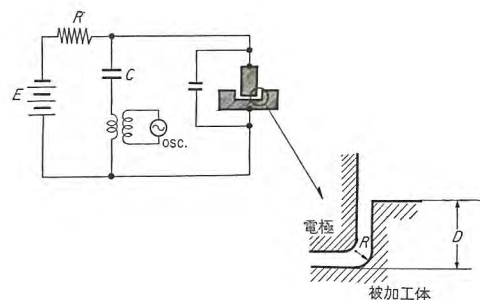


図 3.6 穴底のすみ R

Fig. 3.6 Precise bottom shape of blind holes.

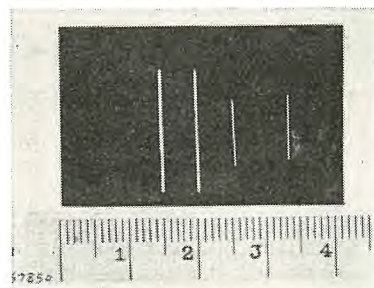


図 3.7 スリット切込み見本

Fig. 3.7 Slit machining.

電極安全カミソリの刃
左は 0.2 右は 0.1 mm のもの
被加工物黄銅
加工時間 17 分

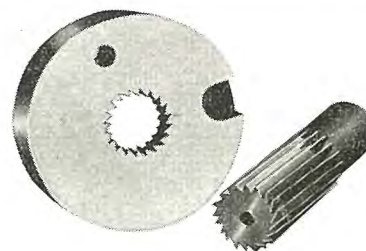


図 3.8 歯車抜型

Fig. 3.8 Punching die for gear.

被加工物 特殊鋼(厚さ 8)
電極 黄銅(歯先直径 17φ)
加工時間 1 時間

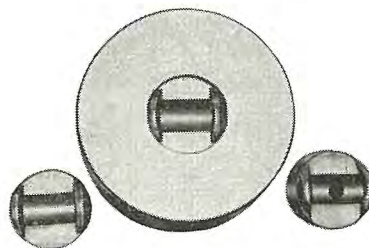


図 3.9 スプリングガイド鍛造型

Fig. 3.9 Forging die for spring set parts.

電極 黄銅 26φ
被加工物 ダイイス鋼
加工時間 3.5 時間



電極 黄銅 3/8"; 3/4"; 1" 用(電極本数 2 本)
被加工物材料 ダイイス鋼
加工時間 3/8" で 1 時間

図 3.10 ボルトヘッダ

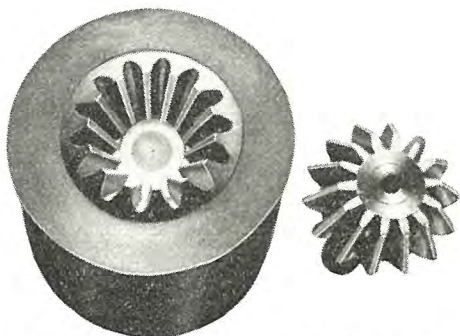
Fig. 3.10 Forging dies for bolt header.



電 極 黄銅および鋼 (仕上用)それぞれ 1 本 外形 80φ
被加工物 焼入鋼 加工厚 9 mm
加工時間 4 時間

図 3.11 ストロボ円板抜型

Fig. 3.11 Punching die for stroboscopic disk.



電極 黄銅モジュール 4 最大外形 63φ 高さ 25 mm 電極本数 3 本
被加工物 焼入・焼もどし SK-2 加工時間 4 時間 50 分

図 3.13 ベベルギヤヘッド

Fig. 3.13 Forging die for bevel-gear.

でも直流方式の 1/2~1/4 程度電極本数が減少した。穴底の正確さを要求する、鍛造型(ボルトヘッドなど)、曲げ型などの加工に好結果をもたらしている。応用例として図 3.7~3.13⁽⁵⁾⁽⁷⁾を参照されたい。

(4) 能率よく安定に加工できる。

高周波重畳方式によって、放電は持続アーク状となることなく、短絡時間をきわめて短くして、放電くりかえし周波数を高くし、加工能率をよくしていることは、前述のとおりである。加工速度が高くなればなるほど、また加工深さが進めば進むだけ、電極はその放電間げきを一定とするように自動送りを掛ける必要がある。自動送

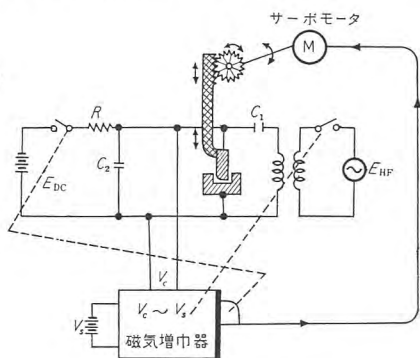
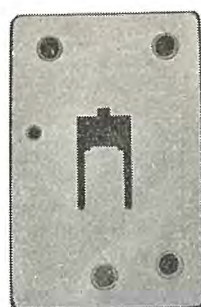


図 3.14 自動送り制御回路

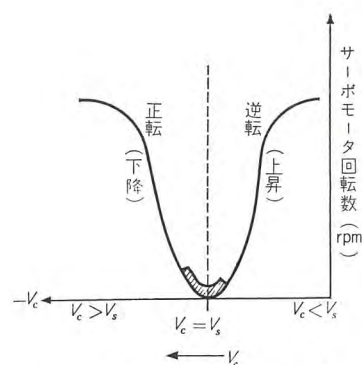
Fig. 3.14 Servo Control circuit.



電 極 黄銅
被加工物ダイス鋼

図 3.12 マイクロスイッチ
モールド形

Fig. 3.12 Moulding die for micro switch.



(斜線部分でつねに動作させている)

図 3.15 サーボモータ回転数

Fig. 3.15 Relation between number of revolution and mean discharging voltage.

り制御方式としては、図 3.14 に示すように、放電間げきは電極間電圧値に比例するから、これを磁気増巾器で選別増巾して、サーボモータを駆動させ、電極を送っている。磁気増巾器では電極間放電電圧を加工区分の一定の電圧となるように、標準電圧と比較して、図 3.15 のように大になれば、モータを正に回転し、小になればモータを逆転させて、つねに一定な放電間げきにするようにした。これはモータの慣性モーメント、機械の歯車伝達機構による、機械量と電気量のループゲインを適当な値に選び、つねに安定な加工が、任意の加工区分に応じてできるようにした。また万一電極が短絡を起した場合は、急速にモータを逆回転して、放電間げきを離し、直流、高周波電源も同時に自動的に「断」とし、短絡がやむと、ただちにもとに復帰して加工するよう、制御回路を設けている。このように放電はきわめて安定で能率よく加工できるので、加工中はなんら人手を要しない。また自動定寸が上・下・左・右送り方向にできるようになっているので、大体の希望寸法まで加工が進むと、自動的に電源が切れ、停止するようにもした。

4. 仕 様

図 4.1 はこの説明図で、加工機械装置・電源装置・操作盤からなっている。図 4.2 は外観である。

(1) 機械仕様

加工物の大きさ 巾 250 mm×長さ 500 mm
×高さ 200 mm
テーブルの大きさ 300 mm×600 mm
テーブルの左右移動距離 400 mm
サドルの前後移動距離 150 mm
ヘッドの上下移動距離 270 mm
せん孔主軸行程 200 mm

a. 電極はヘッド内のスピンドルの先端に電氣的に絶

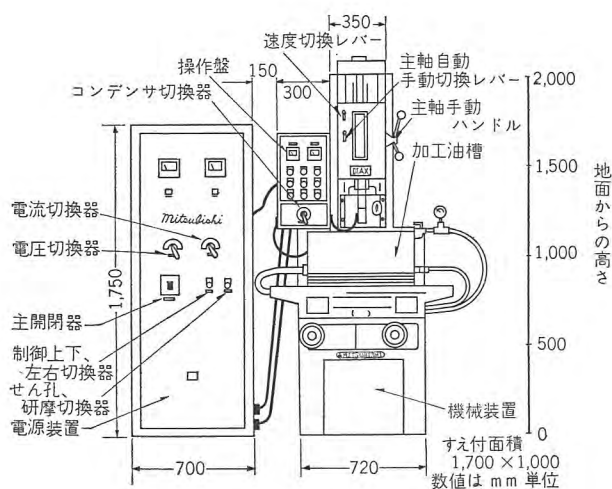


図 4.1 ダイアックス説明図
Fig. 4.1 DIAX outside view.

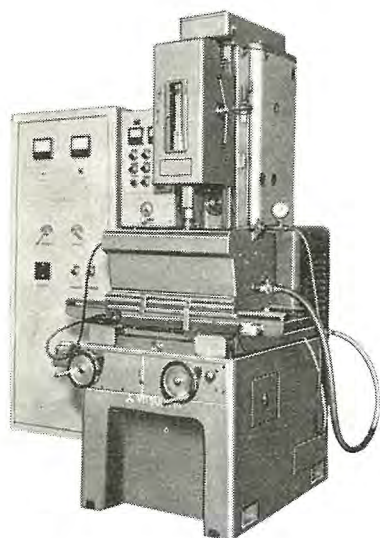


図 4.2 ダイアックス外観
Fig. 4.2 DIAX outside view.

縁された主軸のテーパ MT #2 にさし込み取付ける。小さな 10φ くらいの電極の場合は主軸端にドリルチャックでつかむことができる。

b. 電極の自動制御送りはヘッド内のサーボモータで主動だけを上下駆動して行なっている。またクラッチの切換えて、手動操作も可能である。ヘッドは加工物の高さに応じて、電動操作で上下駆動させている。

c. テーブルは左右に自動制御送りが掛けられ、研摩用にも便利にした。また手動操作もでき 1/100 mm 目盛を付属したので、位置決めが容易である。

d. せん孔と研摩

せん孔、型彫ができる他に、研摩も可能にしたので 1 台で広範囲の加工ができる。せん孔主軸では精密型彫、鋳造型、抜型、せん孔、刻印などに適する。研摩装置はアタッチメントになっていて、機械部ヘッド下に

取付けられる。研摩ホイールは直径 100mm 以下のものが付けられ、765 rpm に回転させながら、放電研摩できる。電源を切換えて、総型成形、平面研摩、バイトの研摩に使用できる。

e. せん孔主軸の機構

主軸の送り速度は、精加工の場合などでは、3/100 mm 程度となり、きわめて遅い。このような遅い運動状態では、動摩擦と静摩擦が作用し、通常すべりを

主とする軸受機構では、Stick-Slip を生じて、サーボモータの動作に主軸は追従しないため短絡事故の原因ともなる。このため軸受構造はローラ、ボールベアリングなどによるころがり軸受を使用して、きわめて精度の高い、しかも円滑な上下駆動をする機構を用いている。

f. 加工液

加工液は灯油を使用し、機械部内部のタンクより電動ポンプで供給している。加工液の清濁はクリアランスに影響するので、フィルタを設けて精仕上の時など任意に加工液をろ過し、放電間歇きに流すようにした。放電間歇きに加工粉がたまると、放電が不安定になったり、加工面アラサを悪くする場合がある。このため電極を中空として電極から液を噴出させる方法と、電極に穴がかけられない場合には、加工物から液を吸引する方法と、それぞれ図 4.3 のようにコックの切換えでできるようにしてある。

○機械装置全重量 1,640 kg

(2) 電気仕様

電 源 3φ 200/220 V 50/60 c/s

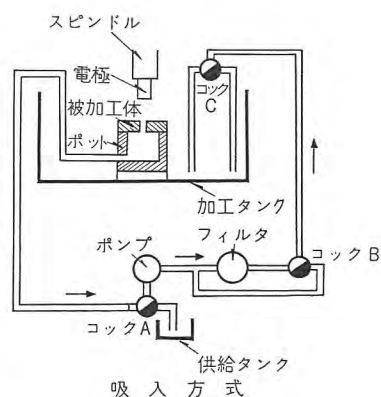
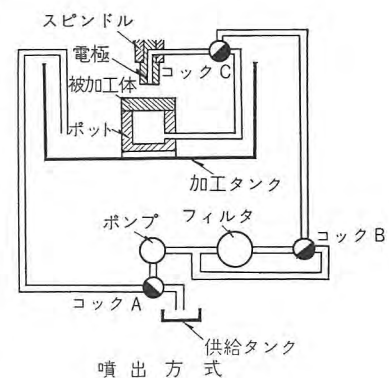


図 4.3 油循環方式
Fig. 4.3 DIAX coolant oil circulation system.

使用電力 最大(粗加工) 4.5 kVA

最小(極微精加工) 約 1.0 kVA

直流放電電力は 最大 120 V×20 A で高周波電力は約 500 W である。使用真空管は発振管 3 本、整流管 3 本、サイラトロン 1 本で、これらは非常に安全をはかって使用しているので、寿命はきわめて長い。

危険防止のために扉開閉器、各安全装置を設けた。機械装置には次の 7 台のモータを内蔵しているので、これらの制御電源がある。主軸用、テーブル用サーボモータそれぞれ 1 台、注油用ポンプ小形モータ 2 台、油充满用 1 台、油循環用 1 台、ヘッド用 1 台(研磨用 1 台)。

- a. 電源装置全重量 350 kg
- b. 操作盤 重量 40 kg
- c. 操作盤は機械装置の左側に取付け、各機械操作が便利ようにした。
- d. 操作 各切換器は次の調整にそれぞれ使用する。

(i) 電圧切換器(2 点切換)

加工電極材料(たとえば黄銅、鉄)に応じて高低に切換え、加工速度、仕上面アラサを変えることができる。

(ii) 電流切換器(6 点切換)

加工速度を変えることができ、電極面積、加工面アラサをも変えられる。

(iii) コンデンサ切換器(10 点切換)

加工面アラサを変えることができ、加工電流に応じて加工速度をも変えられる。

5. 電 極

(1) 加工電極材料

電極材料としては、導電性の材料であれば、鉄でも使用できるが、一般に黄銅・銅・銀タングステン・鉄(鋼)を使用する。

放電加工では、電極は被加工物が加工されるに対して、電極側も加工量に応じて、無視できない値で消耗することは、一つの欠点である。被加工物の加工された重量を 1 としたときの、電極消耗重量比をもって、電極の消耗比として表わすと、表 5.1 のようになる。黄銅は加工が

表 5.1 電極消耗比の一覧表

被加工体 電極材料	焼入 銅 SK-2	タングステン カーバイド G ₂ 高融点材料	ニモニック 電気抵抗が銅の 3 倍
黄銅	1 : 0.5~0.6	1 : 1.6~2.0	1 : 0.3
銅	1 : 0.17~0.3	1 : 0.8~0.9	1 : 0.08
銀タングステン	1 : 0.06~0.1	1 : 0.2~0.25	1 : 0.03
鉄(鋼)	1 : 0.1		

容易であるが、消耗はかなり大きい。銅は黄銅に比して、加工速度が約 20~30% 高くなり、消耗も比較的少ない。銀タングstenは、とくにタングstenカーバイドを加工するのに適している。加工速度、クリアランス、消耗の点から他の材料に比してもっともすぐれているが、高価な材料である。鉄は加工速度が非常に遅く、鋼製抜型のパンチを直接電極として、最終仕上に均一なクリアランスをうるとき使用する。鉄は鋼以外のタングstenカーバイドなどに対しては能率的に加工できる。

(2) 面積効果

放電加工を行なう上に、重要な事がらとして、電極の面積による影響が大きい。電極面積が大きい場合は表面上の突起の数も多いため、放電は分散して各部より起り、とくに高周波重畳方式ではいっそう効果をあげられて、加工速度が高くなる。また放電電流も比較的多く流すことができ、持続アークとならない。すなわち単位面積あたりの放電電流は比較的大になる傾向がある。反対に面積が小さいと逆になる。したがって加工速度は電極面積および表面アラサの二つの値を明示しなければ、正確に定義することができない。これは将来ユーザもメーカーもとくに注意して述べる必要がある。

6. む す び

以上現在の量産機について、概略を述べた。工作機械としてはその歴史は浅いが、機械加工上困難な、不可能な範囲の一部分⁽³⁾を放電加工機で、電氣的に工作することができるようになったのである。放電加工機もさらに改良を加えて、加工速度・電極消耗が格段と向上するよう励みたい。現在ダイアックスは国内はもとより、受注が増加し製作が追いつかないくらいで、さらに海外への輸出をも期待できる現状にあり、はなはだ喜ばしい限りである。終りに協力をいただいている三菱造船株式会社広島精機製作所の担当者各位に誌上より厚く御礼申し上げます。

参 考 文 献

- (1) 鳳・倉藤：放電加工，コロナ社
- (2) 斎藤・岩村：「三菱電機」31 (1957) 5
- (3) 鳳：放電加工の原理，オーム 33 年 11 月号
- (4) 倉藤：電子加工懇話会 34 年 3 月講演
- (5) 斎藤・真鍋：電子加工懇話会 34 年 3 月発表
- (6) 黒川：過渡現象論 産業図書
- (7) 斎藤・岩村：精機学会 33 年発表資料

航空機用電子機器の防振装置

無線機製作所

馬場文夫* ・松元雄蔵** ・谷口敬一郎**
森川 洋*** ・池上騏一郎**** ・金沢 熙****

Vibration and Shock Isolators for Aircraft Electronic Equipment

Electronics Works

Fumio BABA ・ Yūzō MATSUMOTO ・ Keiichirō TANIGUCHI
Hiroshi MORIKAWA ・ Kiichirō IKEGAMI ・ Hiroshi KANAZAWA

Precision electronic equipment installed on a vehicle is subject to damage by vibration; particularly so is the one installed on aircraft. It is, however, almost impossible to build the electronic equipment strong enough to withstand vibration and shock. This necessitates a proper means to prevent them, thus the isolator coming into use. Recently, Mitsubishi has developed two types of vibration isolators which successfully meet the military specification; the one is of an air damper type termed CA-1 and CA-3, and the other is of a complex type consisting of a friction damper, supporting spring, chassis and mounting base. Type CA vibration isolators are now in use with type APG-30A radar equipment, while the friction type with jet fighters.

1. ま え が き

一般に移動用の電子機器は多かれ少なかれ振動や衝撃を受けるものであるが、とくに軍用機器は商用機器よりずっと苛酷な状況にさらされるのでその安全率も通常の場合より大きくとらなければならない。これらの振動や衝撃に耐えるために機器そのものをがんじょうに作る方法と、防振装置(Vibration and Shock isolator)を使い振動・衝撃をシャ断してしまう方法とがある。現在の精密をきわめた電子機器では防振装置なしに振動・衝撃に耐えるようにすることはほとんど不可能に近く、したがって防振装置の必要性は大きなものがある。このため米軍規格には機上電子機器用防振装置に対し、MIL-C-172B があり仕様・性能を詳細に規定している。



図 1.1 APG-30A レーダ装置に取付けた CA 形防振足
Fig. 1.1 Vibration isolator, type CA, installed in APG-30A radar set.



図 1.2 APG-30A レーダ装置に取付けた CA 形防振足
Fig. 1.2 Vibration isolator, type CA, installed in APG-30A radar set.

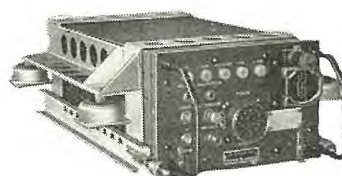


図 1.3 APG-30A レーダ装置に取付けた CA 形防振足

Fig. 1.3 Vibration isolator, type CA, installed in APG-30A radar set.

今回この規格を満足することを目的に防振装置を開発したのでそれにつき報告する。

2. 振動と衝撃およびそのシャ断

航空機上に生じる振動としてはレシプロエンジン機とジェットエンジン機とでは異なるが普通 5~50 c/s 程度の定常的な振動が生じており、着陸時には相当大きな衝撃を受ける。これらの振動と衝撃をシャ断することが必要であるが、1 個の防振装置に完全な振動のシャ断特性

と、衝撃のシャ断特性をもたせようとする、寸法的に大きなものになり、MIL 規格を満足しないし、また機上用として作用できないようなものになる。このため防振装置としては振動シャ断をおもな目的とするか、または衝撃シャ断をおもな目的とするかによって構造そのものが異ならなければならない。

航空機に搭載した場合の電子機器の損傷としては、先に述べた広範囲の振動による疲労がおもなものであると報告されており、着陸の際の衝撃も

相当に大きいがこれによる損傷は疲労による損傷と比較すると二義的なものである。したがって機上電子機器用の防振装置としては振動シャ断を第一に考えればよいことになる。この点は後述する MIL-C-172B の要求性能にもはっきり表われており、振動に対しては防振装置を通して機器に伝わる振巾の大きさがはっきり規定されているのに対し、衝撃に対しては衝撃試験後防振装置が振動シャ断特性を失わないかどうか、またそれにより防振装置がこわれないかどうかという要求だけであり、防振装置を通して衝撃がどれだけ伝わるかという試験はない。

3. 振動のシャ断とダンピング

一般に振動をシャ断するためには各種の弾性体で支持する方法がとられるが、この方法は支持される物体の質量と、支持する弾性体のバネ定数とで定まる固有振動数をもっている。図 3.1 のような系の垂直方向の固有振動数は次の式で与えられる。

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{kg}{W}} \quad (3.1)$$

ただし f_n : 固有振動数
 k : 弾性体のバネ定数
 m : 物体の質量
 W : 物体の重量
 g : 重力による加速度

このような振動系に固有振動数付近の振動が加わると、この系は共振を起し大振巾で振動する。このためダンピ

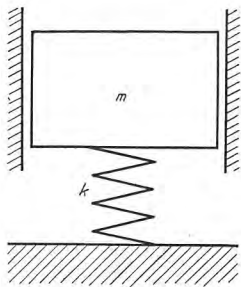


図 3.1 減衰力をもたない 1 自由度系

Fig. 3.1 Undamped single-degree-of-freedom system.

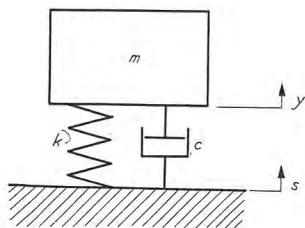


図 3.2 減衰力発生機構をもつ 1 自由度系の強性振動

Fig. 3.2 Schematic diagram of viscously damped single-degree-of-freedom system excited by harmonic motion.

m : 物体の質量
 k : 弾性体のバネ定数
 c : 粘性減衰係数
 y : 物体の変位
 s : 基礎の変位

ングの必要が生じる。

図 3.2 のような振動速度に比例する減衰力発生機構をもつ系に基礎より振動が加わる場合について考えると、図 3.2 において基礎が $s = s_0 \cos \omega t$ で振動するとき物体 m の運動方程式は次のようになる。

$$m\ddot{y} = k(s - y) + c(\dot{s} - \dot{y}) \quad (3.2)$$

s および y は次のように表わされ、基礎の変位 s と物体の変位 y の間には位相角 ϕ が存在する。

$$s = s_0 \cos \omega t$$

$$y = y_0 \cos(\omega t + \phi) \quad (3.3)$$

振巾の伝達率 T_D は振巾比 y_0/s_0 の絶対値であり次式で与えられる。

$$T_D = \left| \frac{y_0}{s_0} \right| = \sqrt{\frac{k^2 + \omega^2 c^2}{(k - m\omega^2)^2 + \omega^2 c^2}} = \sqrt{\frac{1 + [2(\omega/\Omega)(c/c_c)]^2}{[1 - (\omega^2/\Omega^2)]^2 + [2(\omega/\Omega)(c/c_c)]^2}} \quad (3.4)$$

ただし Ω : 系の固有振動数 rad/s

c_c : 臨界減衰係数 $c_c = 2\sqrt{mk}$

式 (3.4) は図 3.3 に示されるような曲線群により図示

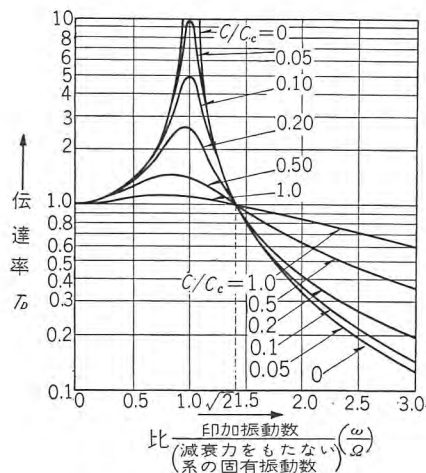


図 3.3 1 自由度系の伝達率

Fig. 3.3 Displacement transmissibility for a viscously damped, single-degree-of-freedom system.

される。この図に示されるように $\omega/\Omega > \sqrt{2}$ のとき $T_D < 1$ になり、振動シャ断効果が現われる。 $\omega/\Omega < \sqrt{2}$ の範囲では $T_D > 1$ であり、その最大伝達率は c/c_c により定まる。 $\omega/\Omega < \sqrt{2}$ の範囲では粘性減衰の存在は伝達率 T_D を小さくするために有益であるが、 $\omega/\Omega > \sqrt{2}$ の範囲ではかえって T_D を大きくするため有害である。

式 (3.3) の位相角 ϕ は次式のように表わされる。

$$\phi = \tan^{-1} \frac{-2(c/c_c)(\omega/\Omega)^3}{[1 - (\omega^2/\Omega^2)] + [2(\omega/\Omega)(c/c_c)]^2} \quad (3.5)$$

式 (3.5) により与えられる位相角は図 3.4 のように図示される。この図に示されるように ω/Ω の小さい範囲

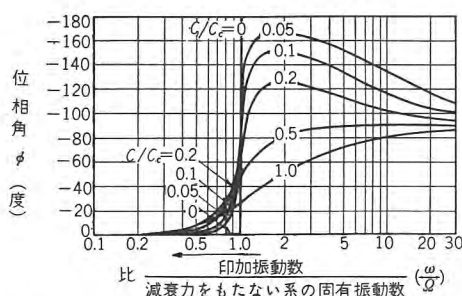


図 3.4 1 自由度系の基礎の変位 s と物体変位 y 間の位相角
Fig. 3.4 Phase angle between the displacement s of the support and the displacement y of the mounted body in the viscously damped, single-degree-of freedom system.

では ϕ は小さな負の角であり、 ω/Ω が非常に大きな範囲では -90 度に近づく。その中間では ϕ の値はダンピング比 c/c_c の値により大きく変わる。

式 (3.4) の伝達率は周波数比 ω/Ω とダンピング比 c/c_c の関数である。図 3.3 に示されるように $c/c_c=0$ の時、 $\omega/\Omega=1$ のところで伝達率は最大になり、 c/c_c が 0 より大きい時は ω/Ω が 1 より小さい所で伝達率は最大になる。最大伝達率の値およびそれがおこる周波数比はダンピング比 c/c_c による。最大伝達率のおこる周波数比は次式により与えられ

$$\frac{\omega}{\Omega} = \sqrt{\frac{-1 + \sqrt{1 + 8(c/c_c)^2}}{4(c/c_c)^2}} \dots\dots\dots (3.6)$$

式 (3.6) を式 (3.4) に代入すれば T_D は次式のようにになる。

$$T_D = \frac{4(c/c_c)^2}{\sqrt{16(c/c_c)^4 - 8(c/c_c)^2 - 2 + 2\sqrt{1 + 8(c/c_c)^2}}} \dots\dots\dots (3.7)$$

このように最大伝達率はダンピング比だけの関数であり式 (3.6) の周波数比で起る。この関係を図示すれば図 3.5 のようになり、 c/c_c が 0.1 より小さい範囲では最大

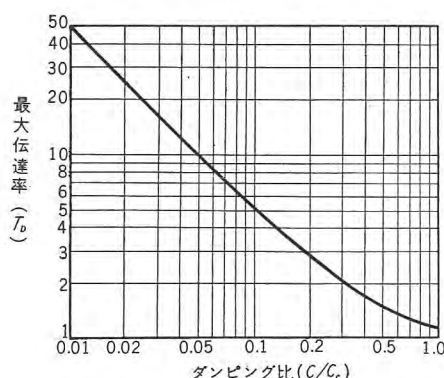


図 3.5 ダンピング比の関数として表わした 1 自由度系の最大伝達率

Fig. 3.5 Maximum transmissibility as a function of viscous damping ratio, for a viscously damped, single-degree-of-freedom system.

伝達率は近似的に次式のようにになる。

$$T_D \doteq \frac{1}{2(c/c_c)} \dots\dots\dots (3.8)$$

ここに述べたように弾性体で支持された機器は必ず固有振動数をもっている。この固有振動数がずっと低い場合は問題ないが、主として航空機に搭載した場合の機器の可動範囲の制限と防振装置の専有空間の制限から、どうしても固有振動数が実用上有害な周波数の範囲にはいつてくることになり共振時の伝達率を低くするためダンピングをあたえなければならない。(伝達率に関する MIL-C-172B の要求性能については後述する)。

ダンピング比の決定は防振装置のシャ断特性に大きな影響をもっている。この値に対する要求は共振時の伝達率を小さくするためには c/c_c は大きいほうがよく、振動数の高いところで良好なシャ断特性を望むなら逆に小さいほうがよいという矛盾したものになり、機器の疲労などより考えて c/c_c をできるだけ小さくし、共振時の伝達率を規格値の限度内におさめながら振動数の高いところでのシャ断特性をできるだけ良くすることを設計の主眼とすることになる。

普通機上電子機器の防振装置としては金属スプリングでおもな荷重を受け振動のシャ断を行ない、適当な方法でダンピングをあたえるという形式が多くとられている。

ダンピング方法としては

- (1) 内部減衰を利用するもの
- (2) 固体摩擦を利用するもの
- (3) 流体摩擦を利用するもの

があり他に電磁力を利用するものなども考えられるが一般には使用されない。

(1) の内部減衰を利用するものは主としてゴム単独の防振装置、または金属スプリングをゴムスポンジに埋没した形式の防振装置に用いられている。

この形式の特長は構造が簡単なことであるが、ダンピングとしてはあまり効果的でなく、いちばんよいものでも共振時の最大伝達率は 20 倍にもなり、とうてい機上用としては使用できない。

(2) の固体摩擦を利用するものはもっとも多く用いられている。この形の特長は振巾および振動数が小さい時は大きな減衰効果を表わすが、振巾と振動数が大きい時は減衰効果が相対的に減少することである。したがって大振巾の強制振動のダンピングには適当でないが振動数の高いところでのシャ断効率はよい。

(3) の流体摩擦を利用するものは機上用防振足としては従来はあまり用いられていないが、一般の緩衝用に広く用いられている。この形の特長は前述の固体摩擦と反対に振巾と振動数が大きい時大きな減衰効果を表わすことである。そのため速度の速い衝撃の緩衝や大振巾の強制振動のダンピングには適するが振動数の高いところでのシャ断効率はよくない。

4. 規 格

今回目標とした規格は先に述べたとおり MIL-C-172B である。この規格はそのタイトルの

CASES; BASES, MOUNTING; AND MOUNTS, VIBRATION (FOR USE WITH ELECTRONIC EQUIPMENT IN AIR CRAFT) からわかるように機上電子機器のケース、架台、防振装置に関するものであるが、その要求性能から見てももっとも重視しているのは VIBRATION MOUNT (防振装置) である。

防振装置に対するこの規格の要求性能を一口にいうと、5~55 c/s の周波数範囲で振動を十分シャ断すること。使用温度範囲が広く -65°C ~ $+85^{\circ}\text{C}$ にもおよぶこと。すなわち -55°C ~ $+85^{\circ}\text{C}$ でのシャ断効率に対する要求性能は常温と同じでありさらに -65°C で振動を加えても防振装置が破壊しないことを要求している。

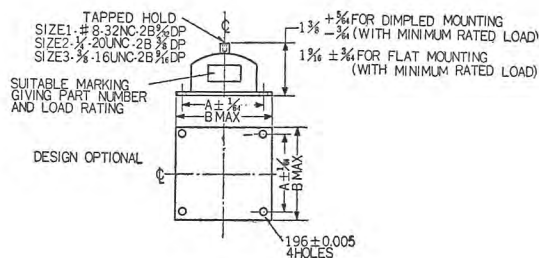
ここではこの規格の防振装置に対する要求性能を認定試験 (Qualification test 以下 Q. T と略す) の試験項目につき説明する。

この規格で防振装置は A・B 二つの級にわかれておりその各級に対する要求性能は少し異なっている。A 級では防振装置は 2 倍の荷重範囲 (最小荷重に対し最大荷重は 2 倍の値である) で完全な動作を要求されており、これに対し B 級では指定荷重の $\pm 15\%$ の範囲で動作すればよい。

この MIL-C-172B は一般的な要求性能を規定しており防振装置に対する個別仕様としては “MS” MILITARY STANDARDS がある。この MS 規格は図 4.1 (この図は MS の一部である) のように荷重範囲と寸法的な要求がきめられてあるだけで構造に関しては MIL-C-172B を満足する限り製作者の自由となっている。以下防振装置として重要な動特性の項目を主に各試験につき説明する。

Q. T は表 4.1 のような項目よりなっており、供試サンプルは全部第 1 群・第 2 群の試験を受けた後 3 群に分

航空機用電子機器の防振装置・馬場・松元・谷口・森川・池上・金沢



NOTES:

1. All dimensions in inches.
2. The part number consists of the “MS” Military-standard number followed by a dash number. The dash number indicates the following:
First character—Size.
Second character—Class.
Third character—Serially assigned within one size and class.
Fourth character—“L” indicates dimpled mounting, “S” flat mounting.
3. Referenced specification shall be of the issue in effect on date of invitation for bids.
4. Qualification tests required.

CLASS A					
Part number (see note 2)	Size	Dimensions		Two-to-one load rating	FIIN
		A	B		
		Inches	Inches	Pounds	
MS91418-1AAL	1	1-3/8	1-13/16	1-1/2 to 3	
MS91418-1AAS				1-1/2 to 3	
MS91418-1ABL				2-1/2 to 5	
MS91418-1ABS				2-1/2 to 5	
MS91418-2AAL	2	1-15/16	2-3/8	2 to 4-1/2	
MS91418-2AAS				2 to 4-1/2	
MS91418-2ABL				3 to 5	
MS91418-2ABS				3 to 5	
MS91418-2ACL				4-1/2 to 10	
MS91418-2ACS				4-1/2 to 10	
MS91418-2ADL				6-1/4 to 12-1/2	
MS91418-2ADS				6-1/4 to 12-1/2	
MS91418-2AEL				10 to 20	
MS91418-2AES				10 to 20	

④ THIS STANDARD IS FOR REPLACEMENT PURPOSES ONLY. FOR NEW DESIGNS SEE MS91527.

図 4.1 MS 規格 (MS 91418)

Fig. 4.1 MS Standards.

表 4.1 認定試験

MIL-C-172B 認 定 試 験 項 目	
第 1 群 試 験	外 観 寸 法
第 2 群 試 験	負 荷 特 性
第 3 群 試 験	塩 水 噴 霧 可 動 範 囲
第 4 群 試 験	疲 勞 サイクリング 共 振 シ ャ 断 効 率 室温におけるシ ャ 断 効 率 $+85^{\circ}\text{C}$ のシ ャ 断 効 率 -55°C のシ ャ 断 効 率 -65°C のシ ャ 断 効 率
第 5 群 試 験	衝 撃

け、それぞれ第 3 群・第 4 群・第 5 群の試験を表に示す順序で受ける。第 1 群・第 2 群・第 3 群試験はいずれも静特性の試験であり、防振性能の試験は第 4 群試験である。

第4群試験は疲労試験とシャ断効率試験よりなり同一サンプルにつき全項目の試験をする。

疲労試験はサイクリングと共振よりなっており、サイクリングの試験方法と要求性能は次のとおりである。

試験方法——防振装置に最大荷重を乗せ、全振巾 1.524 mm の振動を 3 主軸方向に加える。周波数は 5 から 55 c/s、55 から 5 c/s の間を均一に変化させ、この間のすべての共振周波数を記録する。

要求性能——この試験を行なった時緩衝物の間でくりかえして跳躍してはならない。また試験により防振装置に損傷があってはならない。各方向のピーク共振周波数は 15 c/s 以下であること。

この試験は次の共振試験の準備である。この試験により防振装置の最大荷重時のすべての共振周波数を知ることができる。

共振試験は次のとおり行なう。

試験方法——防振装置に最大荷重を乗せサイクリング試験で決定されたおもな共振周波数 (predominant resonant frequency) で、全振巾 1.524 mm の振動を 3 軸方向にそれぞれ 2 時間ずつ加える。

要求性能——この試験中緩衝物の間でくりかえし跳躍してはならない。また試験の結果防振装置が損傷してはならない。共振時の倍率は 5 倍をこえてはならない。

すなわちこの試験では共振時の伝達率、ダンピングを調べ、疲労や大振巾の振動などで防振装置が故障しないかどうかを試験する。

共振周波数で計 6 時間振動させられたサンプルで次のシャ断効率の試験をする。シャ断効率は表 4.1 のように室温・+85°C・-55°C・-65°C の 4 回行なう。

試験方法——最小定格荷重の擬似負荷 (Mock up 以

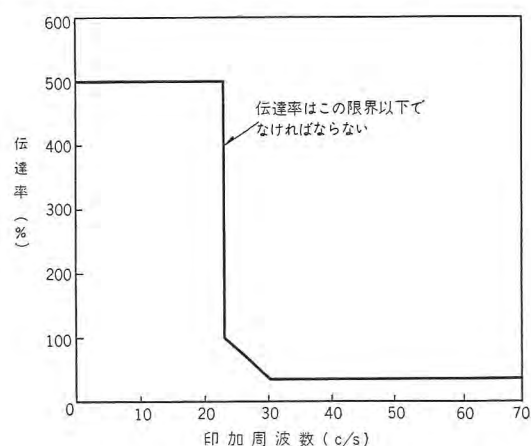


図 4.2 MIL-C-172B シャ断効率の許容範囲

Fig. 4.2 Isolation efficiency required by MIL-C-172B.

下モックアップと称す) を乗せた防振装置に 5 から 55 c/s の振動を垂直および互に直角な水平 2 方向に加える。この時の印加振巾は 1.524 mm と 0.508 mm の 2 種である。防振装置を通してモックアップに伝わった振動は各印加振動方向に対し垂直および水平 2 方向に沿って測定し、加えた振巾と比較する。最小荷重の試験がすむと最大荷重で同様の試験を行なう。

要求性能——このようにして測定したモックアップの振動は図 4.2 の許容範囲以下であること。

この試験は防振装置に寄せられた機器に振動がどれだけ伝わるかを見る試験であって、あらゆる条件でのシャ断効率を知ることができる。すなわち広い荷重範囲の両端の最大荷重と最小荷重で試験し、一つの駆動方向に対しつねに 3 方向の振動を測定する。印加振巾が 2 種類あるのはダンピング方法により振巾の大きい時に特性の良い装置と、振巾が小さい時に特性の良い装置があるからである。この要求を満足するためには第 2 項で述べたダンピング比 c/c_c は 0.1 以上であることが必要であるがあまり大きいと振動数の高いところでシャ断効率の規格値をこえるおそれがある。

この試験が済んだサンプルに最大荷重を乗せ +85°C ± 2°C の恒温槽に 10 日間おき、取出して室温でふたたびシャ断効率の試験を行なう。要求性能は室温の場合と同じであるがこの場合は最大荷重の試験だけである。この +85°C の試験は主としてダンパや緩衝物 (ゴム・合成樹脂などが広く使われている) が老化して機能を失わないかどうかを試験することを目的としている。

+85°C の試験に続いて -55°C の試験を行なう。この試験はサンプルを -55°C ± 2°C の恒温槽に 3 時間おき、その温度でシャ断効率試験をする。試験方法は最小荷重だけで行なうという点を除いて室温と同じであり、要求性能もまったく室温とかわらない。

-55°C のような低温では普通のゴムでは凍結するかまたは凍結に近い状態となりダンパや緩衝物としての機能を失い、シャ断効率もまったく悪くなってしまう。しかしながら要求性能は室温の時とまったく同じという苛酷なものであるため MIL-C-172B 中もっとも困難な試験となっている。

つぎの -65°C の試験はシャ断効率となっているが実際にはシャ断効率は測定せず、-65°C ± 2°C に 3 時間おいたサンプルにその温度で振動を加え破壊しないかどうかを試験する。

ゴムの特性上この付近の温度は非常にクリティカルであり -55°C で凍らなかつたものが -65°C では完全に凍ってしまうことがあるのでゴムの低温特性に対する特別の注意が必要である。

以上が第4群試験であるが同一の防振装置に対しこれだけの試験を行ない、破損することなくシャ断特性も失わないよう製作することはきわめて困難なことである。

第5群は衝撃試験である。ここでは 15G の衝撃を加えた後シャ断特性を失わないか否かを見、続いて 30G の衝撃を加えても破壊しないかどうかを試験する。この試験はあまり問題になることもないので説明は省略する。

5. CA 形防振足*

CA 形防振足は当面 F86F に搭載する APG-30A レーダ装置に使用することを目標に開発したものであるが、荷重範囲および寸法は MS 規格に合致し、要求性能は MIL-C-172B を満足するもので、広く軍用機器に使用できる。



図 5.1 CA-3 形防振足
Fig. 5.1 Vibration isolator, type CA-3.



図 5.2 CA-1 形防振足
Fig. 5.2 Vibration isolator, type CA-1.

5.1 CA 形防振足の特長

CA 形防振足はダンピング方法にエアダンパ方式を使用したものである。CA 形防振足の特長は

(1) ゴム袋によるエアダンパを使用しているので共振時垂直方向のダンピングは非常によい。温度による空気の粘性係数に変化がないのでダンピング係数は一定であり、その温度特性はゴム袋だけにより定まる。CA 形防振足には世田谷工場の製作になる温度特性の良いゴムを使用したので $-55^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$ の温度範囲で比較的良好な性能を得た。

* 従来所内ではクッションと呼んでいたもので、MIL 規格などでは vibration mount または shock mount と称し、一般文献では vibration isolator または shock isolator という名称を使用している。本項では vibration isolator の訳として「防振足」を使用する。

(2) 荷重変化にかかわらず垂直方向の固有振動数が一定である。防振装置において固有振動数は一つの弱点であり固有振動数付近では共振を起すために良好な特性は期待できない。しかるに荷重変化により固有振動数が変化することは弱点の中が広いことであり、MIL 規格の防振足のように広い荷重範囲で使用するものにとっては大きな欠点となる。CA 形防振足では非線形スプリングを使用することにより使用荷重範囲での垂直方向固有振動数を一定にしている。

(3) 水平方向のバネ定数が低くピーク共振周波数は MIL 規格の試験周波数の 5c/s 以下である。

(4) 耐衝撃性に富んでいる。衝撃は防振足に高速度の力が加わったと考えられるからエアダンパの特長としてダンピング作用は非常に大きくなり、衝撃に耐えるに十分な力を出す。

(5) 一般にダンピング作用は共振時には有効であるが振動数の高いところでは伝達率を大きくするため有害である。

しかし CA 形は振動数の高いところでは流体の状態がいちじるしく異なり、ダンパとしてではなく全体が空気バネとして働くためシャ断交差に非常に長くなる。

5.2 定 格

今回開発した CA 形防振足は表 5.1 に示す 2 種であり、その構造は図 5.3, 5.4 のとおりである。この構造からわかるとおりスプリングを変えることにより MS 規格の荷重範囲全部をカバーできる。

5.3 構 造

CA 形防振足は図 5.3, 5.4 のような構造であり機器の架台は支軸③に取付けられその荷重はスプリング⑦で受ける。このスプリングはゴム袋⑥の中にはいっておりゴム袋内の空気はオリフィス⑩以外の所からは出入りできないようになっていてこの空気の出入りがダンパとし

表 5.1 CA 形防振足定格

三 菱 形 名	CA-3	CA-1
*MIL 形名	MS91418-2ACL	MS91418-1AAL をビームに取付けたもの
定格荷重範囲	4.5~10lbs. (2~4.5kg)	1.5~3lbs. (0.68~1.36kg)
最小定格荷重時の高さ	34.9 ⁺² _{-1.2}	最大 34.9
たわみ量	4±0.762	4±0.762
他の要求性能	MIL-C-172B	MIL-C-172B

* この形名は前述の military standard MS91418 に定められたもので、つぎのような意味をもっている (図 4.1 参照)

$$\text{MS91418} - \frac{2}{1} \frac{\text{A}}{3} \frac{\text{C}}{4} \frac{\text{L}}{5}$$

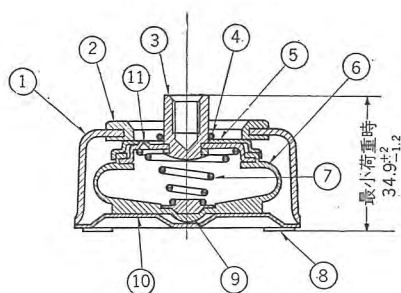
1 は MS military standard によったものを示す。

2 はサイズ 2 を示す。

3 は A 級 (4 項参照) を示す。

4 は荷重により A より順次定まる。C は荷重範囲 4.5~10lbs. のものである。

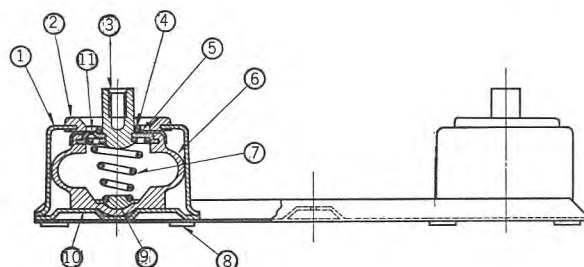
5 は取付けられる架台による分類で、L は dimple mount すなわち取付けられる架台に取付ネジ用の打出しのある物に使用することを示す。



品番	名 称	品番	名 称
1	ケ ー ス	7	ス プ リ ン グ
2	緩 衝 座	8	メ ー ス
3	支 止 軸	9	ハ ー ネ
4	め っ 金	10	底 板
5	ゴ ー ム	11	オ リ フ ィ ス
6	袋		

図 5.3 CA-3 形防振足の構造寸法

Fig. 5.3 Construction of vibration isolator, type CA-3.



品番	名 称	品番	名 称
1	ケ ー ス	7	ス プ リ ン グ
2	緩 衝 座	8	メ ー ス
3	支 止 軸	9	ハ ー ネ
4	め っ 金	10	底 板
5	ゴ ー ム	11	オ リ フ ィ ス
6	袋		

図 5.4 CA-1 形防振足の構造方法

Fig. 5.4 Construction of vibration isolator, type CA-1.

て働く。ゴム袋はケース①に収められケースの上辺には緩衝座②がある。この緩衝座とゴム袋底部の肉の厚い所で各方向の衝撃の緩衝を行なう。

スプリングは特長の項で述べたように特殊な形状をしており、そのため使用荷重範囲において固有振動数が一定である。

強制振動によりスプリングが伸縮する時ゴム袋の体積が変化し空気がオリフィスを通して出入りするので内外に圧力差を生じ、垂直方向のダンピング作用をする。しかしこの構造では水平方向にダンピングは作用しないので、水平方向のバネ定数を極力小さくし固有振動数を試験周波数以下にしてある。

5.4 設 計

MIL 規格ではすでに述べたように外形寸法がきまっているためこの範囲内で設計しなければならない。MS 規格により最小荷重時の高さがきまり、構造上からも全たわみ量が制限される。良好な動特性をもたせようとするとたわみ量が多いほど良いのであるが前述の制限より以下の事項に留意してたわみ量を決定する。

(1) 最小荷重—最大荷重間のたわみ量は固有振動数に関係がある。

(2) 最小荷重および最大荷重で防振足が動作するためには、無負荷—最小荷重および最大荷重—底にあたるまでの間にある程度のたわみ量が必要である。このたわみ量はダンピング比に関係がある。

最小荷重および最大荷重があたえられその間のたわみ量がきまると、つぎの式より荷重間で固有振動数一定のスプリングの荷重—たわみの関係が得られる。

$W_1 < W < W_2$ の場合

$$W = W_1 e^{\left(\frac{\delta_2 - \delta_1}{\delta_2 - \delta_1} \log_e \frac{W_2}{W_1} \right)} \dots \dots \dots (5.1)$$

ここで W_1 : 最小荷重

W_2 : 最大荷重

W : 任意の荷重

δ_1 : 最小荷重時のたわみ

δ_2 : 最大荷重時のたわみ

δ : W 荷重のたわみ

式 (5.1) より各荷重に対するたわみを算出し荷重—たわみ曲線を作る。図 5.5 に CA 形に使用したスプリングの荷重たわみ曲線を示す。このスプリングの最小荷重以下のたわみ特性は線形であって最小荷重時のバネ定数

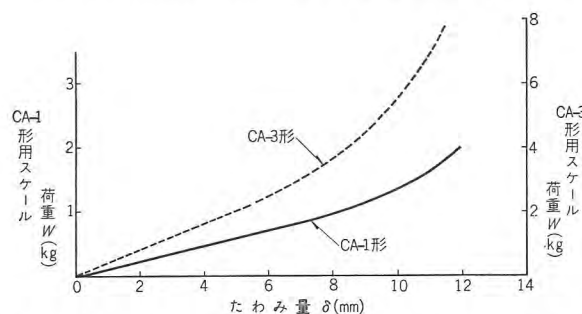


図 5.5 CA-1, CA-3 形防振足に使用するスプリングの荷重たわみ曲線

Fig. 5.5 Force-deflection curves for springs used in vibration isolators, type CA-1 and CA-3.

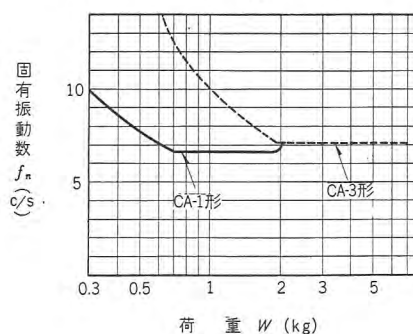


図 5.6 CA-1, CA-3 形防振足のスプリングの固有振動数
Fig. 5.6 Natural frequency as a function of supported weight for springs the force-deflection curves of which are shown in Fig. 5.5.

に等しい。図 5.5 のスプリングの荷重対固有振動数の関係を図 5.6 に示す。図 5.6 を見ればわかるとおり固有振動数は使用荷重範囲で一定となっている。しかし最小荷重以下の部分はたわみ特性が線形であるため固有振動数は一定とならず荷重の減少とともに上昇する。

このスプリングを使用して MIL 規格の要求性能を満足させるわけであるが、垂直方向の固有振動数が試験周波数範囲にあるためダンピングをあたえて共振時の最大伝達率をおさえないといけない。また共振時緩衝物にあたり跳躍を起してはならないという要求事項からもダンピングは必要である。

ダンピング比 c/c_c は以下の条件を考慮して決定する。

- (1) シャ断効率の要求性能 (図 4.2 参照) を満足しなければならない。
- (2) 共振時上下の緩衝物にあたり跳躍してはならない。

CA 形では構造上 (2) の条件を満たすために c/c_c は 0.2 以上が必要であった。ただし第 2 項ダンピング比の決定の所で述べたようにこの値が大きすぎることはむしろ有害であるので、0.2 より少し大きい程度にしすぎないことが必要である。 $c/c_c=0.2$ の時のシャ断効率曲線を CA-3 形について示すと図 5.7 のようになり垂直方向のシャ断効率はこれを目標とする。この曲線の周波数に対する位置は前述のスプリングの使用により荷重変化によっては移動しない。

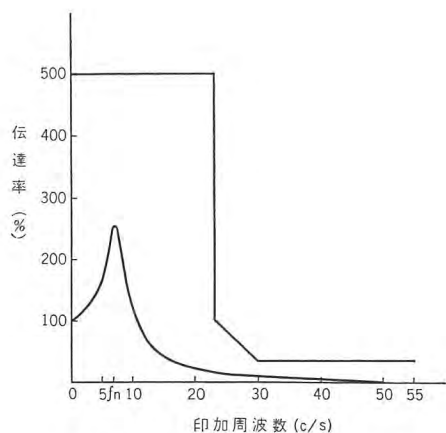


図 5.7 CA-3 形のシャ断効率目標

Fig. 5.7 Ideal curve of isolation efficiency for type CA-3.

CA 形ではダンピング比 c/c_c の大きさはオリフィスの径とゴム袋の硬度できまり、簡単には算出できないが 1.524 mm の振動を加えた時図 5.7 程度のシャ断効率になるよう設計されている。水平方向に対しては固有振動数を試験周波数以下にしなればダンピングをあたえてないのでこの方向のシャ断効率は非常に良くなっている。

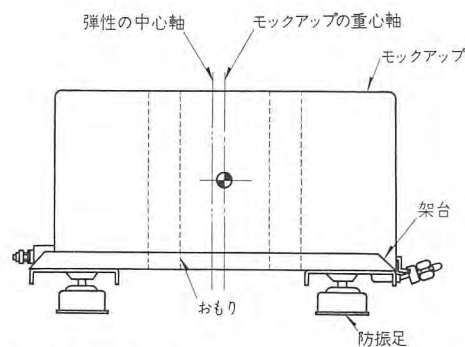


図 5.8 弾性の中心軸とモックアップの重心の関係

Fig. 5.8 Relation between the central axis of elasticity and the center of gravity of mockup.

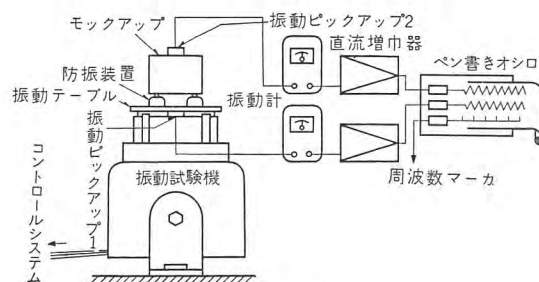
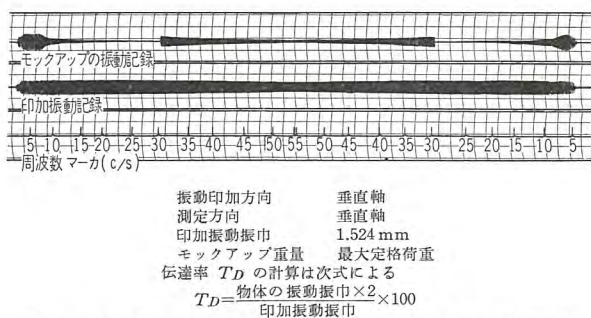


図 5.9 シャ断効率測定系統

Fig. 5.9 Measuring systems of isolation efficiency.



(ただし 30~55~30c/s 間のモックアップの振動は 10 倍に記録されている)

図 5.10 シャ断効率測定記録例

Fig. 5.10 A record of isolation efficiency.

5.5 認定試験 (Q.T)

認定試験ではシャ断効率試験が問題であった。この試験は標準架台を用いこれに防振足を必要個数取付けて行なった。荷重として使用したモックアップは図 5.8 のようなもので荷重変化は内部のおもりの増減により行なった。規格ではダイナミック試験に使用するモックアップの重心はその中心におくことになっているが、架台の構造上モックアップを取付けると図 5.8 のように防振足の弾性の中心とモックアップの重心の位置が一致せず防振足に加わる荷重がアンバランスになり予想した特性より悪くなったが規格上問題になるほどではなかった。シャ断効率試験は図 5.9 に示すような方法で行なった。すなわち振動テーブルおよびモックアップの振動をそれぞれピックアップで取出し振動計で振幅変化になおし、それ

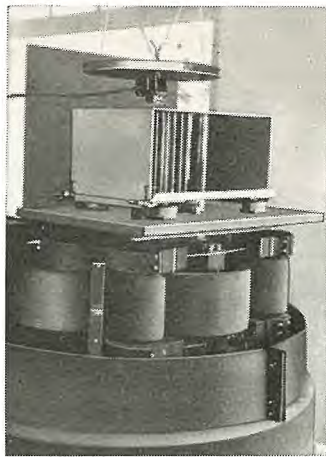


図 5.11 シャ断効率試験中の防振足・モックアップ・振動ピックアップ
Fig. 5.11 Vibration isolator, mockup and pickup.

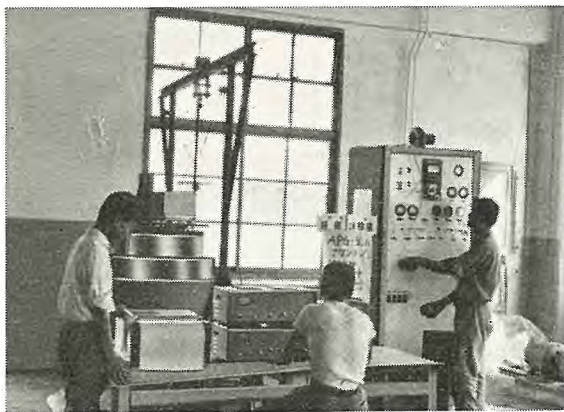


図 5.12 シャ断効率試験の状況
Fig. 5.12 Isolation efficiency test.

を直流増巾器で増巾しペンオシロで記録した。この記録により全周波数範囲にわたり印加振巾（振動テーブルの振巾）とシャ断された振巾（モックアップの振巾）を比較し図 5.13 のようなグラフを作成した。この試験に使用した振動試験機は MB. Mfg., Co. (NEW HAVEN 11, CONN. USA) 製の C25H-HA 形で性能は次のようなものである。

最大振巾 12.7 mm
周波数範囲 5~2,000 c/s
最大出力 1,587 kg

試験装置でもっとも工夫を必要としたのは -55°C におけるシャ断効率試験であった。この試験は $-55^{\circ}\pm 2^{\circ}\text{C}$ に 3 時間おいたサンプルについてその温度でシャ断効率をとらなくてはならない。そのため振動テーブルより上を断熱材で全部おおうような槽を作りドライアイスを使用して内部温度を必要な低温に下げて試験した。この方法で内部温度は十分低くなり -55°C および -65°C の試験を行なうことができた。

表 5.2 負荷特性

形名	項 目	定 格	測 定 値		
			最 大 (mm)	最 小 (mm)	*平 均 (mm)
CA-3	最小荷重時の高さ	$34.9^{+2}_{-1.2}$	34.8	34.2	34.57
	最小荷重より最大荷重へのたわみ量	4 ± 0.762	4.5	4.0	4.19
CA-1	最小荷重時の高さ	最大 34.9	33.75	33.2	33.5
	最小荷重より最大荷重へのたわみ量	4 ± 0.762	4.0	3.4	3.9

* この値は全サンプルの平均値である。

表 5.3 サイクリング試験時の共振周波数

形 名	規 格	測 定 値		
		垂 直	水平長軸	水平短軸
CA-3	15 c/s 以下	6.0 c/s	5 c/s 以下	5 c/s 以下
CA-1	15 c/s 以下	5.7 c/s	5 c/s 以下	5 c/s 以下

試験結果のうち第 1 群, 第 2 群, 第 3 群試験ではとくに問題になるところもなく負荷特性は表 5.2 のとおりであった。

サイクリングの結果を表 5.3 に示す。この試験で垂直方向の固有振動数が設計値と少しずつ違っているのはスプリングの荷重——たわみ曲線が図 5.5 のカーブから少しずれたためと思われる。スプリングの形状が非常に特殊なためこの程度のずれが出るのはやむをえないものと思われる。

表 5.4 共振試験時の最大伝達率

形 名	規 格	測 定 値		
		垂 直	*水平長軸	*水平短軸
CA-3	500% 以下	245%	88%	72%
CA-1	500% 以下	210%	105%	131%

* この値は第 2 共振点の最大伝達率である。

共振試験はサイクリングで記録されたおもな共振周波数で各方向 2 時間ずつ振動を加えるわけであるが、水平方向はピーク共振周波数が 5 c/s 以下のため第 2 共振点で振動を加えた。共振試験時の最大伝達率は表 5.4 のとおりであった。この試験中緩衝物にあたり跳躍することではなく、試験終了後なら損傷はなかった。

シャ断効率は図 4.2 の要求性能を満足しておりその結果を CA-3 形について示すと図 5.13, 5.14 のとおりである。これは室温において 1.524 mm の振動を加えた結果であって、垂直方向に関してはほとんど図 5.7 の設計値どおりの特性を示し、水平方向はいずれも共振点が 5 c/s 以下にあり第 2 共振点の伝達率も小さく非常に良好な特性となっている。

$+85^{\circ}\text{C}$ のシャ断効率はほとんど室温と同じ特性であり問題なかった。

-55°C のシャ断効率は図 5.15, 5.16 に示すように規格内とはいえ室温にくらべるとやや悪くなっている。悪

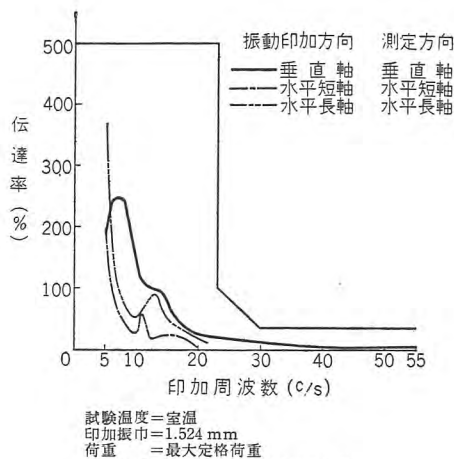


図 5.13 シャ断効率結果
Fig. 5.13 Result of isolation efficiency
at room temperature.

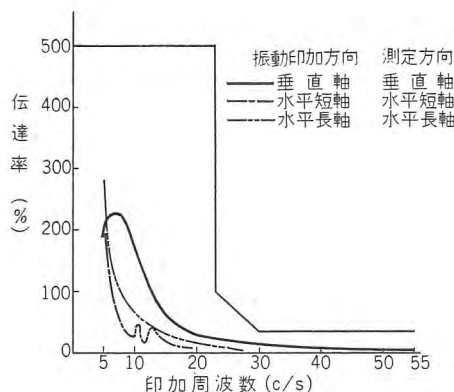


図 5.14 シャ断効率結果
Fig. 5.14 Result of isolation efficiency
at room temperature.

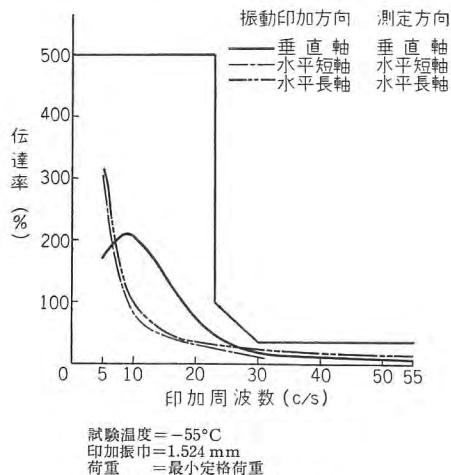


図 5.15 シャ断効率結果
Fig. 5.15 Result of isolation efficiency
at -55°C.

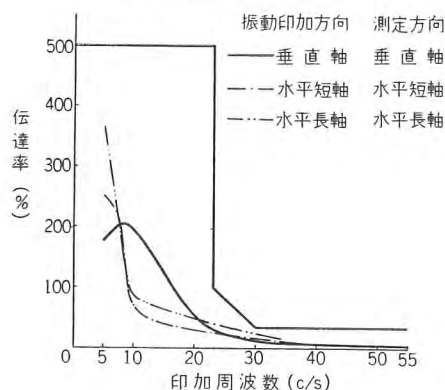


図 5.16 シャ断効率結果
Fig. 5.16 Result of isolation efficiency
at -55°C.

くなったのは次の2点である。

- (1) 共振点が室温の場合より上昇する。
- (2) ダンピングがききすぎたようになり共振時の伝達率は小さくなるが振動数の高いところでのシャ断が悪くなる。

これはいずれも -55°C という低い温度によりゴム袋が硬化したためと思われる。ゴム袋の硬化は(1)についてはバネ定数を大きくするように働き、(2)についてはダンピング比を大きくするように働いている。この防振足は設計時 0.2 のダンピング比をうるためにエアダンピングだけについて計算し、ゴムの内部減衰についてはそれが室温においては非常に小さいものであるため考慮する必要がなかった。しかるにゴムが低温により硬化したため内部減衰が無視できないほど大きくなり、室温のダンピング比を大きく上回るものになったと考えられる。

CA 形に使用したゴムは低温特性が良いものであったため -55°C においても規格を満足する性能を示したが、普通の天然ゴムを使用したものでは完全に凍結してしま

う。このゴム袋を使用したため -65°C においても相当な可とう性を示し、 -65°C のシャ断効率試験を行なってもまったく損傷は生じなかった。

衝撃試験に対しても、15 G 衝撃後のシャ断効率は室温におけるシャ断効率試験と同程度の結果を示し、この程度の衝撃では何の影響も受けないことを証明し、30G 衝撃後もまったく損傷はなかった。

認定試験の結果より見て CA 形防振足は MIL 規格を満足するに十分な性能をもっている。ただゴム袋を使用したため低温における動特性が常温のそれよりやや悪くなっている。この点がさらに改善されると MIL-C-172B の要求性能に対しては完全に理想的な形式といえる。

6. 距離サーボ装置用防振装置

6.1 構造

(1) 概要

この Vibration Mount は F 86F ジェット戦闘機に「距離サーボ装置 A-12」を搭載する際の防振装置である。外観写真および、外形寸法を、図 6.1 および図 6.2 に示す。

一般に、航空機に搭載する防振装置は、寸法は Military Standard で、性能は MIL-C-172B で規定され

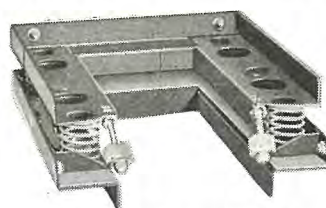


図 6.1 A-12 用防振装置
Fig. 6.1 Vibration Mount for type A-12
gun sight range servo.

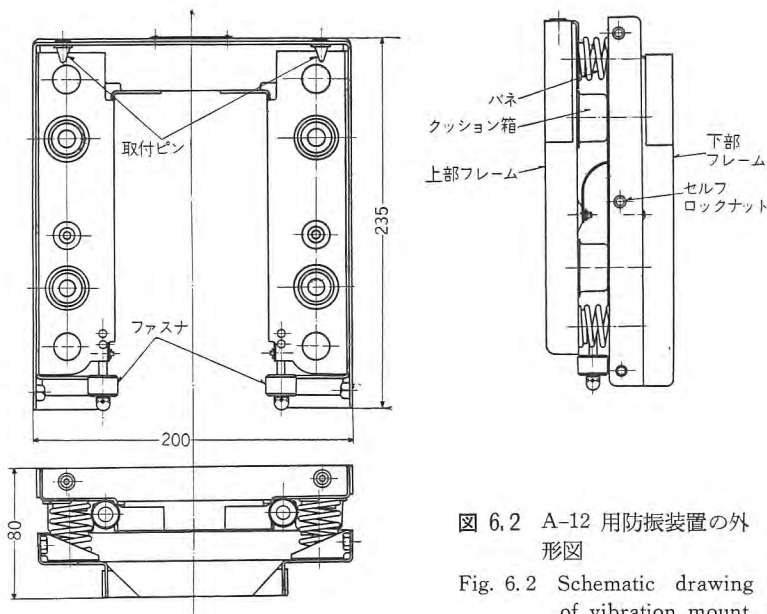


図 6.2 A-12 用防振装置の外
形図

Fig. 6.2 Schematic drawing
of vibration mount.

ているが、この Vibration Mount は、図 6.1 に示すように防振機構とフレームとが一体となって、「距離サーボ装置」に付属するものであるから、M・S の指定はないが、全寸法が制限されており、しかも性能は MIL-C-172B を満足することが要求されている。

構造は上部フレーム、下部フレームおよび、その間にはいっている 4 組の防振機構から成り、この防振機構は上部、および下部フレームに付属したものであるから、単体として取出すことはできない。したがって、この防振装置はフレームおよび、防振機構を完全に組立てて初めて防振系としての機能を発揮するのである。

この Vibration Mount に「距離サーボ装置」を取付ける際は、図 6.3 に示すように取付ピン (Locating-Pin) とファスナ (Fastener) で、またこれを機体に取り付ける際は、6 個の Self Locknut で行なう。

機上用であるから、とくに小形軽量化に留意されており、材料に対する考慮として、主要材はすべて Federal

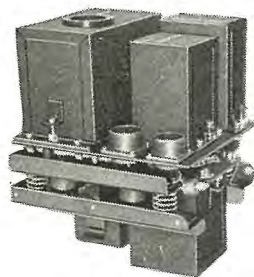


図 6.3 「距離サーボ装置 A-12」
を取付けた防振装置

Fig. 6.3 Type A-12 Gun Sight
Range Servo mounted
on the vibration mount.

Spec. QQ-A-318b による耐食アルミを、強度を必要とする所には、MIL-S-7720 Comp. FMS による不銹鋼を使用している。その結果、Vibration Mount の重量はわずか 700 g である。そしてフレームは耐食アルミの板を

曲げ加工したもので、接合はスポット溶接だけの非常に簡単な構造であるが、質的には、衝撃、振動、塩水噴霧などの試験を受けるため、溶接は MIL-W-6858A により、また表面処理はすべて、MIL 規格の検査に合格した作業工程、材料を使用し、信頼性を完璧ならしめている。

(2) 防振機構

防振機構は前述のように 4 組あり、「距離サーボ装置」の重心が 4 組の防振機構の幾何学的中心を通るように、配置されている。

防振機構の概略は、図 6.4 に示すとおりであり、これは防振機構の生命であるが、非常に簡単な構造であって、荷重をささ

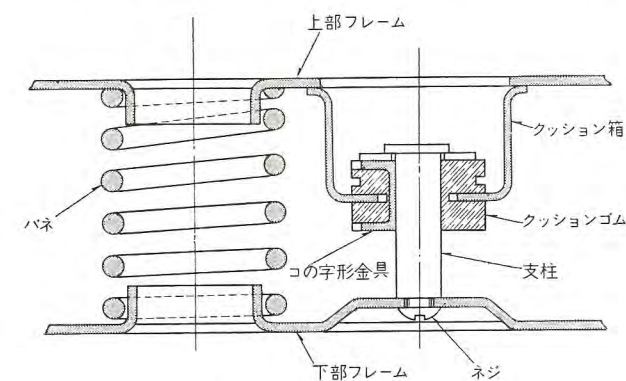


図 6.4 防振機構の概略

Fig. 6.4 Schematic illustration of vibration isolation mechanism.

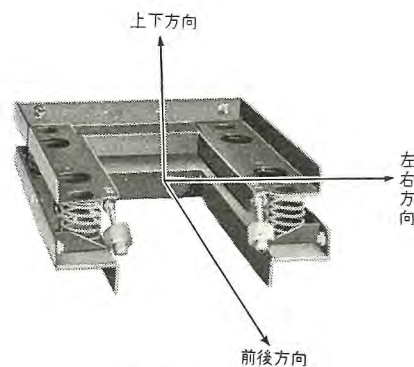


図 6.5 方向説明図

Fig. 6.5 Three majour axis of mount.

ている。

この Vibration Mount に加えられる振動は、図 6.5 に示すように、上下・左右・前後方向が考えられ、この機構の場合は、上下方向と左右・前後方向とはダンピングの取り方が多少違うので、これを二つに分けて述べると、上下方向は コ の字形金具と支柱との金属摩擦であり、前後・左右方向はクッション箱とクッションゴムとの摩擦でダンピングを取っている。したがって、上下方向のダンピングは、両金属間の圧着力および摩擦係数の関数となり、圧着力はゴムの弾性係数によって変る。一方、前後・左右方向のダンピングも、ゴムと金属との摩擦抵抗ゆえ、やはり圧着力と摩擦係数の関係となって表われる。

以上のように、このダンピング機構では、ダンピングの値はゴムの状態に大きく影響される。それは、ゴムの種類によることはもちろんのこと、環境の変化によってもいちじるしく変り、とくに航空機に搭載される防振装置の場合は、温度変化に対してもっとも顕著である。温度変化は、 $+85^{\circ}\text{C} \sim -55^{\circ}\text{C}$ の広範囲にわたっており、この場合、 $+85^{\circ}\text{C}$ の特性変化を防ぐのは、さして困難ではないが、 -55°C の特性変化を防ぐことは、図 6.6 に示すように非常に困難である。さらに $+85^{\circ}\text{C}$ の場合は、この温度で永久変形を起さなければよいが、 -55°C の場合は、この温度でダンピングが完全にきいていることが必要なので、そのためには、ゴムの弾性が失われないことが要求される。またこの他共振試験の際に、摩擦面

に局部的に熱が発生し老化することにも相当問題がある。すなわち、この防振機構のクッションゴムを製作する場合には、とくに、低温特性と耐老化性を考えなければならない。

(3) 系の解析

クッションゴムの開発に際し、設計の目安をうるためにこの防振機構を簡単な系に置き変えて解析を試みる。実際には、重心の位置あるいはダンピング機構間のアンバランスなどによって複雑な運動をする。

固体摩擦によるダンピングの働く時の運動方程式は、一般に

$$m\ddot{y} + ky \pm \rho = F \cos \omega t \quad \dots\dots\dots (6.1)$$

ただし $\dot{y} > 0$ のとき $+\rho$

$\dot{y} < 0$ のとき $-\rho$

ρ ; 固体摩擦

式 (6.1) は $\pm \rho$ があるので線形微分方程式ではなく、厳密な解をうることはかなり困難であるが、近似的には固体摩擦を等価粘性減衰係数 C に置き換えることで得られる。そうすると、式 (6.1) は

$$\ddot{y} + c\dot{y} + \Omega^2 y = P \cos \omega t \quad \dots\dots\dots (6.2)$$

$$\Omega^2 = \frac{k}{m}$$

$$P = \frac{F}{m}$$

$$C = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\Omega^2 \rho}{\omega y_0}$$

ただし y_0 は y の定常状態の振巾

式 (6.2) を見ると、固体摩擦の存在は粘性減衰係数が生じた系に近似できる。

式 (6.2) はクッションゴムを完全剛体とみなして、単に支柱に コ の字形金具を押しつける力を与えていると考えているだけで、ゴム自体の可とう性による影響は全然考慮していない。このような系で、ゴムの弾性係数、すなわち圧着力を大きくすることは、近似的に粘性減衰係数が大きくなったことになり、図 3.3 に示すように共振時の伝達率 T_d が低くなり、周波数の高いところでの伝達率は高くなる傾向を示すはずである。しかし後述する実験結果より見ると、共振時の伝達率 T_d が低くなったとき、すなわち粘性減衰係数が大きくなったとき、図 3.3 に示す傾向とは異なり、逆に図 6.7 に示すように共振周波数 f_n が高くなる傾向を示しているのは、変位に比例するとみなせる力、すなわちゴムのベンディングによる力が弾性係数の増加により大きくなったことによるものであると考えて良いであろう。

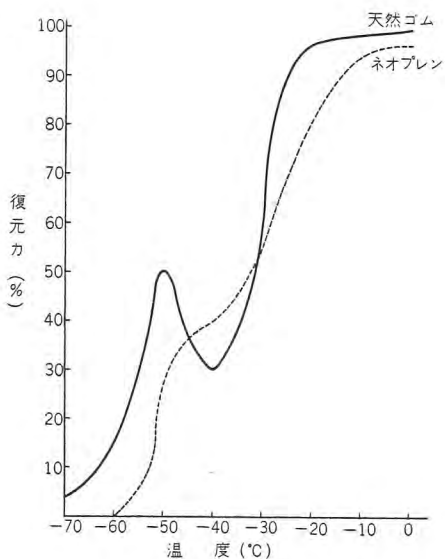


図 6.6 ゴムの復元力の低温特性

Fig. 6.6 Low temperature retraction curve of natural and synthetic rubber.

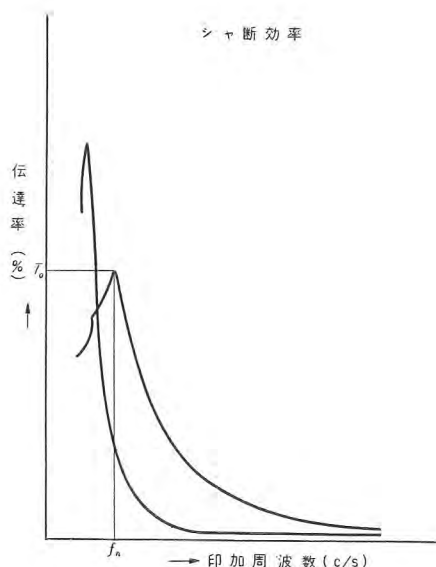


図 6.7 伝達率と共振周波数の関係
Fig. 6.7 Relation between transmissibility and resonance frequency.

6.2 クッションゴムの開発

クッションゴムは図 6.4 に示すような状態で使用されていて、前述のようにクッションゴムの選択には、シャ断効率低温特性、耐老化性など考慮しなければならないが、つぎの四つの factor を目標において開発した。

- (1) 共振周波数は、MIL-C-172B では 15 c/s 以下であれば良いことになっているが、この場合は、この周波数の 1/3、つまり 5 c/s 近辺とする。
- (2) 共振時の伝達率は低いほうが望ましいが、図 6.7 に示すようにあまり低くすると、周波数の高い範囲の伝達率が MIL 規格にはずれるので、共振試験などによる疲労を考慮して、伝達率は 400 % 程度を限度とする。
- (3) ゴムの弾性係数が非常に関係するので、これを弾性係数と関係のある硬度 (図 6.8 参照) で表わして、

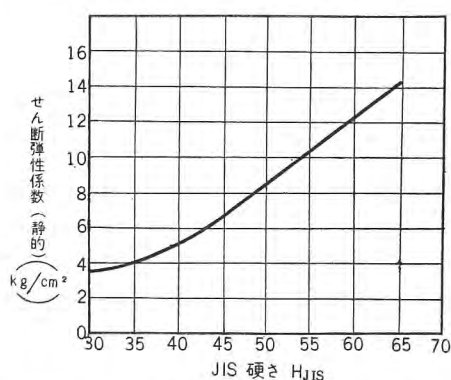


図 6.8 加硫ゴムの硬さとせん断弾性係数の関係
Fig. 6.8 Shearing modulus for vulcanized rubber as a function of durometer.

常温および低温の硬度を測定する。

- (4) 耐老化性に対しては、共振試験を適用する。

上記 factor のうち、もっとも簡単に測定できる硬度を第 1 選定条件とし、これで低温特性の良いゴムを選んで、そのゴムについて他の factor の試験を行ない、その結果をシャ断効率および、共振試験として表わした。

開発に際し、まず最初は、ゴムの種類を決めるために、組成の異なるゴム 3 種類 [試料 No. 1 (天然ゴム)、試料 No. 2、試料 No. 3 (合成ゴム)] について試験したところ、試料 No. 1 が耐老化性を除き他の項目では数段良い結果が得られたので、試料 No. 1 (天然ゴム) を改良することにした。前記 3 種類のゴムについての硬度は表 6.1 に、また試料 No. 1 (天然ゴム) のシャ断効率、および共振試験の結果は、図 6.9 に示すとおりで、共振試験に見られるとおり老化をきたし HIL 規格にはずれた。

つぎに耐老化性について改良を加えた天然ゴムを 3 種類 (試料 No. 4, No. 5, No. 6) 製作、試験したところ、前記天然ゴムと変らず、このダンピング機構のように激しい摩擦を受ける所に天然ゴムは不適當であるとの結果に達し、ふたたび材質の選択にもどり、前記 2 種類と異なる組成の合成ゴム (試料 No. 7) について試験したと

表 6.1 ゴムの常温および低温における硬度

試料番号	ゴムの種類	硬度	
		常温硬度 (HJIS)	-55°C の硬度 (HJIS)
No. 1	天然ゴム	32~33	82~88
No. 2	合成ゴム	48~52	94~96
No. 3	"	57~58	85~90
No. 4	天然ゴム	39~40	72~76
No. 5	"	50~52	68~76
No. 6	"	50~51	84~88
No. 7	合成ゴム	50~51	82

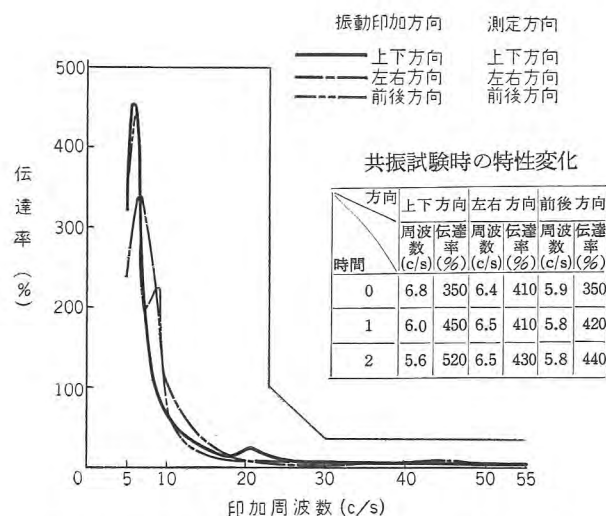


図 6.9 室温におけるシャ断効率および共振試験の結果
Fig. 6.9 Result of isolation efficiency and resonance test at room temperature.

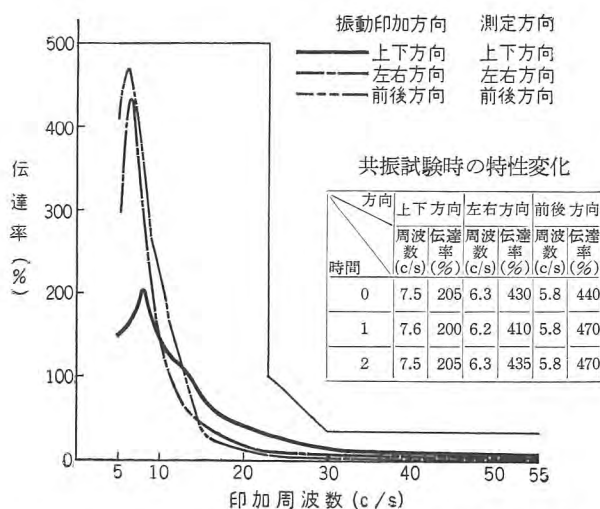


図 6.10 室温におけるシャ断効率および共振試験の結果
Fig. 6.10 Result of isolation efficiency and resonance test at room temperature.

ころ、一応満足すべき結果が得られたので、硬度を表 6.1 に、シャ断効率および共振試験の結果を図 6.10 に示す。しかしこれはあくまでも開発の第 1 段階としてのことであり、これにしても次の点の改良を行なう必要があった。

(1) シャ断効率 (図 6.10) で見ると、上下方向の場合、振動数の高い範囲、とくに 15~25 c/s 付近の伝達率が高い。

(2) 前後、左右方向では、共振時の伝達率が高い。

以上 2 点の改良は、(1) に対しては、ダンピングがきき過ぎていると思われるので、ゴムの硬度を下げるか、支柱の直径を小さくするかして摩擦力を減らせばよいことは、明らかである。この場合前者は (2) に悪影響を及ぼすので後者によることとした。(2) に対しては、(1) とは逆にダンピングが小さ過ぎるためと思われるので、ク

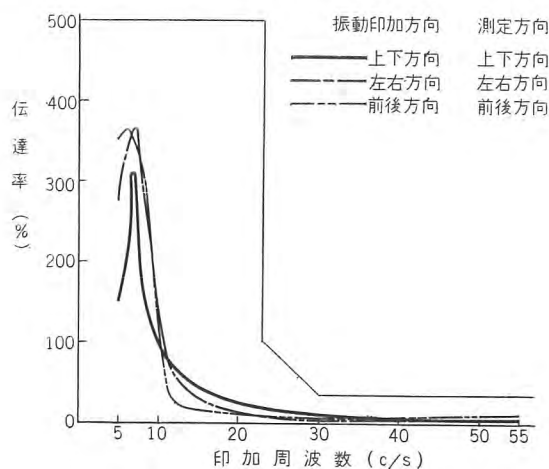


図 6.11 室温におけるシャ断効率

Fig. 6.11 Isolation efficiency at room temperature.

ッションゴムの圧着力を増す意味でクッションゴムのみぞ巾を小さくした。

以上の改良を行なったところ、シャ断効率は図 6.11 に示すように改良前の特性と比較して、相当良くなっていることがうかがえよう。

このようにして合成ゴムのクッションで相当良い結果が得られた。

6.3 認定試験

一般に機上用の防振装置は、MIL-C-172B で性能を詳細に規定しており、これを満足しなければ使用できない。しかしこの「A-12 用 Vibration Mount」は、特殊なタイプであるため、この MIL 規格をそのまま適用できないので、MIL 規格に準拠した規格を作成し、試験を実施した。認定試験は静的試験と動的試験に分れるが、静的試験は Vibration Mount の性能にはあまり関係がないので割愛し、性能をもっとも良く表わしている動的試験、とくにシャ断効率試験について述べる。シャ断効率試験は 5.5 項とほぼ同じ方法および、試験機で行ない、記録方法だけが異なっている。記録はピックアップで取出したモックアップの振動を、振動計付属のメータで直読して取った。またサイクリング試験および、共振試験もこれと同じ方法で行なった。

表 6.2 サイクリング

規 格	測 定 値		
	上下方向	左右方向	前後方向
15 c/s 以下	7.9 c/s	6.7 c/s	6.9 c/s

表 6.3 共振試験時の最大伝達率

規 格	測 定 値		
	上下方向	左右方向	前後方向
500% 以下	220%	430%	370%

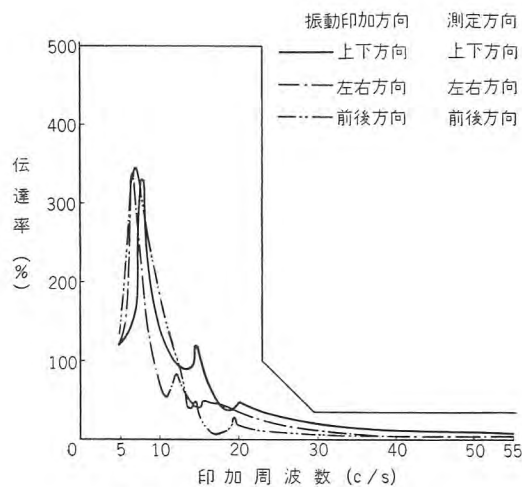


図 6.12 室温におけるシャ断効率

Fig. 6.12 Isolation efficiency at room temperature.

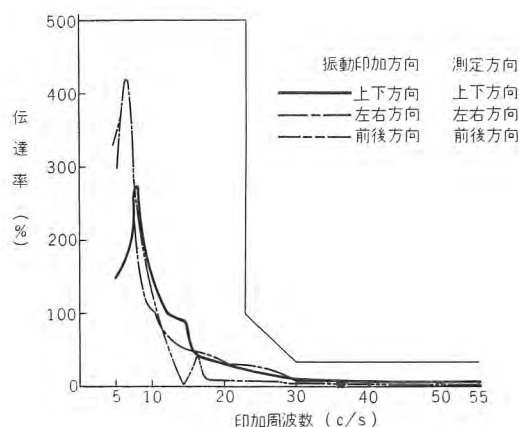


図 6.13 $+85^{\circ}\pm 2^{\circ}\text{C}$ のシャ断効率

Fig. 6.13 Isolation efficiency at $+80^{\circ}\pm 2^{\circ}\text{C}$.

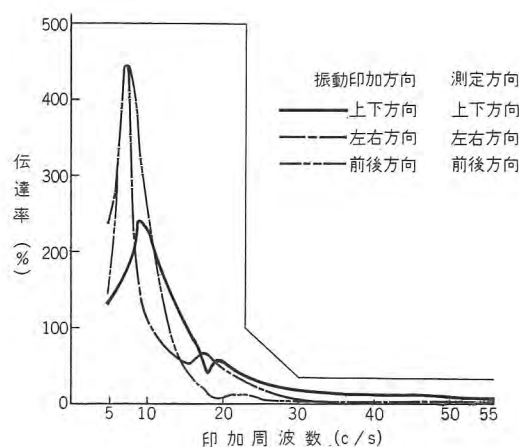


図 6.14 衝撃試験後のシャ断効率

Fig. 6.14 Isolation efficiency after shock test.

動的試験のうち、サイクリング試験の結果は表 6.2 に共振試験の結果は表 6.3 に示すとおりであり、両者とも損傷も跳躍も起らず、規格を十分に満足している。室温におけるシャ断効率の試験結果は、図 6.12 に示すとおりで図 4.2 の要求性能を十分に満足している。また $+85^{\circ}\text{C}$ のシャ断効率は図 6.13 に示すように室温のシャ断効率に比べて最大伝達率が上がっているが、これはダンピングがきかなくなったことを示しており、多少老化したことになる。しかしこれは室温のシャ断効率と比較したためであって、図 4.2 の要求性能は十分に満足している。また衝撃試験についても、15G 衝撃後のシャ断効率は図 6.14 に示すように $+85^{\circ}\text{C}$ のシャ断効率とほぼ同じ結果を得ており、これは CA 形と同じく 15G 程度の衝撃ではなんら影響を受けないことを示している。さらに 30G の衝撃に対しても十分規格を満足した。

以上新三菱重工名古屋航空機製作所向け「距離サーボ

装置 A-12」Vibration Mount の認定試験につき簡単に述べたが、全体として MIL-C-172B のように苛酷な規格に各試験とも余裕をもって良好な結果を納めていることは、このように小形軽量でしかも、きわめて簡単な構造をもつ Vibration Mount としては、非常に優秀な性能を有しているといえるであろう。

7. む す び

以上航空機に搭載する電子機器の防振装置の必要性、その適用規格および MIL-C-172B を満足するものとして当所で開発した 2 種類の防振装置について述べた。

MIL-C-172B はとくに F-86F, T-33 などのジェット機を主として対象としていると考えられ、その速度および高度の関係からとくに低温における規格が非常に苛酷なものとなっている。

従来一般的に天然ゴムの低温特性はあまり問題とされていなかった関係から、当所における開発の過程でも低温特性の良好なゴム、すなわち凍結点が -65°C 以下にあって、 -55°C 付近でなお十分な弾性を有するゴムをいうということにもっとも大きな問題があったが、幸に当社世田谷工場の努力により規格を満足する特性を有するものが得られた。

ゴムが防振装置の重要な要素であるから長期にわたる苛酷な使用条件に対し十分な信頼性をもったゴムの開発には今後とも努力をつづけたいと考えている。

現在の F-86F などの航空機は将来さらに速度の大きい、マッハ 2 に近い航空機におきかえられることであろうし、さらに進んでミサイルなどに使用する防振装置になると MIL-C-172B で問題となった低温特性とは逆に 100°C 以上 250°C 程度の周囲温度での動作特性を中心としたものになるであろうと考えられる。

このような環境条件になるともはやゴムの使用は不可能となり全金属製の複合防振装置が要求されることになるであろうから今後ともこの方面においてためまざる研究、開発をつづける必要があると考えている。

おわりにこの防振クッションの開発および米軍規格による Q. T に際し種々ご指導いただいた防衛庁技術研究本部および新三菱重工名古屋航空機製作所ご関係者に対し感謝の意を表するとともに、ゴムの開発にご協力いただいた世田谷工場および測定を担当していただいた当所品質管理課の各位に厚く御礼申し上げる次第である。

自動翻訳機 (1) 翻訳機構と論理設計

九州大学 大野克郎*・田町常夫**・栗原俊彦**
無線機製作所 三谷尚正***・河野隆一****・三上晃一***

Mechanical Translation Machine

Kyūshū University Yoshirō OHNO・Tsuneo TAMACHI・Toshihiko KURIHARA
Electronics Works Naomasa MITANI・Ryūichi KONO・Kōichi MIKAMI

A designer of a certain large building in Tokyo wishes, if he could, to install in an international conference room electric apparatus which is capable of translating speech of one language to any other one so as to reach individual attendant's ear through a phone on the table upon closing a specified switch. This is a dream and a wonderful one for which scientists are striving. Theoretically this must be attained by the development of what is called a "Vocoder" and of a mechanical translating machine. With an astonishing progress in the electronic computers, the vision of the latter, though very slowly, is coming true in America and Soviet Russia. These seemingly amazing devices are a combination of electronic instruments taking the place of human brains, general descriptions on them being given herein.

1. ま え が き

東京のある大きなビルディングの設計者は、そのビルに作る国際会議場には、ある言語でなされるスピーチがただちに翻訳されて、聞き手の机上のスイッチ一つで数ヵ国語のどれでも選択して聞くことのできるような電気設備を設けたいと考えているという。これは技術者の目指すべき夢である。

これの実現のためには一方ではいわゆる Vocoder の発達と他方ではこの自動翻訳機の発展とがなければならない。これから述べる自動翻訳機はその肩にわれわれのそのような夢をもになっていると考えてよからう。

近年計数形電子計算機の進歩と発展がいちじるしいが、米国、ソ連を始めとして同種のデジタル技術によって機械による自動翻訳を行なう試みが多くなされてきている。自動翻訳機は一つの言語から他の言語への翻訳操作を自動的に行なわせる機械であってプログラミングによって働かせる点において計数形電子計算機と質的に異なるところはない。実際 1954 年 Georgetown 大学で IBM701 を用いてロシア語を英語に翻訳する実験が行なわれたのを始め多くの実験が電子計算機を用いて行なわれた。自動翻訳の方法は翻訳すべき相互言語の性質にも関係して種々考えられているが、とくに西欧語から日本語へ翻訳する方法として九州大学田町の方法が発表されている。これを拡張してもっと複雑な構文の翻訳、さら

に原理的に任意 2ヵ国語間の翻訳に適用できると考えられるが当社無線機製作所で製作中の自動翻訳機はこれらの方法を実験する目的で自動翻訳を行なうことをとくに考慮して計画された。しかしこの機械は翻訳単能機ではない。もちろん翻訳単能の小規模のものを作るのは容易であるが、この機械に関しては翻訳だけでなく計算にも用いたいという要求があるため翻訳機としてすぐれていると同時に一般の科学計算やオートマチックプログラミングにもはなはだすぐれているという二つの優秀性を兼ね備えている。本稿ではまず機械による自動翻訳の機構および本機の論理設計について述べ、回路など電氣的諸問題については (II) で記す。

2. 自動翻訳 (Mechanical translation, MT) のプロセス

印欧語相互間の翻訳では構文が比較的類似しているので自動翻訳の構文操作としては個々の言語間でそれぞれ独自の簡単な文法的処理の方法も考えられているが印欧語と日本語間の翻訳では構文がかなり異なっているので問題は少し複雑になる。この場合は原語の Syntactic analysis によって原語を一度中間語的な構文情報に変換するような過程をふむことが適当と考えられる。書かれた文章のもつ内容は単語 (記号をも含めて) および、単語間の関係 (構文) の情報として含まれ、これ以外にはない。原語から訳語へ変換する際に本機ではこの 2 種

の表現形式の変換される規則を辞書として記憶装置にたくわえる。以下比較的簡単な場合について現在行なおうとしている方法の一つを具体例も付加して説明する。

2.1 記憶内容

われわれが翻訳する時必要とするように、機械も辞書を記憶するのであるが、大別して四つの部分から成っている。

(1) 単語辞書 (Word Dictionary; WD) (表 2.1 参照)

これは原語辞書 (WDS) と訳語辞書 (WDT) の二つの部分から成る。前者は原語単語ごとにおのおの見出語 (A), 単語符号 (または単語情報) B, 訳語の所在の情報 W を含み、後者は訳語選択符号 D, 挿入語符号 H_1 からなる。原語の各見出語に対し、残りの情報は一般に 1 個以上対応し、たとえばドイツ語 acht (Acht は別語としておく) は「八」の意味の場合と「注意」の意味の場合とで語義的内容も用法もまったく異なっているためまず 2 種の単語情報に分類される。さらにおのおのは種々の派生語を生じまた、複合語の成分語や熟語として異なって訳語をもつから訳語の数は数個となる。ここでは単語情報が 1 種の場合を考える。単語情報とは構文操作の基礎となる要素として単語のもつ文法のおよび語義的信息を符号化して与えたものである。WD の例を示した表 2.1 から解るように構文的な観点から等価なものに対しては同じ符号が与えられている。たとえば Lehrer, Schüler, Kinder などに対しては 23 という符号が与えられている。なお WDS では複合語の成分語, 変化語尾, 接頭語, 接尾語をも見出語として含み zuzunehmen は zu-, zu, nehm, en に分離されて探索される。

訳語は巾の広い意味をもつ訳語 (cover word) を最小限に選んでいる。数個の訳語をもつ単語に対しては訳語選択符号 D で区別する。 H_1 は挿入語符号で訳語の語尾, 接辞, 後置詞などの文法情報を含む。この装置では図 2.1 に示すように並列 6 bit (横方向), 直列 (縦) の

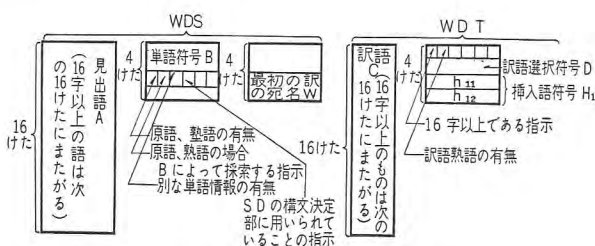


図 2.1 単語辞書の構成

Fig. 2.1 Composition of word dictionary.

けた数は図示のとおりである。

(2) 構文辞書 (Syntactic Dictionary; SD)

(表 2.2)

見出符号系列 E, 語順指定 F, 訳語選択指定 G, 後置符号 H_2 , 構文符号系列 I などよりなる。

E は B および I によって構成される系列で構文の要素を決定しうる最短の系列をとる。句読点の情報も必要であることはいうまでもない。F では語を排列する順序のほか、構文の要素を指示し、まとめられるべき符号を指定する。また同じ単語を 2 度以上訳中で繰り返したり全然訳さない単語があるので F, G, H_2 欄における符号系列の長さは、一般に E, I 欄のものと異なり、その長さの指示を F 中に与える。G では WDT の訳語選択符号 D のうちとるべき符号を指定する。

H_2 は後置装置の情報のうちで文脈より決まる部分の指定である。I はこの見出系列により新たに構成される符号系列を指定する。この辞書においても各見出しに対する構文情報は一般に多義である。この装置ではこの SD は図 2.2 に示すように構成されている。

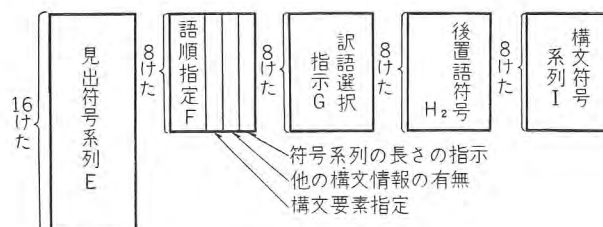


図 2.2 構文辞書の構成

Fig. 2.2 Composition of syntactic dictionary.

(3) 後置語辞書 (Post insertion Dictionary; PD)

(表 2.3 参照)

これは単語自体の挿入語符号 H_1 と文脈により決まる後置語符号 H_2 との両者の組合わせによって訳語に付加すべき後置語 J を指定するための辞書である。

(4) 熟語辞書 (ID)

原語熟語 (IDS) と訳語熟語 (IDT) の二つの辞書があり、特定の語に関する熟語の訳あるいは構文要素を決定するもので、その構成は両辞書とも WD の構成をなすものと SD の構成をなすものとがある。

機械はとにかく以上の 4 種の辞書を備えなければならないが WD はともかくとして SD がどれほどの大きさになるかを考えてみる。いま単語情報 B の種類を 10^3 , E の符号系列が平均 5 語として起りうる E の総数は 10^{15} である。英語や日本語の冗長度は約 75% であるからこ

れが符号系列についても当てはまるとすると E の総数は、 $(10^{15})^{0.25} = 10^{3.75} = 6,000$ 程度となり WD の大きさに比べて問題にならない。ID も WD に比しはるかに小さいことが知られている。

2.2 翻訳操作

各辞書の探索操作と辞書に指定された情報による操作とからなる。

(1) 単語探索

1 語ごとに WDS を探索し見出語の番地 A および対応する最初の 1 組の単語情報、訳語の番地を取出して記録配列する。ただし記号、数式、辞書にない単語はそれぞれ特定の符号を与えておく。

(2) 熟語探索と操作

IDS に用いられる単語の A または B からなる系列を作り、IDS を探索し、もしあれば WD または SD の操作に従い B, W をおきかえ配列し直す。

(3) 構文操作

(1)(2) によって得られた B の系列を左端(最初の語)から SD における E と比較照合してその系列の最初からできるだけ長いものを SD のの中に見出してそのもつ情報を引き出す。もし最初からのいかなる系列も SD 中に見出せなければ、第二語からの系列について考え順次これを繰り返すことによって最長共通部分を選ぶ。SD に見出符号が見つければその部分を最初の I 欄でおきかえ、その見出しの番地を記録しておき、ふたたび左端からこの操作を繰り返す。かくして終りに I が一符号となったら文章として完結したことになるので見出しの番地の記録された順に、その見出系列に対して語順 F、訳語指定 G に従って語順と訳語(番地)を定める。さらに H_1 と H_2 で定まる挿入語(の番地)を付加する。

(4) もし(3)の操作で I が一符号とならなければ文章として完結し得ないことを示す。よって見出しの番地の系列中多義の指定のあるものおよび多義の指定のある B 符号を、一定の順序で他のとりうる符号におきかえながら(3)の操作を繰り返す。かくして文章として完結する B の系列および構文を求めて後その操作を実行することとなる。

(5) 訳(の番地)の系列中訳語熟語の指定あるものは、これだけの系列について IDT を探索し、もしあればここで指定された訳(の番地)でおきかえる。

(6) 訳の番地と挿入語の番地の内容を交互に順次に type することにより訳文が完結する。

(注 1) 語順の最後のものに対する H_2 が無指定(-)であれば次の H_1 を次の操作における I の H_1 とする。もし指定があれば I の H_1 は (-) とする。

(注 2) I の D はつねに (-) とする。

(注 3) G の指定符号が D 中になくときは (-) とする。

つぎに簡単な例を掲げるが、この例および表 2.1~2.3 では、原理の説明のため熟語に関する操作を省略し、F は語順だけ指定し B, I が一義的に一つきまる場合を考えまた、番地を用いずに説明に便利な記法を用いることとする。

例

(A) Fräulein Braun ist jung und schön .

(B) 19 — 23 — 57 — 30 — 81 — 30 — .

(D) — — 0 1 2 1 1 2 3 4 1 2

(C) 嬢 ブラウン — あ い 若 そして 及び とて 美しよ .

(H_1) 10, — 10, — —, 619, 63 3 — — — 33 —

(第一段階)

(B)or(I) 23 — 57 — 30 — .

(D) — 0 1 2 — —

(C) ブラウン嬢 — あ い 若(く)て美し .

(H_1) 10, — —, 619, 63 3 — —

(第二段階)

表 2.1 WD

	A	B	D	C	H_1		A	B	D	C	H_1
1	aber	80	{ 1 2	しかし が	—	39	ist	57	{ 0 1 2	— あ い	— 619 63
2	alt	31	{ 1 2	年より つ	55	40	ja	44	—	はい	—
3	arbeiten	62	—	仕事を	69	41	jetzt	42	—	今	—
4	arbeitet	61	—	仕事を	69	42	jung	30	1	若	3
5	auch	83	{ 1 2	もまた も	—	43	kalt	33	—	寒	3
6	Aufgabe	20	—	課題	—	44	Kinder	23	—	子供	11, —
7	Aufgaben	20	—	課題	—	45	klein	30	1	小	3
8	Bertha	23	—	Bertha	10, —	47	lehrt	23	—	先生	11, —
9	Bleistifte	20	—	鉛筆	—	46	Lehrer	61	—	教	63
10	Braun	23	—	Braun	—	48	lerne	61	—	学	624
11	Bücher	20	—	本	—	49	nein	44	—	いゝえ	—
12	da	41	—	そこ	—	50	nicht	46	—	ない	—
13	das	13	—	—	—	51	oft	43	—	しばしば	—
14	der	13	—	—	—	52	schön	30	{ 1 2	美 し	3 3
15	Deutsch	20	—	ドイツ語	10, —	53	Schule	20	—	学	—
16	die	13	—	—	—	54	Schüler	23	—	生徒	11, —
17	ein	11	—	一人の	—	55	sehr	45	—	非常に	—
18	Eltern	23	—	両親	10, —	56	sie	23	{ 1 2	彼女 等	10, —
19	er	23	—	彼	10, —	57	Sie	23	{ 1 2	彼女 等	10, —
20	es	21	{ 0 1	— それ	—	—	—	—	—	—	—
21	Federn	20	—	ペン	—	—	—	—	—	—	—
22	Frau	19	—	夫人	10, —	58	sind	56	{ 1 2	あ い	619 63
23	Fräulein	19	—	嬢	10, —	—	—	—	—	—	—
24	gewöhnlich	43	—	ふだん	—	59	spielt	61	—	あそ	624
25	gut	30	1	よ	3	60	studieren	62	—	勉強	69
26	habe	51	—	持つてい	63	61	studiert	61	—	勉強	69
27	hat	51	—	持つてい	63	—	—	—	—	—	—
28	Hause	20	—	家	—	62	und	81	{ 2 3 4	そ お と	— — —
29	Hefte	20	—	綴画	—	—	—	—	—	—	—
30	Heinrich	23	—	Heinrich	10, —	3	werden	53	—	てな	619
31	heiss	33	—	あつ	—	64	Wetter	25	—	天気	—
32	Herr	19	—	氏	10, —	—	—	—	—	—	—
33	heute	42	—	今日	—	65	wir	23	—	我々	10, —
34	hier	41	—	こゝ	—	66	wird	53	—	な	619
35	ich	23	—	私	10, —	67	zu	90	—	—	—
36	immer	43	—	いつも	—	68	—	—	—	—	—
37	in	90	—	—	—	69	—	—	—	—	—
38	interessant	30	1	面白	3	70	—	—	—	—	—

表 2.2 SD

	E	F	G	H ₂	I
1	11-23	—	—	(0,—)	22
2	13-20	—	—	—	20
3	13-23	—	—	—	23
4	13-25	—	—	—	25
5	19-23	2 1	—	—	23
6	20, 20	—	—	—	20
7	20-41	—	—	(1,23)	240
8	20-81-20	—	3 —	—	20
9	20-81-23	—	3 —	—	20
10	20, 81-23	—	2 —	—	20
11	20-560	—	—	21	600
12	21-570	—	1 —	21	600
13	21-573	—	0 —	—	600
14	22-570	—	—	21	600
15	22-575	—	—	22	600
16	23-56-23.	1 3 2	2 1 —	(0,21) 0 (0,26)	600
17	23-57-23.	1 3 2	— 1 —	(0,21) 0 (0,26)	600
18	23-81-23.	—	— 3 —	(0,—)	23
19	23-560	—	2 —	(1,21)	600
20	23-570	—	1 —	(0,21)	600
21	23-578	—	—	(0,—)	600
22	30-81-30	—	1 4 1	2	30
23	41-56-23.	1 3 2	— 2 —	25 0 (1,22)	600
24	41-57-23.	1 3 2	— 2 —	25 0 (0,22)	600
25	41-81-41	—	— 3 —	—	41
26	42-41	—	—	—	41
27	42-601	—	—	21	600
28	43-41	—	—	—	41
29	43-601	—	—	—	600
30	44, 600	—	—	—	600
31	45-30	—	— 1	—	30
32	45-31	—	— 2	—	31
33	51-20.	2 1	—	0 23	570
34	51-240-280.	3 1 2	— —	0 25 25	570
35	53-31.	2 1	— 1	0 25	570
36	53-33.	2 1	— 1	0 2	573
37	56-23-30.	3 1 2	0 — 1	— (1,21) 0	601
38	56-30.	2 1	0 1	— 0	560
39	56-41.	2 1	2 —	0 25	560
40	57-20-30.	3 1 2	0 — 1	— 21 0	601
41	57-23-30.	3 1 2	0 — 1	— (0,21) 0	601
42	57-25-30	3 1 2	0 — 2	— 21 0	603
43	57-30.	2 1	0 1	— 0	570
44	57-30-580	2 1 3	0 1 —	— 2 —	570
45	57-31.	2 1	2 2	0 2	570
46	57-41.	2 1	2 —	0 25	570
47	57-42-33.	3 1 2	0 —	0 21 0	573
48	57-46-31.	2 3 1	2 —	1 — 21	570
49	57-46-41.	2 3 1	2 —	1 — 25	575
50	57-83-41.	3 1 2	2 1 —	0 — 25	578
51	61-20.	2 1	—	0 (0,23)	570
52	61-23-41.	3 1 2	—	0 (0,21) 26	601
53	61-41.	2 1	—	0 26	570
54	61-43.	2 1	—	0 —	570
55	61-46.	—	—	2 —	570
56	61-240.	2 1	—	0 26	570
57	62-23-41.	3 1 2	— 2 —	0 (1,21) 26	601
58	62-41.	2 1	—	0 26	560
59	62-43.	2 1	—	0 —	560
60	62-46	—	—	2 —	565
61	81-240	—	1 —	—	280
62	81-570	—	1 —	—	580
63	83-23-570	2 1 3	2 —	— (0,—) —	600
64	90-20	2 1	—	—	41
65	565-43.	2 1	—	— 21	560
66	600-600	—	—	—	600
67	600-680	—	—	—	600
68	603, 80-33.	—	— 1 —	—	601
69	,80-600	—	1 —	—	680

表 2.3 PD

H ₁	H ₂	—	10	11	3	55	619	624	63	69
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0	—	—	—	—	—	—	る	ぶ	る	する
1	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
21	は	—	—	—	—	—	—	—	—	—
22	が	—	—	—	—	—	—	—	—	—
23	を	—	—	—	—	—	—	—	—	—
25	に	—	—	—	—	—	—	—	—	—
26	で	—	—	—	—	—	—	—	—	—

(B)or(I) 23 — 570

(D) — —

(C) ブラウン嬢 美しい)

(H₁) 10, — —

(第三段階)

(B)or(I) 600

(D) — —

(C) ブラウン嬢は美しい。

(H₁) — —

(第四段階)

〔第一段階〕: 19-23-57-30-81-30-. の (B) 系列のうちで左端からみてまずSDに見出せる系列は 19-23, 30-81-30-. であるのでまずそれらをSDに記されている情報によって処理する。19-23 では語順指定 F は 2.1 であるから訳語の順序を入れ換え, 多義語の訳語指定 G ではともに (-) であるから問題はない。さらにこの場合の H はともに (-) であり H₁ はそれぞれ 10 または (-) であるからその H₁ と H₂ の組合わせを PD から調べるとともに語尾は (-)(-) となる。

30-81-30-. については語順指定は (-)(-)(-) であるから入れ換えないことを示し, G によって訳語は 1.4.1 を, すなわち, それぞれ (若), (て), (美し) を採る。それぞれの H₂ は (2)(-)(-) であり, H₁ は (3)(-)(3) であるから PD によればそれぞれ語尾に (く), (-), (-) をつけばよい。かくして訳語は「若くて美し」となる。以下同様。

2.3 辞書の探索 (Search)

以上大体の MT の筋道を述べたが, この操作を機械が自動的に行なおうとする時その主要な仕事は WD, SD あるいは PD から情報を引き出すこと, すなわち辞書をひくことであろう。

(1) WD からの探索

単語は図 2.1 に示すように一応 16 字が最大と考えかつ, 各文字は 6 bits で表現されている。辞書に書かれている見出語を A, 照合して辞書から取り出したい語を B とするとき全部の A についてその使用ひん度順に並べておいて, 順次 $A \cdot \bar{B}$ なる論理演算を行ない結果が 0 となるかどうかを判断すれば見出しうる。ただし上述の論理演算式で \bar{B} は B の構成各要素の補数を示し $A \cdot \bar{B}$ は A および \bar{B} 各構成要素それぞれの論理積を表わす。0 とは各要素がすべて 0 となることである。

すなわち $A = (a_1 \cdots a_e)$, $B = (b_1 \cdots b_e)$ とするとき

$$\bar{B}=(\bar{b}_1, \bar{b}_2, \dots, \bar{b}_e) \quad \bar{b}_1=1-b_1 \quad (a_i, b_i=0 \text{ or } 1)$$

$$A\bar{B}=(a_1\bar{b}_1, \dots, a_e\bar{b}_e)$$

$$0=(0_1 0 \dots 0)$$

(2) SD からの探索

SD からの探索は WD の場合と異なって求むる系列が必ずしも一度の探索で見出せるとはかぎらない。すなわち扱っている系列の左端を含む最長系列を SD 中から見出すのであるから、WD の探索と同様の方法をとるとすれば、もし SD 中に相当系列がなければ SD に書かれているのとまったく同じ系列を見出すまで探索すべき系列を修飾して繰り返し探索しなければならない。この繰り返しをできるだけ少なくするように次のような手段をとる。いま SD の見出符号系列が $A_i=(a_{i1}, \dots, a_{im})$ $i=1 \sim n$, $a_{is}=0$ or 1 ($s=1, \dots, m$) なる n 個の要素からなっているとする。ここで A_i の記号をそれぞれ

$$A_i \cdot \bar{A}_j \neq (0 \dots 0) \quad (i \neq j)$$

となるように選びかつ $A_n=(1 \dots 1)$ とする。

されば SD における見出符号系列を X_1, X_2, \dots とするとき (四つの要素で構成されていると仮定して) たとえば

$$X_1=(A_1, A_2, A_3, A_4)$$

$$X_2=(A_1, A_2, A_3, A_n)$$

$$X_3=(A_1, A_2, A_e, A_n)$$

$$X_4=(A_2, A_1, A_2, A_n)$$

のように A_i で構成される系列をその長いものから順次並べかつ空白を A_n で満たしておくたとえば $Y=A_1 A_2 A_3 A_5$ の最初を含む最長系列は $A_1 A_2 A_3$ であるがこれは $\bar{X}_1 \cdot Y \neq 0$, $\bar{X}_2 Y = 0$ により判断できる。 $\bar{X}_3 \cdot Y = 0$ も成立しうるが探索は上から行なうので X_2 が求むる最長系列である。すなわち $\bar{X}_1, \bar{X}_2, \dots$ と今問題にしている系列 Y との論理積 $\bar{X}_i Y$ を作ってそれが 0 かどうかを判断し、最初に 0 になった系列が求むる最長系列である。この方法によれば照合すべき系列の少なくとも最初の要素を含む最長系列を SD の中から 1 回の探索で引き出さう。

記号の定め方の例

$$\left\{ \begin{array}{ll} A_0 \equiv 0 = (11000) & A_1 \equiv 1 = (10100) \\ A_2 \equiv 2 = (10010) & A_3 \equiv 3 = (10001) \\ A_4 \equiv 4 = (01100) & A_5 \equiv 5 = (01010) \\ A_6 \equiv 6 = (01001) & A_7 \equiv 7 = (00110) \\ A_8 \equiv 8 = (00101) & A_9 \equiv 9 = (00011) \\ A_n = (11111) \end{array} \right.$$

とすれば、たとえば 83-23-570 は A_i を用いて次のように表現できる。

$$\left\{ \begin{array}{ll} 0-11000 & 0-11000 \\ 0-11000 & 5-01010 \\ 8-00101 & 7-00110 \\ 3-10001 & 0-11000 \end{array} \right\} \quad \left\{ \begin{array}{ll} 0-11000 & B \quad 11111 \\ 0-11000 & L \quad 11111 \\ 2-00101 & A \quad 11111 \\ 3-10001 & N \quad 11111 \\ & K \quad 11111 \end{array} \right\}$$

4 けたの A_i で構成されるコードもやはりもとの A_i と同じ性質を満たすものであるから上述の考察はそのままあてはまる。

(注 1) 上の例では 0~9 の数字に対して上記の性質を満たすように記号を定めたのでたとえば 10 進 4 けた記号 1,000 個の見出系列を区別するのに 20 bits を要したが最小限実はこれは 16 bits で十分である。

(注 2) 上の方法の代りに X を $\bar{X}_i + X_j \neq (1, \dots, 1)$ (論理和) なるように選び $X_n = 0, \dots, 0$ とすると $X_i + Y$ なる演算によって結果が $(1, \dots, 1)$ になるとき、それが最長系列であることを知りうる。

(3) PD からの探索

H_1 符号と H_2 の符号の二つの組合わせで挿入語を取り出すのであるから、 H_1, H_2 の簡単な組合わせすなわち和または積の数値に相当する番地に求むる語尾が記憶されているようにしかもその番地が選びやすく統一的であるように H_1, H_2 をも選択すれば簡単に探索を行なうことができる。

3. 機械の方式

3.1 概要

(1) 方式一般

ダイナミック方式 (クロック・パルス繰り返し周波数 200 kc)

プログラム記憶方式

内部 2 進法

(2) 単語

直列 8 けた (長語) または 4 けた (短語) 1 けたは並列 6 ビットの並直列語

(3) 命令語

操作部 2 けた, アドレス部 2 けた

$1\frac{1}{2}$ 番地方式

(4) 数值語

(5) 文字語

(6) 記憶裝置

回転数 12,000 rpm

トラックあたりのビット数 1,024

記憶容量 約 10 万ビット

平均待合わせ時間 2.5 ms

(7) 入出力装置

入力 6 単位テープ読取機

出力 6 単位, テープさん孔, 印字いずれも可能

(8) 主要部品

接合形トランジスタ 約 1,300 個

ゲルマニウム, ダイオード 約 12,000 個

3.2 論理演算素子

演算の高速化を図るためトランジスタを素子とした基本回路を採用した。具体的な回路は電気試験所の電子計算機 Mark IV に採用されたものである。基本回路はおの AND, OR, NOT の論理回路、一時的記憶回路および増巾回路よりなりプリント配線したユニットとして製作し、これをパッケージと称する。とくに論理回路の複雑な箇所ではトランジスタを含まない論理演算だけのパッケージを使用した。前者をアンプ・パッケージ、後者を論理パッケージと称し、本機ではそれぞれ約 1,200 個および約 150 個を使用している。

3.3 記憶裝置

実用に供しうるに十分な翻訳機としては辞書を記憶させるために少なくとも1億ビットくらいの容量をもつ記憶装置が必要である。さらにわれわれが使用する辞書のページ番号がほとんど無用であると同様、翻訳機でも見出し語が意味をもち、アドレスは不用である。したがってこの場合写真フィルムや磁気テープなどが記憶装置として適しているが、今回は翻訳の操作に重点を置くため、安価で簡単な磁気ドラムだけを備えた。容量が10万ビットなので単語は300語ほど記憶できる。辞書用の大容量の記憶装置が付加された時これは内部記憶装置としてだけ使用される。

1トラックあたり1,024ビット、1バンドにつき6トラックのものが全部で16バンドあり、その他、クロック、パルス、マイナ・パルス(4bitごとに1発のパルス)およびマスタ・パルス(ドラムの1回転に1発のパルス)をそれぞれ1トラックに刻んである。

短語は 0 から 4,096 までの任意の番地に長語はその間の偶数番地およびそれに続く奇数番地に記憶される。長語を奇数番地から記憶させることはまちがいを起しやすいために行わない。

3.4 入出力装置

入力はテープ読取機，出力はさん孔タイプライタで，いずれも 6 単位である．上中下の 3 段で数字，欧文アルファベット，和文カナ文字および各種記号を表わす．数値の表示は，記憶装置の利用度を高めるため 64 進法を採用した．

3.5 語

(1) 命令語 (短語)

FUNCTION LETTER
CODE LETTERS
ADDRESS
ADDRESS

(2) 数值語 (短語)

MSD	
符号	

LSD

(3) 数值語 (長語)

[illegible]

LSD

(4) 文字語 (長語)

[illegible]

負数は 1 の補数として表わされる.

code letter の構成

Diagram illustrating the structure of a code letter:

- The code letter is composed of six boxes.
- The first three boxes are labeled "Index の指定" (Index specification).
- An arrow points from the third box to "accumulator I, II の指定" (Specification of accumulator I, II).
- The fourth box is marked with an asterisk (*) and labeled "※ の有無" (Presence or absence of asterisk).
- An arrow points from the sixth box to "長語, 短語の指定" (Specification of long words, short words).

入力では文字はそのまま数字は10進法および符号, code letters はそれぞれを指定する文字にて入れられ initial order にて命令語や数値語, 文字語としての体裁を整えて drum へ記憶される。

3.6 コーデ

上段	中段	下段	テープ上の 符号	翻訳機内の 符号
0			010000	000000

1	エ	ヘ	010001	000001
2	オ	ヒ	010010	000010
3	ソ	ネ	010011	000011
4	ユ	ケ	010100	000100
5	ヌ	ト	010101	000101
6	レ	ラ	010110	000110
7	(ヤ)	ワ	010111	000111
8	(ユ)	ム	011000	001000
9	(ヨ)	モ	011001	001001
φ	(ツ)	メ	011010	001010
A	(ル	011011	001011
B	{	ヲ	011100	001100
C	[セ	011101	001101
D	“(上)	タ	011110	001110
E	“(下)	フ	011111	001111
	繰	出	000000	010000
F	§	カ	000001	010001
G	÷	シ	000010	010010
H	×	イ	000011	010011
I	(Period) (小数点)	ウ	000100	010100
J	?	マ	000101	010101
K	!	サ	000110	010110
L	:	リ	000111	010111
+			001000	011000
-			001001	011001
M	;		001010	011010
N	,	ツ	001011	011011
O)	キ	001100	011100
P	}	ナ	001101	011101
Q	”(上)	ゝ(濁点)	001110	011110
R		ク	001111	011111
S	=	ハ	110000	100000
*	.(略符)	。	110001	100001
a	(é)	ノ	110010	100010
T	(è)	コ	110011	100011
α	(ä)	ミ	110100	100100
U	(â)	ヨ	110110	100110
			110111	100111
β	'(apostrophy)	ロ	111000	101000
V	'(dash)	テ	111010	101010
			111011	101011
γ	—	ン	111100	101100
			111101	101101
W		ホ	111110	101110
	消	去	111111	101111
X		ニ	100000	110000
Y		チ	100001	110001
Z		ス	100010	110010
ç		ヤ	100011	110011
	下	段	101000	111001
	中	段	101001	111001
	上	段	101010	111010
	自動スペース		101011	111011

スペース	101100	111100
改行	101101	111101
復帰	101110	111110
後退	101111	111111

アルファベットは翻訳機内部では2進法の数値として記憶されるが、単語の探索、統計表の作製などに便利のためその数値はアルファベットの配列順に対応するように符号を定める。また各種記号は数値 11~31 の符号とし、自動プログラミングとしての便宜を考慮してある。なお上記の符号割当は暫定的なもので、自動プログラミング、計算、翻訳の各用途を十分考慮の上近く改造の予定である。

3.7 ブロックダイアグラム

図 3.1 に本機のブロックダイアグラムを示す。翻訳機の動作は大別して Stage I と Stage II の二つの段階に

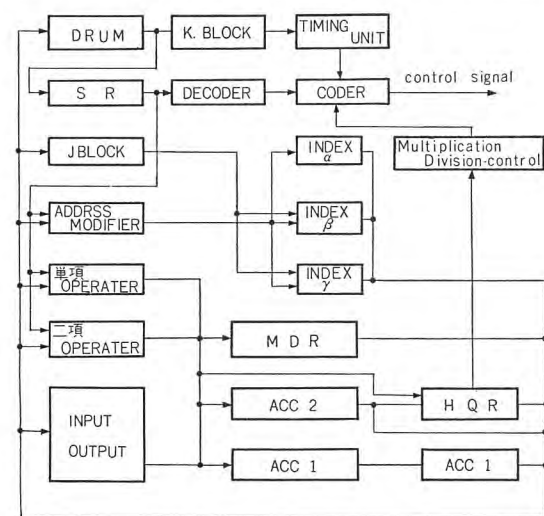


図 3.1 自動翻訳機系統図

Fig. 3.1 Mechanical translator machine descent a diagram.

分かた。Stage I では命令が drum から SR (Storage Register) に読み出されて Decode され Address 変更の必要なものは、指定の Index register の内容を加えて K-block 内の Address register にはいる。K-block にはこのほか、S. C. C (sequence control counter) M. C. C (Minor Cycle Counter), Sector selector, Band selector および coincidence circuit を含む。Stage II ではこの命令が実行される。Timing unit は命令実行に必要な時間パルスを出し、coder で所定の命令に必要なものが演算回路のゲートへ供給される。

3.8 命 令

命令コードは function letter 6 bits および code letter 中の ※ の有無を示す 1 bit の計 7 bits から成る。code letter ではこのほか Acc 1 または 2, Index

表 3.1

名 称	コード	意 味
Clear add	A*n	Acc に n 番地の内容を入れる。
Add	An	Acc の内容に n 番地の内容を加える。
Character add	Bn	Acc の内容に n 番地の内容を各文字ごとに加える。
Character sub	B*n	Acc の内容から n 番地の内容を各文字ごとに減ずる。
Clear	C	Acc の内容を clear する。
Clear 1st n digits	C*n	Acc の最初から n けたを消去する。
Clear except n th digit	Cn	Acc の最初から n けたを除いた残りを消去する。
Clear except 1st n digits	C*n	Acc の最初から n けたを除いた残りを消去する。
Load MDR	Dn	MDR に n 番地の内容を入れる。
Load MDR from Acc	D*	Acc の内容を MDR へ入れる。
Acc zero jump	En	Acc の内容が 0 なら n 番地の命令へとぶ。
non-zero index jump	E*n	index register の内容が 0 なら n 番地の命令へとぶ。
1st character zero jump	F	Acc の最上けたが 0 なら n 番地の命令へとぶ。
Last character zero jump	F*	Acc の最下けたが 0 なら n 番地の命令へとぶ。
Load Acc from MDR	G	MDR の内容を Acc へ加える。
Load Acc from index 2	G*	Index Register の内容を符号を変えて Acc へ入れる。
Halt and jump	H	演算を止め次にスタートするときは n 番地の命令を実行する。
Stop	H*	演算が止まる。
Clear, n characters read in from MSD	I*n	Acc を clear してテープより n 字読み込み Acc の MSD から順次並べていく。
n characters read in for MSD	In	テープより n 字読み込み Acc の MSD から順次加えていく。
Acc+jump	Jn	Acc の内容が正なら n 番地の命令へjump
Acc-jump	J*n	Acc の内容が負なら n 番地の命令へjump
Multiply by 2^n	Kn	Acc の内容に 2^n を乗ずる。
Multiply by 2^{-n}	K*n	Acc の内容に 2^{-n} を乗ずる。
Acc left ($\times 64^n$)	Ln	Acc の内容を n けた左へシフトする。最上けたは順次最下けたへまわる。
Acc left ($\times 2^n$)	L*n	Acc の内容を $n/2$ 進けた左へシフトする。MSD は LSD へ順次まわる。
Multiply 1	Mn	MQR の内容と n 番地の内容に乗じた結果を Acc に入れる。
Multiply round off	M*n	Multiply 1 を行ない 2^{-48} の位に 1 を加えて数を丸める。
Acc 1 (or 2) into Acc 2 (or 1)	N	Acc 1 (or 2) の内容を Acc 2 (or 1) へ入れる。
-Acc 1 (or 2) into Acc 2 (or 1)	N*	Acc 1 (or 2) の内容を Acc 2 (or 1) の内容から引く。
Round off	O	Acc の内容に 2^{-48} を加えて数を丸める。
Store MDR	Pn	MDR の内容を n 番地へたくわえる。
Store MQR	P*n	MQR の内容を n 番地へたくわえる。
Load MQR	Qn	MQR に n 番地の内容を入れる。
Accumulator right ($\times 64^{-n}$)	Rn	Acc の内容を n けた右へシフト。最下けたは順次消える。
Accumulatorright($\times 2^{-n}$)	R*n	Acc の内容を $n/2$ 進けた右へシフトし、LSD は順次消える。
Sub	Sn	Acc の内容から n 番地の内容を減ずる。
Clear sub	S*n	Acc に n 番地の内容を符号を変えて入れる。
Store Acc	Tn	Acc の内容を n 番地へたくわえる。
Store Acc & clear	T*n	Acc の内容を n 番地へたくわえて、後、Acc を clear する。
Unconditional jump	Un	n 番地の命令へとぶ。
Set index jump	U*	Scc の内容を index register に記憶させ n 番地へとぶ。
Divide	Vn	n 番地の内容を MDR の内容で除し商を MQR に入れる。
Type out from MSD	Wn	Acc の最上けたから順次 n 字 type out する。
Raise index	Xn	Index Register の内容に n を加える。
Lower index	X*n	Index Register の内容を n 減ずる。
Load index	Yn	n 番地の内容の Address part を Index Register に入れる。
Load index n	Y*n	n を Index Register へ入れる。
Load Acc from index 1	Z	Index Register の内容を Acc へ加える。
Load index from Acc	Z*	Index Register に Acc の Address part を入れる。
Type Special	ϕn	n で表わされる文字を type out する。
Store index	$\phi*n$	Index Register の内容を n 番地へ記憶する。
Logical 1	1n	Acc 2 の内容 A と n 番地の内容 B とで A・B をつくり結果を Acc 1 へ入れる。
Logical 2	2	そして ABVA・B をつくり Acc 1 へ入れる。
Collate 2	2*n	Acc の内容とドラムの n 番地からの内容とを 16 けたを単位として ABVA・B なる演算をさせ、その結果が 0 になった時の n に対する相対番地を γ Register に記憶させる。
Logical 3	3n	A・B なる論理演算をして Acc 1 に入れる。
Collate 1	3*n	Collate 2) と同様のことを AB なる演算について行なう。
Character shift ($\times 2^n$)	4n	Acc の内容を各けたごとに $n/2$ 進けた上へずらし、各けたの MSD は順次 LSD にかわる。
Character shift (2^{-n})	4*n	Acc の内容を各けたごとに $n/2$ 進けた下へずらし、各けたの LSD は順次消す。
Equal index jump	5n	$[\alpha]=[\beta], [\beta]=[\gamma]$ または $[\gamma]=[\alpha]$ ならば (index 指定 α, β, γ でどれかを選ぶ) n 番地の命令へとぶ。
Collate jump	5*n	Collate 1 または 2 で演算結果が 0 になった所がみつかったら n 番地へとぶ。
Character count	6	Acc の内容が第一けたから何けたまではいっているかを数えてその数を index register β に入れる。
-Acc 1 into Acc 1	7n	Acc 1 の内容の符号を変える。
Store address	7n	Acc の内容のうち address part だけを n 番地へたくわえる。
Multiply II	8	MDR の内容と MQR の内容に乗じ Acc に入れる。
Overflow stop	9	不正な溢数が出たら演算を停止する。

register α, β または γ , 短語または長語の指定がなされる。index に関係しない場合の α, β, γ の指定, drum に無関係な命令の短語, 長語の指定はそれぞれの命令で便宜的に解釈され, 命令の機能を拡大する。

表 3.1 に命令のコードと意味を示す。

4. 論理設計

翻訳機の system はまだ確立されたものがないので、後日の改造、拡張が容易に行なえるよう余裕のある回路設計を行なった。各ブロックの論理式や論理回路を全部書くのはむだであるから、以下にはそれぞれの機能について重点的に述べる。なお、ダイナミック方式を採用したことから、時間的および空間的の 2 種類の意味に用いる D という便宜的な単位を用いる。時間的には 1 D とはクロック・パルスの 1 周期を指し、本機では 5μ 秒である。基本回路において出力パルスは入力パルスより 1 D 遅れるわけである。また、空間的には 64 進法 1 けたまたはそれに相当するレジスタを意味する。たとえば命令語は 4 D であり、8 D の register は 48 個の基本回路で構成される。動作段階において access time の長い drum をあまり使わないで済むように、レジスタを多く設けている。命令語に対して Storage Register, アドレス部に対して 3 個の Index register および Address register を設けたほか、8 D の register として MDR, MQR, Acc 1, Acc 2 の 4 個を有し、さらに Acc 2 は MQR と Acc 1 の前半はその後半と連結して 16 D の register を構成できる。各 register 間は相互にその内容を授受でき、その途中では単項および二項の論理 operator を通り、符号を変えたり、他の register の内容を論理演算をさせたりすることもできる。

4.1 Storage register (SR)

4 D で構成されドラムから出て来る命令語および短語の register として働く、短語はドラムにおける番地の偶奇によって読み出すとき位相に差ができるので Storage register はこの差をなくす働きをもっている。

“manual” で任意の命令を行なわしめたい時は、入出力装置より鍵盤で直接命令語をこの Storage register に入れて、それが一般の命令語と同じように解釈実行されるようになっている。

4.2 MDR

8 D のレジスタで乗除算および自動翻訳に使用される。出力ゲートからは、短語 4 D, 長語 8 D のいずれもが

取出し得、また、乗除算に必要なゲート制御入力加わっている。

4.3 MQR

8D のレジスタで Acc 1 と連結して 16D のレジスタを構成することができる。

4.4 Accumulator

本機には Accumulator は 2 個あり、それぞれを Acc 1, Acc 2 と名づけ、主要な演算機構を有するレジスタである。Acc 2 は 8D, Acc 1 は 16D で構成されるが、Acc 2 にはその後に MQR を連結させて 16D のレジスタとなる。これ以外の点では両者の演算機構はほとんど同じで大きく分けて以下の 3 種の機能を備えている。

(1) 累算

Accumulator の内容に他の内容を加え合わせる。通常 Acc 1, 2 とともにその内容に、MSD より 4D あるいは 8D の内容が加えられる。また Acc 1 は 16D のレジスタであるから 16D の累算もできる。

また、各けた 6 bit ずつを独立に累算することもできその時はけた上がりはすべて無視される。

(2) 消去

Accumulator の 16D の全部または一部を消去して 0 とする。 n を任意の整数とすると、MSD のけたより n けた、LSD より n けたを消去できるほか、 n けた目だけを残してあとを消去することもできる。

(3) シフト

大別して 64 を単位にしたシフトと 2 を単位にしたシフトがあり、コードレターによって Acc の前半 8D だけまたは 16D 全部をシフトする。前者は各 Character を 1 まとめて左右に任意のけた数シフトするもので左へシフトしたときは、はみ出た分は順次右端へ回り、右へシフトしたときは無視される。後者は 2 進けたを任意けた数シフトするものであり、単に各 digit を大きいほうまたは小さいほうにずらす場合と Acc の内容を数と見て、これに 2^n または 2^{-n} を掛けた結果になるよう符号部分を考慮した場合とがある。前者で高いほうへずらしたとき MSD は順次 LSD に回るが、低いほうへずらしたときは LSD は順次消える。

このほかさらに各 character をそれぞれ独立な語とみなして上または下へシフトすることもでき、この場合も上へはみ出た分は下へ順次回り、下へ出た分は無視される。

4.5 Index registers

自動翻訳機 (1) 翻訳機構と論理設計・大野・田町・栗原・三谷・河野・三上

現在 α, β, γ の 3 個を有し、さらに増設できるよう余裕をもっている。アドレス部分を記憶するための 2D のレジスタであるが Index registers の前には加減算回路がありその内容を自由に変えることができる。その他各種判断回路と組合わされていて、特殊な命令を駆使することにより自動翻訳に非常に便利な機能を発揮するよう考慮されている。

4.6 単項演算回路

7D で構成され、循環経路はないから情報がここを通り抜ける際に演算が行なわれ、いずれかのレジスタにはいる。通常入力数をそのまま通すか適当なゲート制御により 2 の補数に直したり、各 character をそれぞれ独立に補数に直したりするほか、今後 sequential な論理演算回路が組みこめるよう余裕を残してある。

4.7 二項演算回路

7D で構成されていて一項演算回路と同様循環経路はもたない。combinational な演算としては入力を A および B としたとき、まず $AB, A\bar{B}, \bar{A}B$ および $\bar{A}\bar{B}$ をつくり、さらに $A\bar{B} \vee \bar{A}B, AB \vee \bar{A}\bar{B}$ の演算ができ、主として自動翻訳の際の辞書の探索などに使われる。

単項演算回路と同様、さらに sequential な演算回路がつけられる余裕をもっている。

4.8 Address modifier

補数回路と加算回路をいっしょにした構成をもつ 7D の演算回路で、主として address modification に使用される。

4.9 K ブロック

K ブロックは Address register, S.C.C., M.C.C. Sector register および Coincidence circuit から成り、いずれも命令語の address part に関する情報をとり扱い、ドラムの読み書きの対象となる番地を決定する。S.C.C. および M.C.C. は add 1 counter で前者は命令が一つ実行されるごとに、後者はドラムのヘッドの下を短語が通過するたびにつき 4D ごとに 1 が加えられる。Address register は命令語の address 部分をたぐわえる。stage I では S.C.C. の内容の stage II では address part の上 4 bit 分が Band selector へ残りが Sector selector へ送られ Coincidence circuit で M.C.C. の内容と比較されて、所要の番地へ読み書きが行なわれるよう制御される。

4.10 J ブロック

J ブロックは判断回路および Add 1 counter より成る。

前者では Acc の内容の符号や状態、各 Index register の内容相互または任意の数の比較結果の判定さらに collate (1) または (2) の命令による自動翻訳の際の辞書の探索の結果のいかにを判定し、conditionally jump を行なわしめる。

add 1 counter は任意の回数またはけた数の操作を要求されたとき所要回数またはけた数を行なったかどうかを判定させる機能を有する。さらに index register に連結していて、種々の計数結果をそこにたくわえ address modification に使用して自動翻訳を有利にしている。

4.11 Decoder

命令語の上二けた 12 bit でまずそれぞれのフリップ、フロップを set させてこれを解読する回路である。Function part および code letter 中の * の有無の計 7 bit により命令の大体の解読を行なう。matrix 回路で 1 度に解読させると 1 package の許容 load をはるかに over するのでまず 3 bit, 2 bit, 2 bit の 3 組に分けて decode し、次段でさらに 3 組相互の組合わせをつくる。一方 code letter のそれぞれのけたは、それぞれ解読され演算対象となる Accumulator や Index register および語の長短の情報を与える。

以上のデコード出力はすべてコードに導かれる。

4.12 Coder

decoder からの各種の情報と、時間軸回路から発生する各種のタイミングパルスを組合わせ、命令が与えられたとき所要のゲートを所要時刻に開けるよう制御する。

さらに operation complete pulse をつくり、つぎの命令へうつる。

4.13 Timing Unit

Timing Unit は大別して State director, Timing source および Timing pulse generator の三つに分かれる。

State director は現在、計算機がどの state にあるか

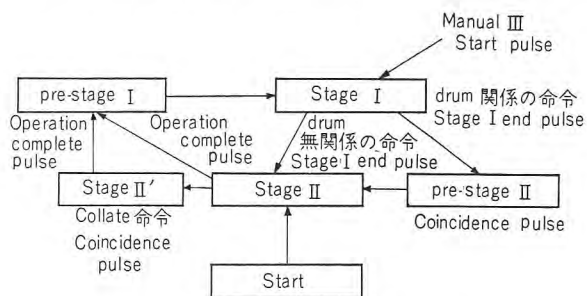


図 4.1 タイミングのフローチャート

Fig. 4.1 Flow chart of timing.

を指示する回路で、その state に必要な operation だけがなされるよう制御信号を出す。本機には大別して stage I と stage II の state があると前に述べたがさらに詳しく書くと図 4.1 に示すような state を有する。

prestage は読み書きを指定された番地がくるのを待っている間で、これ以外の時に出了 coincidence pulse は無視される。collate (1) および (2) の命令だけは別扱いで drum の 1 回転の collate が済んだという情報を coincidence pulse で得て、さらに別の操作を必要とするので stage II' という state を設けている。

Timing source では基本となるいくつかの pulse を発生する。本機の動作は 8 D を基本にしているので、clock pulse にはその位相に応じて 0 から 7 まで番号をつけ t_0, t_1, \dots, t_7 と表わす。4 D に一発の minor pulse も 4 種類必要である。

以上 12 種のパルスはつねに出ている。

つぎに stage I および stage II おのおのに相当する 2 個の atomcounter と称する回路をつくり、その state のときだけ、出力パルスを出す。これは一方向のシフトレジスタで、おのおの 4 個および 6 個の出力端子を有し、1 である状態が 8 D ごとに順次移行する。シフトパルスは前述の t_7 から供給する。それぞれの端子の出力を T^0, T^1, T^2, T^3 および t^0, t^1, \dots, t^5 で表わし、任意のパルスは clock pulse と組合わせ、たとえば stage II の最初の pulse は t^0 。というように表わす。Timing pulse generator は Timing source でつくられる各種の基本パルスを組合わせてゲート制御に必要な各種のパルス列を AND-OR gate または flip-flop にて合成する。

4.14 Band selector

SCC または Address register の上 4 bit を AND 回路でデコードし選択すべき磁気円筒記憶装置の Band に相当する static flip-flop を set する。この reset は operation complete pulse にて行なう。

4.15 Input Output

前述の入出力装置さん孔タイプライタへの情報の入出力の制御および Manual Operation に関係した回路からなっている。最高 16 字までの type out および読み込みを時間的な制御にて行なう。Manual Operation は動作の start, stop,

Manual I (stop の状態で次に用意された命令を一つだけ実行して停止する)

Manual II (stop の状態で入出力装置鍵盤で直接一短

語を Accumulator 1 に読み込む)

Manual III (stop の状態で入出力装置鍵盤で直接一命令語を作成してそれを実行させて停止する) などからなる。

4.16 論理回路の例

(1) アトム・カウンタ

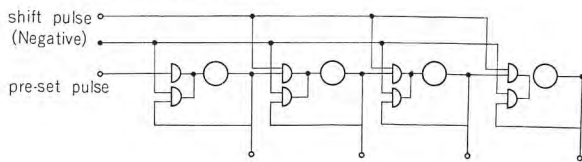


図 4.2 アトム・カウンタ

Fig. 4.2 Atom counter.

図 4.2 に示すのはタイミングユニットなどで良く用いられている回路で 4D のアトムカウンタである。記号は、図 4.3 のとおりである。

pre-set pulse によって左端のフリップ、フロップが 1 になっている時 shift pulse がくるとに 1 が右へ移って行く。

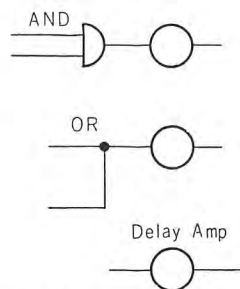


図 4.3 論理回路の記号

Fig. 4.3 Symbols of theoretical circuit.

(2) Add-1 カウンタ

並列 6 bit を $q_0 \dots q_5$ とし前けたからの繰上げを $C_0 \dots C_5$ とすると Add-1 の結果 $S_0 \dots S_5$ は次の論理式で表

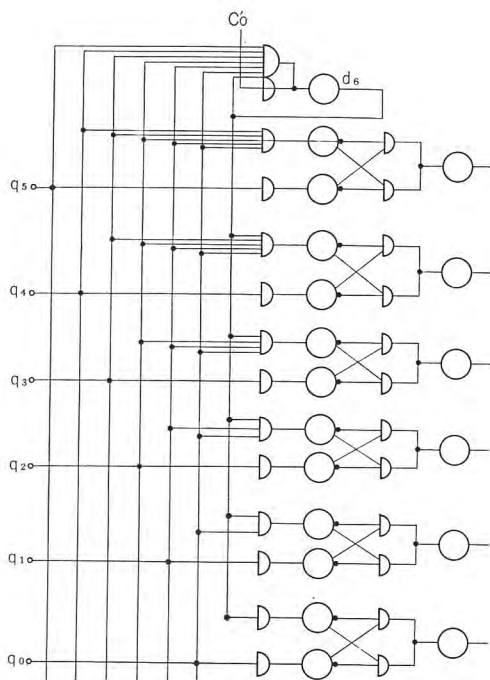


図 4.4 ADD-1 カウンタ

Fig. 4.4 ADD-1 counter.

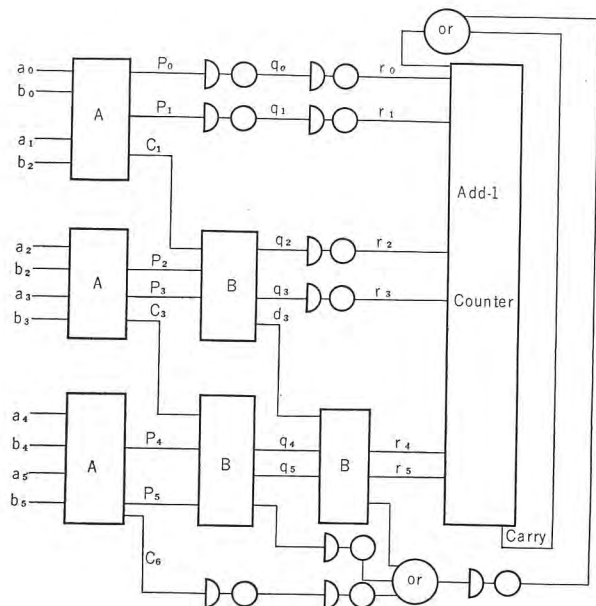


図 4.5 直並列加算回路

Fig. 4.5 Series parallel adding circuit.

わせる。

$$\begin{aligned} S_0 &= q_0 \bar{C}_0 \vee q_0 C_0 & C_0 &= d_6 \vee C_0' \\ S_1 &= \bar{q}_1 C_1 \vee q_1 \bar{C}_1 & C_1 &= q_0 C_0 \\ S_2 &= \bar{q}_2 C_2 \vee q_2 \bar{C}_2 & C_2 &= q_1 q_0 C_0 \\ S_3 &= \bar{q}_3 C_3 \vee q_3 \bar{C}_3 & C_3 &= q_2 q_1 q_0 C_0 \\ S_4 &= \bar{q}_4 C_4 \vee q_4 \bar{C}_4 & C_4 &= q_3 q_2 q_1 q_0 C_0 \\ S_5 &= \bar{q}_5 C_5 \vee q_5 \bar{C}_5 & C_5 &= q_4 q_3 q_2 q_1 q_0 C_0 \\ C_6 &= q_5 q_4 q_3 q_2 q_1 q_0 C_0 \end{aligned}$$

ただし C_0 は直列けたの第 1 行目の時は Add-1 の 1 すなわち C_0' であり以後は前の行からのけた上げ d_6 である。回路を 2D で構成すると図 4.4 のようになる。

(3) 直並列 Adder

一つのアンプ、パッケージに出入する信号数の均等化を考慮して次のような Adder を用いた。

$$\begin{aligned} a_0 \ a_0' \dots & \quad b_0 \ b_0' \dots \\ a_1 \ a_1' \dots & \quad b_1 \ b_1' \dots \\ a_2 \ a_2' \dots & \quad b_2 \ b_2' \dots \\ a_3 \ a_3' \dots & + \quad b_3 \ b_3' \dots \\ a_4 \ a_4' \dots & \quad b_4 \ b_4' \dots \\ a_5 \ a_5' \dots & \quad b_5 \ b_5' \dots \end{aligned}$$

なる加算をして

$$\begin{aligned} S_0 \ S_0' \dots \\ S_1 \ S_1' \dots \\ S_2 \ S_2' \dots \\ S_3 \ S_3' \dots \\ S_4 \ S_4' \dots \\ S_5 \ S_5' \dots \end{aligned}$$

なる結果を得るとする。論理式はブロック図を図 4.5 に示す。

最近の三菱テレビジョン受像機

無線機製作所 芝田正巳*・武居 明*・糸賀正巳*

The Latest Mitsubishi Television Receivers

Electronics Works Masami SHIBATA・Akira TAKEI・Masami ITOGA

Television broadcasting stations have been completed in succession here and there and the number of viewers has at last exceeded two hundred million. Mitsubishi has been contributing in the diffusion of television with its introduction of many new TV sets to the market. Of diversified features of Mitsubishi products which made the company prominent, a selfclean tuner, remote control device, wobbled scanning system and improved image stand out and are worthy of making public. Particularly, inexpensive and high performance type 14T-700, high grade type 14T-160 and super de luxe type 21K-680 are lime-lighted to manifest the company's superior technique.

1. ま え が き

昭和 33 年後半から全国的に、増設された、テレビジョン放送局の開局に伴い、受像機の普及はとどまる所を知らず、本年 4 月にはついに、200 万台を突破する状態となった。昭和 28 年にこの放送が始まって、昨年（昭和 33 年）5 月に、100 万台を突破したことを回顧すると、この 1 年間の増加はまさに驚異的といわざるを得ない。この飛躍的增加の裏には、テレビジョン受像機の品質の向上と価格の低減が大いに貢献したことはいうまでもあるまい。当社においても、たゆまざるテレビジョン技術の研究と長期にわたる量産技術の成果をもって、昨年度以降も多数の新形テレビを発売して、これが普及に奉仕してきた。

本文ではこれら新形テレビの中から、低価格高性能で業界に話題をまいた三菱テレビ 14T-700 形（14 形）、高性能デラックス級の 14T-160（M）形（14 形）、テレビジョン技術の粋を集めた 21K-680 形（21 形）の 3 機種をとり上げてその概要を報告するとともに、これらに応用されている 2、3 の技術的問題点をとり上げて、テレビジョン受像機に関心をもたれる各位のご参考に供したいと思う。

2. 最近の問題点

2.1 セルフクリーンチューナ

受像機の Front End を担当するチューナは VHF テレビジョン帯域を 12 チャンネルに切換える多数の接点

接片を有し、所望チャンネルの高周波増巾、発振、混合を行なっているのであるが、これが超高周波回路であるため接触部の構造を一概に堅牢第一主義に設計することができなかった。その結果従来よりチューナの接触不良はテレビの故障の中で相当高率を占めていたがこの接触不良を根絶する方法の一つとして考案されたのがセルフクリーン機構である。

ターレット形チューナには回転するドラムの周辺に各チャンネル用のセグメントがあり、これらにはシャシ側の固定接片と接触して所要の電気回路を構成する接点埋込されている。チューナの接触不良の原因はいろいろあるが、いちばん多いのは何といてもこれらの接点や接片が硫化したり、酸化したり、ほこりが付着するためになる。そこで、このセルフクリーンチューナはチャンネルを切換える時に、これらの接点や接片を自動的にふかせてつねに美しくする機構を設けたもので、図 2.1 に示す

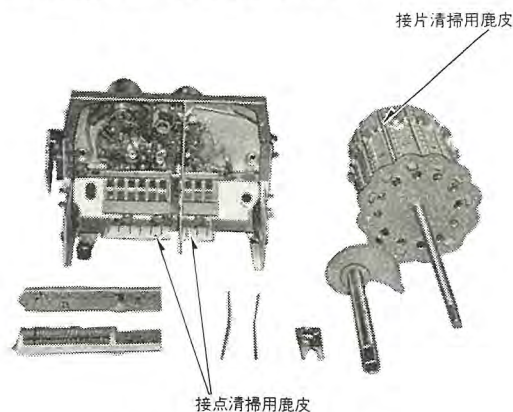


図 2.1 セルフクリーンチューナ
Fig 2.1 Self clean tuner.

ように弾性をもった金属板になめした鹿皮をはり付けておき、チャンネルを切換えた時、自動的に接点を押しつぶかせる。かたやドラムの周辺のセグメントにも鹿皮をはり付けチャンネルの切換えによって鹿皮が接片を通過するたびに接片を清掃させテレビを鑑賞中、知らず知らずと接触部分を美しく保たせ、接触不良をなくしようとするものである。

このセルフクリーンチューナ付テレビは発売以来接触不良がいちじるしく減少しきわめて好評を博している(実用新案申請中)。

2.2 リモートコントロール装置

テレビ本体から数 m 離れた所で、電源の接続、音量調整、イヤホンの接続、イヤホンとスピーカの切換えができるものは、従来から発売しており、これはこれなりにその便利さがかわれて好評であったが、チャンネルの切換えと微細同調調整もできる本格的なリモコン付テレビを完成した。三菱テレビ 21K-680 形 (21 形)、および 14T-160M 形 (14 形) がそれである。

(1) チャンネル切換え

チャンネル切換えを遠隔操作する方法にはいろいろ考えられ、手もとのリモコンユニットとテレビ本体をケーブルでつなぎ、リモコンユニットのスイッチでモータを制御してチューナを回転させるもの、ケーブルを用いずに電波や超音波などを利用してモータ回路を制御し、チューナを回転させてチャンネルを切換えるものなど種々あるが、それぞれ一長一短がある。われわれが完成した方式は前者であって、チューナ駆動機構がきわめてコンパクトにできており安価、かつ動作の確実なのが特長である。これを簡単に説明すると、手もとのリモコンユニットのスタートスイッチを押すことによってテレビ本体内のターレット形チューナの上面後部に取り付けられたギヤ付小形モータを回し、最終ギヤに付設した駆動ビンによってチューナ軸に固定されたスプロケットを回し、チャンネルを切換えるようになっている。図 2.2 はチャンネル切換部分の回路図で、 S_1 、 S_2 はリモコンユニットに設けられたスタートスイッチで、 S_1 を押すか S_2 を押すかでモータが右または左に回転を始める。モータ M は三菱単コンデンサモートルで、C は起動用コンデンサ、Z は最終ギヤによって駆動されるカムでモータが起動すれば、 S_1 または S_2 によって選択された回転方向に従って傾けられ S_3 または S_4 の下方の接片を押し上げていずれかのスイッチを閉じる。 S_3 、 S_4 はモータに付属している。最終

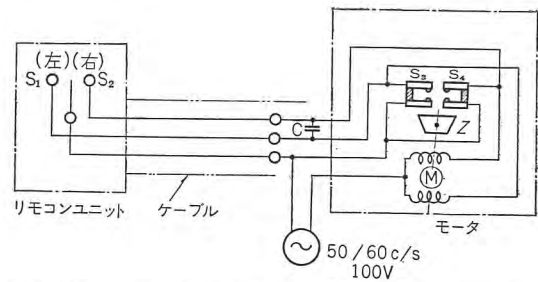
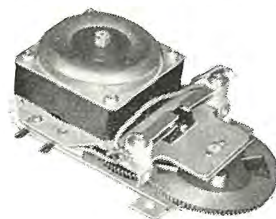


図 2.2 チャンネル切換えのリモートコントロール回路
Fig. 2.2 Remote control circuit for channel change-over.

ギヤにはスプロケット駆動ピンが 2 個設けられているので、この半回転によって、チューナシャフトに固定されたスプロケットが一こま、すなわち 1 チャンネル送られる。駆動ピンがスプロケットを送ってしまうと、カム Z は最終ギヤに設けられたへこみに落ち込み、正常位に復し S_3 または S_4 を開く。 S_3 、 S_4 はモータに付属しており図で明らかなようにそれぞれ S_1 または S_2 と並列に接続されているので、 S_1 または S_2 をスタート時だけ押して閉じると、その後は手を離して回路を開いても、モータの起動に伴い最終ギヤがカム Z を倒して S_3 または S_4 を閉じるので、モータは回転を継続する。しかし、最終ギヤが半回転すると前述のようにカム Z が S_3 または S_4 を開いてモータを停止させる。この場合引続いて S_1 または S_2 を閉じていると、 S_1 または S_2 でモータ回路が閉じているので、1 チャンネルの切換完了後も引続いて回転し次々とチャンネルを切換えて行く。しかし、 S_1 または S_2 から手を離すと次のチャンネルで停止する。かくして、リモコンユニットのスタートスイッチを押すだけで右回りまたは左回りの最短コースで、鑑賞したい希望チャンネルへの切換えができるわけである。

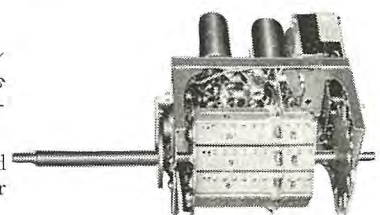
このモータおよびターレット形チューナに取り付けた時の外観を図 2.3 に示す。減速歯車付で、モータ本体と一体に組立てられるので、高度の組立技術を要するが、構造はきわめて簡単で部



品点数も少なく、シャーシ上で占めるスペースの狭い画期的なもの

図 2.3 リモートコントロール用モータおよびモータ付チューナ

Fig. 2.3 Motor and motor tuner for remote control.



である。モータは起動時の負荷を軽減するとともに、チャンネル切換終了時にロータなどの慣性によって連続的に逸走しないよう、簡単に動作の確実なクラッチとブレーキが併設されている。モータの電源は電灯線を利用する設計になっているが、わが国は 50 c/s, 60 c/s の両地域があり、これらに対して同一仕様のモータを出荷することが望ましいので起動トルクの苦しい 50 c/s, 90 V から、逸走しやすい 60 c/s, 110 V まで、満足な動作をするよう配分配慮して設計製作されている。このモータの仕様は表 2.1 に示すように 5 分定格であるが、万一なんらかの事故で回転部分が長時間にわたって拘束されても、焼損するおそれはない。

表 2.1 リモートコントロール用モータの仕様

種 別	電 源			極数	定格	回転方向	使用コンデンサ	減速装置	出 力	その他
	電圧 (V)	周波数 (c/s)	入力 (VA)							
三菱単相 コンデン サモータ M0-102	100	50/60	14	2P	5 分	両回 転	MP コン デンサ 2.2μF 250WV, AC	平歯車 4 個で 2 段 減速歯車 比 90:1	10 kg・cm の トルクを有す るチューナを 有するスター スイッチ ブレーキ クラッチ付	スター スイッチ ブレーキ クラッチ付

このリモートコントロール用モータ付チューナはモータの停止時手動でもチャンネルの切換えができる。これはチャンネル切換終了時に駆動ピンがスプロケットからはずれているために可能なのである。また、駆動ピンがスプロケットを回してチャンネルを切換える時、駆動ピンはスプロケットを約 24 度送る設計になっている。かたやチューナ軸を隣のチャンネルまで回すには 30 度送られることが必要でその差角はチューナ自身の波車とそれを押えるバネ付ローラによる負のトルクを利用する。したがってチューナは切れ味のきわめて良いことが必要で、これが悪ければモータは回ってもチャンネルの切換えが完全でできず途中で止まることになる。切れ味を良くするにはチューナのトルクを増せば良いが、手動で切換える時に重くて手で回しにくくなる。また、スプロケットは瞬間的に大きい力を受けるのでシャフトの溶接が完全にできていなければならない。これらの点もリモートコントロール用チューナの製作にあたって関係者の苦心したところである。

モータでチャンネル切換えに要する時間は、1 チャンネルあたり電源が 50 c/s, 100 V の時約 1 秒、60 c/s, 100 V の時約 0.8 秒で、モータは両回転が可能なので、もっとも離れたチャンネルまで切換えるとしても 6 チャンネルであるから数秒となり、この程度なら十分満足できるものである。

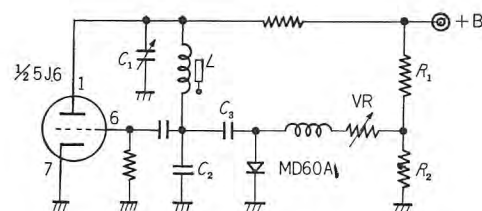


図 2.4 TU-3109 形チューナの発振回路

Fig. 2.4 Oscillation circuit of type TU-3109 tuner

このチャンネル機構において特許 1 件、実用新案 2 件を申請中である。

(2) 微細調整

つぎにリモートコントロールによる微細調整の動作原理について既述する。図 2.4 はリモートコントロール用チューナ、TU-3109 形の局部発振回路の回路図である。いま、 C_3 と MD 60 A の直列回路を考えないと、5 J 6 のユニット 2 は図で明らかなように C_1, C_2, L でコルピッツ形の発振回路を形成し、その発振周波数 f_0 は、

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{C_1 + C_2}{L_1 C_1 C_2}} \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

である。標準形のテレビジョンチューナ、たとえば、TU-3107 形ではプレート側の容量 C_1 を機械的に可変にして発振周波数 f_0 を 1~3 Mc 程度変化させているが、TU-3109 形ではグリッド側の発振回路素子 C_2 に並列にコンデンサ C_3 とゲルマニウムダイオード MD-60 A の直列回路が接続されており、可変抵抗 VR を変えることにより、ダイオード電流の流通角 α が制御され、その入力抵抗 R_d は

$$R_d = \frac{\pi}{S} \frac{1}{\alpha - \sin \alpha \cdot \cos \alpha} \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

ただし S : ダイオードのパービアンس
となる。

いま C_3 とダイオードの直列回路のアドミタンス $\dot{Y} = G_0 + jB_0$ を考えると、その虚数項 B_0 はつねに容量性を示し、

$$B_0 = \omega C_0(\alpha, \omega) \doteq \omega C_3 \frac{R_d^2 + \omega^2 C_d(C_3 + C_d)}{R_d^2 + \omega^2(C_3 + C_d)^2} \dots\dots\dots (2.3)$$

ここに C_d : ダイオード容量

R_d : ダイオード入力抵抗

と表わすことができる。この等価容量 C_0 が C_2 に並列にはいるので、VR を変えることにより、発振周波数 f_0 を変えることができる。図 2.5 は抵抗 VR の変化と発振周波数の関係をチャンネル 6 について実測した値を示す。また図 2.6 は機械的微調器 C_1 による発振周波数 f_0

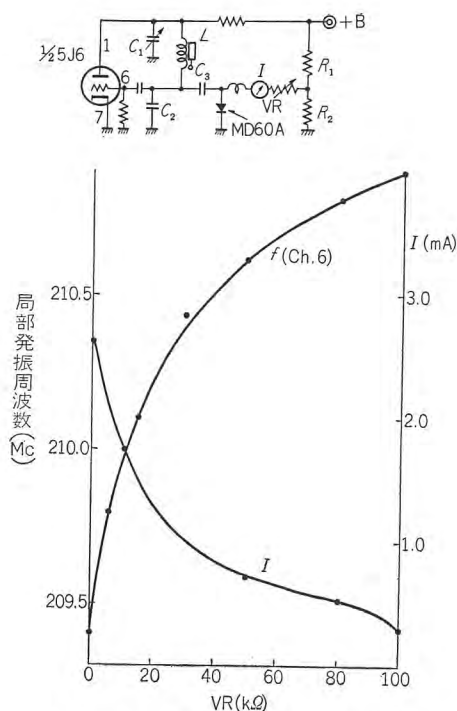


図 2.5 VR による局発周波数の変化
Fig. 2.5 Change of local oscillation frequency by VR.

の変化状態と抵抗 VR による f_0 の変化範囲の関係をチャンネル 2, 6, 11 について実測したデータである。これらのデータから明らかなように全チャンネルとも VR の変化により、1.0~1.5 Mc 程度の発振周波数の変化が得られ、実際の受信テストによっても良好な結果が得られている。

C_3 , MD 60 A などの回路素子が増加したために当然予想された発振周波数が漂動する問題が起った。すなわち、発振周波数が温度および経時変化などにより、初期の調整時から漂動すると VR により微細調整のリモートコントロールを行なおうとしても、前記のように VR による発振周波数の変化が 1.0~1.5 Mc 程度であるため画面の最良状態になるような調整が不能となる場合が出てくる。そのため、チューナの局部発振周波数の安定性がとくに要望される。図 2.7 は、TU-3109 形の初期漂動を示したものである。

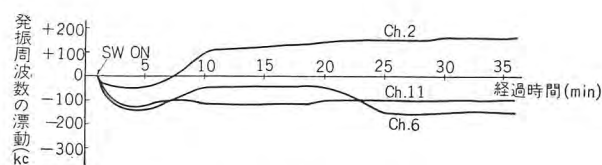


図 2.7 局発周波数の初期漂動
Fig. 2.7 Initial drift of local oscillation frequency.

最近の三菱テレビジョン受像機・芝田・武居・糸賀

2.3 ウオブル スキャンニング方式⁽¹⁾⁽²⁾ (Wobbled Scanning System)

わが国のテレビジョン標準方式によると、テレビジョン放送の映像信号の帯域巾は 4 Mc、走査線数は 525 本と決められており、これによって映像の解像度は本質的に制限されている。したがって、53 cm (21 形) ブラウン管のように画面が大きくなってくると、一絵素の水平物理長は長くなり、走査線の間隔も広がってくるので、映像の精細度が落ちてくる、その

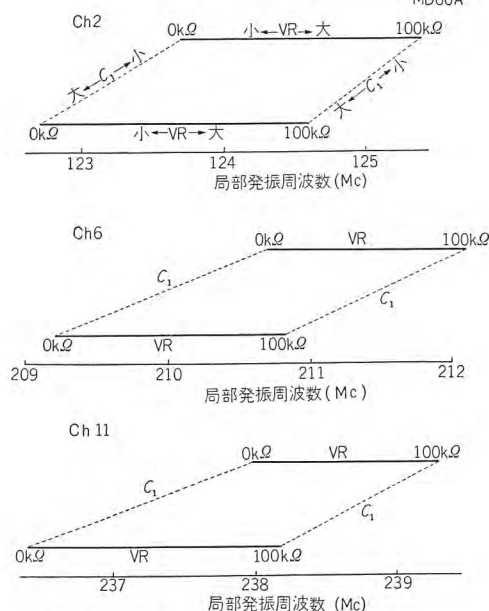


図 2.6 VR, C_1 による局発周波数の変化
Fig. 2.6 Change of local oscillation frequency by VR, C_1

ため、走査線の間隔が目につかない程度に、画面から離れて見なければならず、せっかくの大きな画面による迫力感が減ずるという不都合を生じたり、また、部屋の大きさに制約されて、大形ブラウン管の受像機の普及をはばむ一因となっていた。この欠点を補うために、もし、走査線を形成する電子線のスポットの大きさを大きくすると（いわゆるフォーカスぼけの状態）、走査線の間隔は縮まるが同時に水平解像度が悪くなってしまうので、電子線のフォーカスをせん鋭にしたまま、垂直方向にだけスポットを振動させるいわゆる、スポット ウオブルスキャンニング方式を用いると、走査線の間げきが目立たなくなるので、画面から近い距離においても迫力ある大きな鮮明な映像を楽しむことができる。

このスポットウオブル方式は、従来より、クロマコダ送像側で、電磁的に行なわれていたが、三菱テレビジョン 21 K-680 形には静電的ウオブルスキャンニング方式（特許出願中）を採用し、わが国で初めての“走査線消去方式”の受像機として業界の注目を集めている。図 2.8 に、その回路図を示した。図で明らかなように、コルピッツ形の発振器の出力を、上下に 2 分割したブラウン管のフォーカス電極に印加することにより、電子線は上下方向に小さな正弦波状の運動をしながら走査線を形成する。発振器の周波数は高いほうが望ましく、水平走

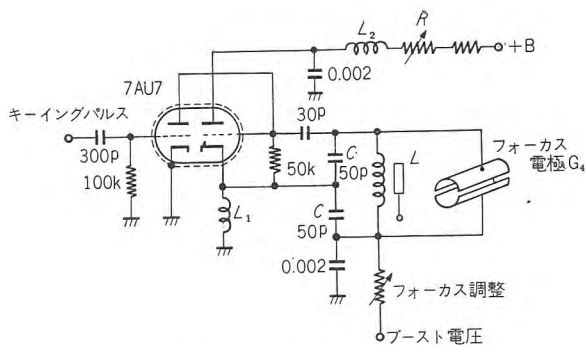


図 2.8 ウォブル発振器の回路図

Fig. 2.8 Circuit diagram of Wobble oscillator.

査周波数の 1,500 倍, 約 25 Mc 程度に選ぶと, 走査線の振動は個々には識別できず, 前記のように, 水平解像度を劣化することなく, 走査線を太くすることができ, 映像の精細度を上げることができるが, 発振器からの輻射による画面への妨害などの問題があり, 約 10 Mc の周波数を選んだ。なお, 10 Mc 帯の周波数を選んだため, 短波帯ラジオ受信機への妨害問題も起り, 発振器およびブラウン管付近のシールド, 電源回路のフィルタの検討など, 多くの目に見えない技術的難題を克服して, 製品化に成功したことを付記しておきたい。

ウォブリングに必要なフォーカス電極への印加電圧は約 35 V RMS が適当であるが, 抵抗 R を加減して発振

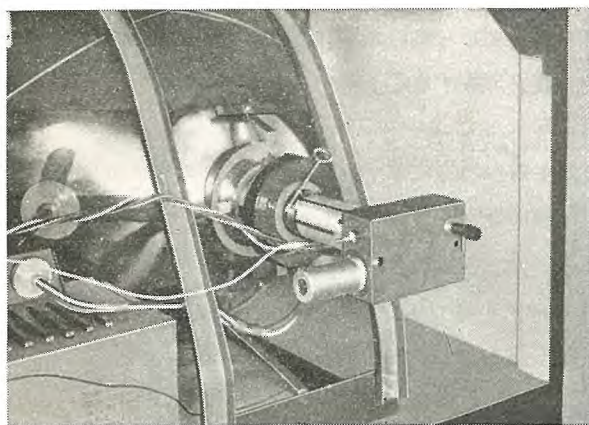


図 2.9 21K-680 形テレビのウォブル装置

Fig. 2.9 Wobble device of type 21K-680 TV cabinet.

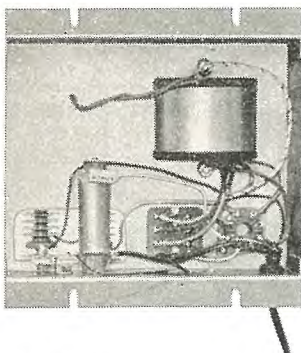


図 2.10 21K-680 形テレビの電源フィルタ

Fig. 2.10 Power source filter of type 21K-680 TV set.

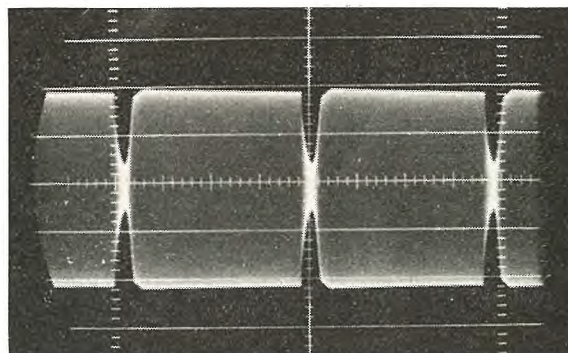


図 2.11 ウォブル発振器の出力波形

Fig. 2.11 Output waveform of wobble oscillator.

器のプレート電圧を変えることにより調整することができるようになっている。図 2.11 は発振器の出力波形である。図 2.12 は使用したブラウン管 21ALP 4A(W) の電子銃で G_4 (フォーカス電極) が 2 分割されているのが見えるが, この分割間隔, 分割による焦点の問題, 分割面とフェースプレート水平軸との関係などに十分留意して, ブラウン管を製作しなければならない。さらにまた, 分割部のエッジから放電現象が発生しないように仕上げる必要がある。



図 2.12 21ALP 4A (W) の電子銃

Fig. 2.12 Electron gun of 21ALP 4A (W)

2.4 映像の改善⁽³⁾⁽⁴⁾

テレビジョン信号の伝送においては, 伝送帯域巾を圧縮する目的で, 残留側波帯伝送方式を採用している。そのため送信機の残留側波帯フィルタで相当の非直線ひずみを発生するが, 受像機の間周波増巾器においても, 映像信号の比較的低い周波数 (1 Mc 以下) での直線ひずみが発生し, オーバーシュート, リーディングホワイト, スミヤなどの現象が起りやすい。この中でとくにスミヤの現象が目につきやすい。これを極力少なくするためには, 位相直線性の増巾回路特性にすることが望まれる。

一般に, 位相特性と増巾特性との関係は, Bayard-Bode の法則により

$$B_c = \frac{2\omega_c}{\pi} \int_0^\infty \frac{A - A_c}{\omega^2 - \omega_c^2} d\omega \dots\dots\dots (2.4)$$

ここに B_c : ω_c における位相偏移

A_c : ω_c における動作減衰量

と表わすことができる。この式から希望する位相特性を満足する増巾特性を計算することができる。

中間周波増巾器が位相直線的な回路，すなわち， $B_c/\omega_c = \text{const.}$ であるためには，式 (2.3) の被積分関数が周波数に無関係であることが必要で，たとえば

$$A = a\omega^2 \dots \dots \dots (2.5)$$

の時，この条件が満足される．これは振巾特性が周波数のガウス関数 $e^{-a\omega^2}$ であることを意味している．すなわち，従来は，中間周波増巾器の設計にあたり，主として，振巾特性だけに重点を置き，振巾平坦特性になるよう設計してきたが，図 2.13 のように parabolic 曲線に近づくように設計することが望ましいことを示すものである．

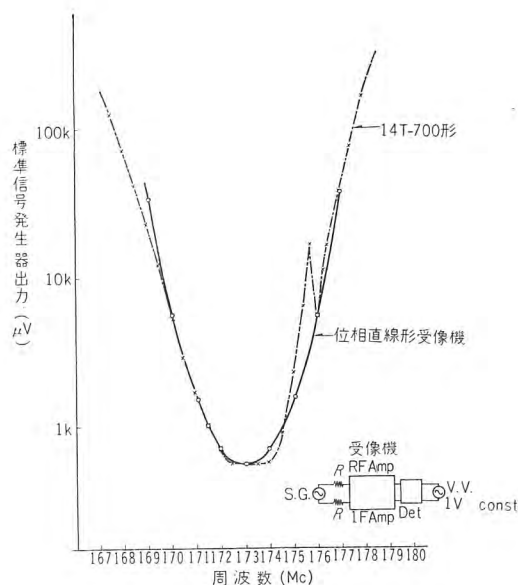


図 2.13 位相直線形受像機を選択度特性

Fig. 2.13 Selectivity characteristic of phase linear type TV receiver.

しかし，実際には，選択度特性のほうの要求で音声トラップによる減衰があるため，この parabolic 曲線からかなりはずれた特性となる．隣接チャンネルの音声搬送波のトラップのついた受像機では，希望チャンネルの映像搬送波中間周波数の付近での特性曲線のわん曲がとくにいちじるしくなるため，群遅延特性に大きなピークを生じ，スミヤになりがちである．映像搬送波中間周波が特性曲線の -6 db 減衰点から減衰の少ないほうに離調すると，この傾向がとくにひどくなる．しかし，このひずみは変調度が浅い場合には，直線ひずみが大部分であり，映像増巾器のひずみと同じ性質のものであるので，映像増巾回路の中域周波数特性 ($200 \text{ kc} \sim 1 \text{ Mc}$) の改善によって，かなり補償することができる．

われわれもかつて，三菱テレビジョン受像機を市場に送り，この問題で非常に悩まされたが，鋭意研究を重ね，また，多くの聴視者による，Psychological な方法も併

最近の三菱テレビジョン受像機・芝田・武居・糸賀

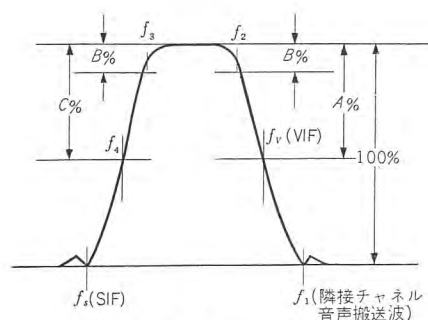


図 2.14 映像 1F 回路レスポンス

Fig. 2.14 Image 1F circuit response.

用して，映像中間周波増巾回路および映像増巾器の理想的特性曲線を確立することができた．

現在では，この結論を量産調整過程に導入し，図 2.14 の各点を独立して厳密におさるゑことにした．この結果映像の品位が非常に向上するとともに，品質の均一性が得られるようになり，映像の鮮明さにおいて，市場で好評を博している．

3. 最近の三菱テレビジョン受像機

3.1 三菱テレビ 14T-700 形 (14 形)

(1) 外観，構造

本機の外観を図 3.1 に示す．写真でわかるようにキャビネットの前面部はプラスチック製で，胴部分は木製である．この構造は他の 14 形あるいは 17 形の三菱テレビとなんら変らないが，ブラウン管のマスクがキャビネットの周辺まですべて露出しており，下部グリーン色の部分と接合されて美しい 2 トーンカラー仕上げになっているものの，プラスチック部分で二重になっている所はまったくなく，きわめて合理的な経済設計になっている．側面に調整ツマミはまったくなく，すべて前面に装備して調整の便とコストの低減をはかり，性能に影響のない単なるアクセサリはいっさい除かれている．ブラウン管の前面部はカーブに沿った球面で，材質は透明なポリスチロール系樹脂を採用した．キャビネットは天，両側面

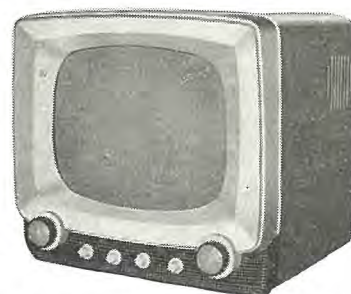


図 3.1 三菱テレビ 14 T-700 形の外観

Fig. 3.1 Appearance of Mitsubishi TV set type 14 T-700.

が一体で、樺材を成形圧着する当社独特の方法で作られていて、美しい栗色仕上になっている。かくて実質的には簡素ではあるが、配色と仕上の良さによって、見た目には非常にまとまって好感のもてる、しかも派手なデザインに仕上がっている。

ブラウン管はその内部に一万数千Vの高圧が印加されているため、静電集じん作用の原理で空気中の炭素分を吸いつけ徐々によごれる性質をもっているのので、ブラウン管が外部からはずせない本機はとくにブラウン管と保護板の間を密閉構造とし、しかも保護板には静電防止塗装を施しちりが付着しないよう配慮した。

キャビネットにはわが国初のポリウレタン塗装を行ない、熱や湿気で変色やサメハダを生じない、しかも耐薬品性のすぐれた美しい仕上になっている。ポリウレタン塗装はラッカ仕上と異なり、高度の塗装技術と完備した塗装設備を要し、テレビキャビネットのポリウレタン塗装に成功したのはわが国では当社が初めてである。

本機は正価5万2千円という画期的奉仕価格で発売し業界に一大センセーションを巻き起したものであるが、それだけに性能面では他の三菱テレビ、あるいは他社テレビとなんら遜色がない代りに、構造面ではあらゆるところに苦心の跡がうかがわれ、性能本位、実用形をモットーとして、側面スピーカ方式を踏襲している。

(2) 回路と性能

本機のブロックダイアグラムを図3.2に示す。ブロッ

クダイアグラムに示すように、実用形セットとはいえ、ブラウン管を除いて16本の真空管と、セレン整流器を使用した標準形テレビで、完全トランスレス方式を採用している。

本機の回路は図3.3に示したとおりで、S/N比のすぐれたカスコード形高周波増巾、12チャンネル用のターレットチューナを使用している。このチューナはセルフクリーン機構付で、前述のように接点の接触不良が起らないので好評を博している。中間周波増巾器は4回路3段のスタガ方式で、映像検波は5U8の三極管部を用いて行ない、プレートからはせん頭値整流形のAGC電圧をとり出している。映像信号は6AW8Aの五極管部で増巾され、ブラウン管14RP4Aのカソードに送られる。同期信号は映像増巾管のプレート側から取り出し、6AW8Aの三極部で分離して増巾後、水平および垂直偏向回路へ送られる。垂直偏向回路は $\frac{1}{2}$ 12BH7Aとビーム管5AQ5で構成され、水平偏向回路には平衡形のこぎり歯状波AFCを採用し、水平同期の安定をはかった。水平発振管は6CG7で、出力管には12BQ6-GTBを採用した。音声回路は3AU6で4.5Mcの中間周波信号を増巾後、ゲートッドビーム管3BN6でリミッタ、FM検波を行ない、出力管4MP12でダイヤトーンP-52形、12cmスピーカを駆動している。

本機の仕様は次のとおりである。

電 源 100V (105V および 110V タッ

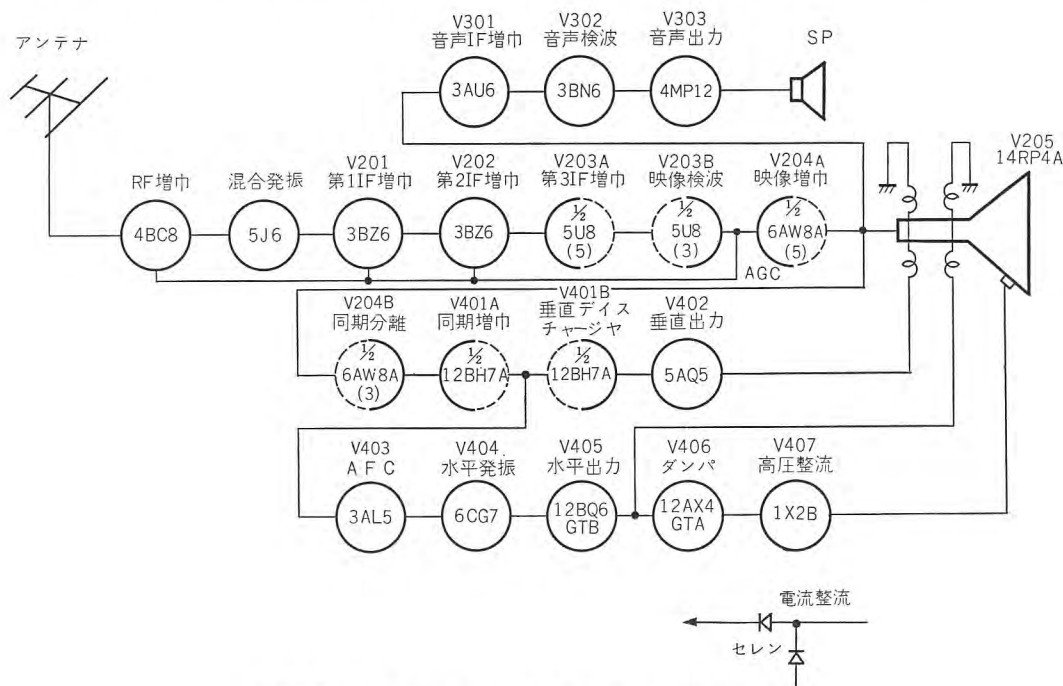


図 3.2 三菱テレビ 14 T-700 形のブロックダイアグラム
Fig. 3.2 Block diagram of type 14T-700 TV.

	プ付), 50/60 c/s
消費電力	130 W
ブラウン管	14 RP 4 A
使用真空管	16 球とセレン整流器 1 組
チューナ	12 チャンネル, ターレット形, カ スコード増巾
微細調整範囲	最小 1 Mc, 最大 3 Mc
スピーカ	P-52 形, 12 cm パーマネントダ イナミック ボイスコイルインピーダンス 4 Ω
映像中間周波数	26.75 Mc
音声中間周波数	22.25 Mc
A F C	平衡形のこぎり歯状波方式
A G C	改良形せん頭値整流形
低周波出力	無歪 1 W, 最大 1.4 W
外形寸法	巾 438, 高さ 403, 奥行 441mm
重量	パッキングケース込 26 kg

3.2 三菱テレビ 14 T-160 形 (14 形)

(1) 外観, 構造

本機の外観を図 3.4 に示す。本機もプラスチック製の前面部に木製キャビネットを配した三菱テレビ独特のデザインである。姉妹品のリモートコントロール装置付 14 T-160 M 形も同一デザインである。本機は最高級品をねらったものであるから、デザインも前述の 14 T-700 形とまったく異なり、すべてデラックスとなっている。キャビネットの外形寸法は巾 482, 高さ 476 mm もある超大形で、写真でわかるように一見してセットしたチャンネルのわかる時計式チャンネルインジケータを備えている。これはチャンネル切換えをリモートコントロールする場合に、従来のようなツマミの番号の光る程度のもものでは数 m 離れた場合にとっても判別できないので、とくにデザインされたもので、チャンネルツマミの周囲に時計の

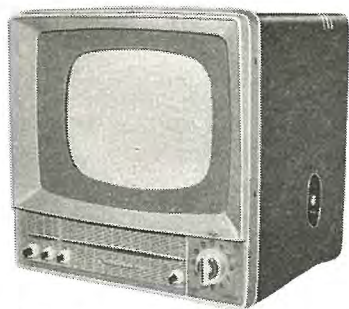


図 3.4 三菱テレビ 14 T-160 形の外観
Fig. 3.4 Appearance of Mitsubishi TV set type 14T-160.

文字板と同一に 1 から 12 までのチャンネル番号を配置し、電源を入れるとその一つが明了に浮き出るものである。これは文字板の裏にケイ光物質入りの赤色照明板をエッジライト方式で照明し、照明板と文字板の間にチャンネルツマミと連動するシャ光板を設け、所要チャンネル文字だけ光を通過させ、他をシャ光する構造で、屋間明るい部屋でも十分セットしたチャンネルが判読できる画期的なものである。

昭和 32 年中期にわが国で初めて前面スピーカ方式の卓上形テレビを発表してから、国内の卓上形テレビはその大部分が前面スピーカ方式または前面発声方式になった。FM 実験放送の開始、ステレオ再生方式の普及に伴い、テレビジョン受像機の音質に対する顧客の要求も次第に高度化してきたため、音質にも相当重点が置かれているのが最近の特長であるが、14 T-160 形もこの要求を満足べく設計された 2 ウェイスピーカシステムの Hi-Fi テレビで、2 個のスピーカはいずれも前面に設置されている。図 3.5 はウーファ PO-950 形 (23×12 cm だ円形) が正面下部に、またトウィータ TW-23 形 (5 cm) が前面左下部に取付けられている状態を内部から見たものである。

本機の前面ガラスはゆるやかな曲率をもったいわゆるシリンドリカルフェイスで、約 2 度下向きに傾斜させてある。前者は聴視角の増大と豪華なデザインをうるためであり、後者は目より上からくる天井灯などの外来光線の影響を軽減するためである。またこの前面ガラスは前面から容易に取はずせる構造になっているので、サービス技術員や愛用家各位に好評を博している。

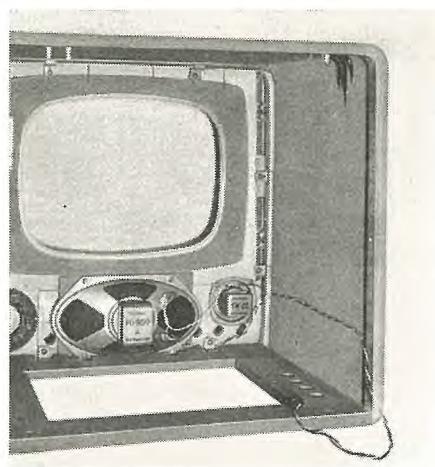


図 3.5 三菱テレビ 14 T-160 形スピーカ取付状況
Fig. 3.5 Mounting of speaker in Mitsubishi TV set type 14T-160.

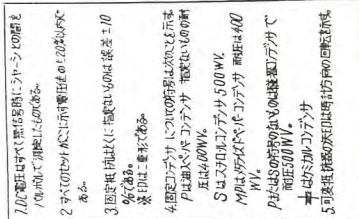


Fig. 3.7 Circuit diagram of type 14T-160 TV.

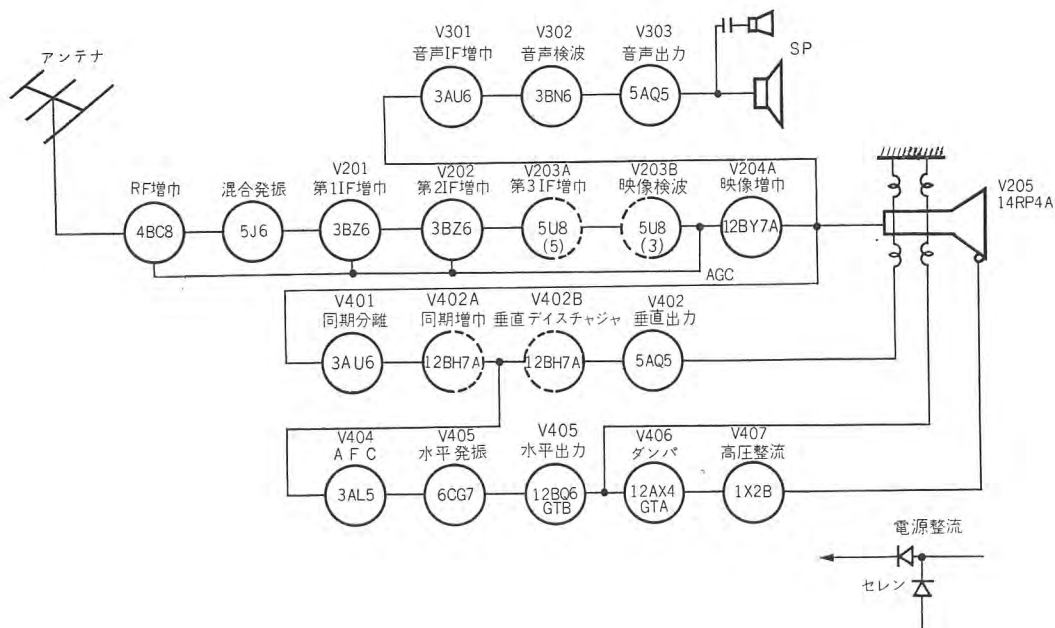


図 3.6 三菱テレビ 14T-160 形のブロックダイアグラム

Fig. 3.6 Block diagram of type 14T-160 TV.

(2) 回路と性能

図 3.6 に本機のブロックダイアグラムを、図 3.7 に本機の回路を示す。前述の 14T-700 形のブロックダイアグラムあるいは回路図と比較するとわかるように本質的にはあまり変わっていないので説明を省略するが、本機は二つの前面スピーカによる Hi-Fi 設計であるから音声出力管にはビーム管の 5AQ5 を使用し、出力トランスも十分吟味して大形を採用している。図 3.8 には 75 μ s のプリエンファシス回路を通った 4.5 Mc 信号による音声回路の電氣的周波数特性を示した。音質調整回路があるので図中の Tone: max. と min. との間で任意の周波数特性に調整することが可能である。図 3.9 に出力音圧周波数特性を示した。また本機には電源をきった後で、

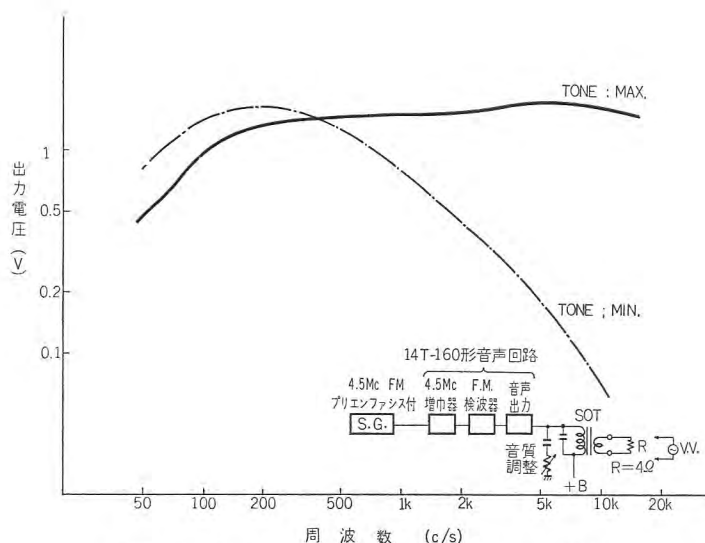


図 3.8 14T-160 形の音声回路の電氣的周波数特性

Fig. 3.8 Electrical frequency characteristic of voice circuit of type 14T-160.

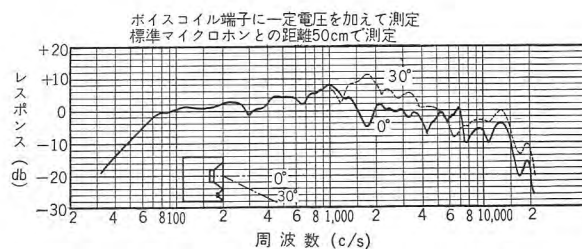


図 3.9 14T-160 形の出力音圧周波数特性

Fig. 3.9 Frequency characteristic of output sound pressure frequency of type 14T-160.

ブラウン管の真中に輝点の残らないようスポットカラー回路を設けた。R 231, C 224 がそれである。本機は画質を向上させるために映像増巾管に直線性の良い 12BY7A を用いた。使用真空管はブラウン管を除いて 17 球である。本機の仕様および性能は次のとおりである。

電 源 100 V (105 V および 110 V タップ付), 50/60 c/s

消 費 電 力 140 W

ブ ラ ウ ン 管 14 RP 4 A

使 用 真 空 管 17 球とセレン整流器 1 組

チ ュ ー ナ 12 チャンネル, ターレット形カスコード増巾

微 細 調 整 範 囲 最小 1 Mc, 最大 3 Mc

ス ピ ー カ PO-950 形, 23×12 cm だ円形
パーマネントダイナミックボイスコイルインピーダンス 4 Ω

映像中間周波数 26.75 Mc

音声中間周波数 22.25 Mc

A F C 平衡形のこぎり歯状波方式

A G C 改良形せん頭値整流形

低周波出力 無歪 1.5 W, 最大 2 W

外形寸法 巾 482, 高さ 476, 奥行 470 mm

重量 パッキングケース込 29 kg

(3) 14 T-160 M 形

14 T-160 形の姉妹品で, 14 T-160 形にリモートコントロール装置を付加したもので, リモコン関係の回路およびリモートコントロールユニットを除くと性能は 14 T-160 形とまったく同じである. 本機の回路を図 3.10 に示しておく.

本機に適合するリモートコントロールユニットは R-465 形で, テレビから 5 m 離れたところから電源の接断, チャンネルの切換え, 画面の微調, 音量調整, イヤホーンの取付けができる. リモコンを使用する時は, テレビ本体の裏面左下方のリモートコントロールとマークしたところにプラグが差し込んであるから, このプラグを抜き, かわりにリモコンユニットのプラグを差し込めばよい. リモコンユニットの微調はテレビ本体の微調と並列にはいることになるので, この場合本体側の微調ツマミはいっぱい右へ回しておく. リモコンユニットを差し込めばテレビ本体の電源スイッチ音量調整はきかなくなる. チャンネル切換えについてはすでに述べたので省略するが, リモコンユニットのチャンネル切換スイッチは R を押すとテレビ本体のチャンネル切換ツマミが右に, L を押すと左に回る. モータの回転中に逆方向スイッチを押すとモータ回路に異状をきたすためモータが停止するので, 希望のチャンネルを通り過ぎた時は必ずいったん停止



図 3.11 リモコンユニット R-465 形の外觀

Fig. 3.11 Appearance of remote control unit type R-465.

してから逆方向スイッチを押して, バックさせることが望ましい. リモコンユニットを使用しない時はプラグを抜いて, もと差してあったプラグを代りに差し換えておくことが必要である.

図 3.11 はリモートコントロールユニット R-465 形の外觀を示す.

3.3 三菱テレビ 21K-680 形 (21 形)

(1) 外觀構造

54 (1012)

図 3.12 に本機の外觀を示す. 写真を見ると一目でわかるように本機はコンソール形の超豪華 21 形テレビで, ブラウン管の右側上部に金色塗装を施したプラスチック製パネルが配置され, これに時計式にチャンネル番号が刻印されている. 電源を入るとセットされたチャンネル番号が美しく輝く, これは前記 14 T-160



図 3.12 三菱テレビ 21K-680 形の外觀

Fig. 3.12 Appearance of Mitsubishi TV set type 21K-680.

形の場合と違って各チャンネルごとにパイロットランプが点滅するように設計されている. チャンネルツマミの上部にはチャンネル切換えをモータで行なうためのスタートスイッチが設けられている. ブラウン管の周囲は金色のわくを設け, 中央より下方はサランネットがはり付けられている. キャビネットは木製で, 濃い栗色に美しく仕上げられている.

コンソール形キャビネットは大形で, 運搬に不便なので, キャスタを取付け, 一人でどこへでも簡単に移動できるように配慮した. このキャスタは取はずすことも可能なので設置場所が固定している場合は取はずしておくことができる.

本機は図 3.13 に示すように, キャビネットの右側面が大きく開く構造になっており, シャンは普通のテレビと違って, 垂直にセットされていて内部を点検したい時は, 右側面のかぎをドライバで開いてふたを開けると, 内部が完全に現われるので重いシャンをいちいち引出す必要がない. またシャンを動かす必要のある時は, 4 本

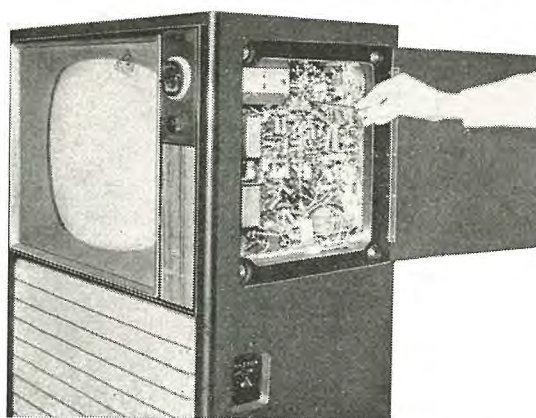


図 3.13 21K-680 形キャビネットの右側面

Fig. 3.13 The right side of type 21K-680 cabinet.

の止めネジをはずしてシャシを後に引けば、レールにそって後にすべり出る。しかも、シャシは上下の保持金具でささえがあるので手でささえる必要がなく、サービス面ではまったく至れり尽せりのセットである。

本機のシャシは本体と電源部に分割されており、電源部はキャビネットの下段に設置し、ケーブルで接続されている。

(2) 回路と性能

図 3.14 に本機の回路図、図 3.15 に本機の回路を示す。本機は現在までのテレビ技術の総合版とでもいふべき超高級セットで、下記のような最新の特殊回路を数多く採用し、強電界地域から超遠距離微弱電界地域にわたる広範囲において安定で鮮明な受像と Hi-Fi 受信が楽しめるものである。なお、本機の画期的な特長としては走査線を消去できることである。これについての詳細はすでに述べたので省略するが本機の特長回路としては

a. Hi-Fi スピーカシステム

本機のスピーカシステムはウーファの 20 cm スピーカが 2 個、トゥイータの 5 cm スピーカが 1 個のいわゆる、2 ウェイスピーカシステムで、音響特性のすぐれたコンソールキャビネットとあいまってすばらしい音響効果をもっている。

ウーファは新設計のコーンエッジに発泡ポリエチレンを用いた、ダイアトーンフリーエッジスピーカで、高音

特性のすぐれたトゥイータと両々あいまって申し分のない広範囲の再生帯域と音響特性をもっている。

b. ウォブル スキャンニングシステムの採用

c. リモートコントロールユニット付

本機は先に述べた、14 T-160 M 形同様チャンネル切換え、画面の微調、輝度調整もできる完全なリモートコントロールユニット付で、本機のリモコンユニットは 図 3.16 に示す R-265 形であるが使用モータ、チューナは 14T-160 M 形のものと同様である。

本機は 14 T-160 M 形の場合と違ってキャビネットの右側面にリモコンとセットの切換えスイッチが設けられているので、リモコンユニット接続後もリモコンユニットを使用しないときはその切換えスイッチをセット側に切換えるとテレビ本体のつまみであらゆる操作をすることができるので大変便利である。

本機はテレビ本体にもチャンネル切換えのスイッチが設けられているので本体の前で自動でチャンネルを切換えることもできる。



図 3.16 リモコンユニット R-265 形の外観
Fig. 3.16 Appearance of remote unit type R-265.

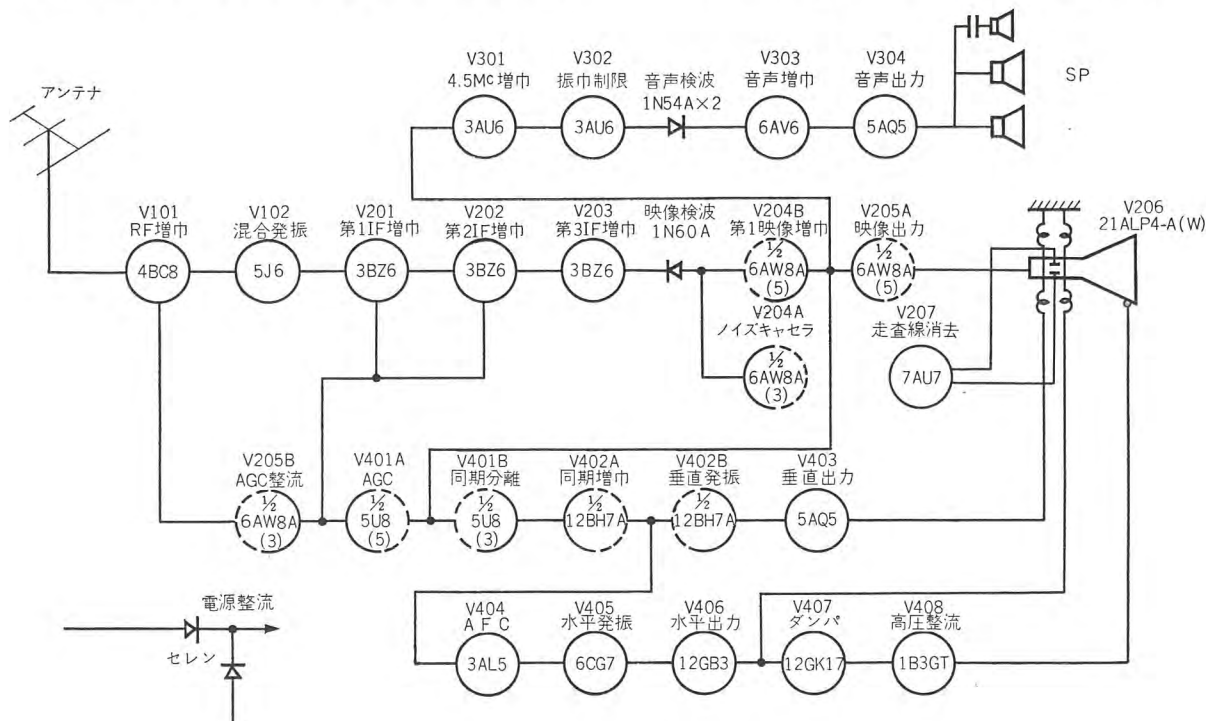


図 3.14 三菱テレビ 21K-680 形のブロックダイアグラム
Fig. 3.14 Circuit diagram of type 21K-680 TV.

d. 遅延キード AGC

e. ノイズキャンセラの採用

f. 隣接チャンネル映像ならびに音声トラップ付

g. 平衡形のこぎり歯状波 AFC の採用

h. レコードプレーヤ, FM チューナ接続可能

などである。回路説明は筆者らの一人が先に、これらの a~c, h を除いた本機の基本になっている三菱テレビ 14 T-590⁽⁹⁾ 形について述べたので省略するが、本機の仕様および性能は次のとおりである。

電 源	100 V (90 V および 110 V タップ付), 50/60 c/s
消 費 電 力	170 W
ブ ラ ウ ン 管	21 ALP 4 A(W)
使 用 真 空 管	20球とセレン整流器 2 組
チ ュ ー ナ	12チャンネル, ターレット形, カスコード増巾
微細調整範囲	最小 1 Mc, 最大 3 Mc
ス ピ ー カ	P-84 形, 20 cm フリーエッジパーマネントダイナミック 2 個 TW-25 形, 5 cm パーマネントダイナミック 1 個
映像中間周波数	26.75 Mc
音声中間周波数	22.25 Mc
A F C	ディレイドキード方式
A G C	のこぎり歯状波形方式
低 周 波 出 力	無歪 1.8 W, 最大 2.5 W
外 形 寸 法	巾 766, 高さ 1,015, 奥行 600mm
重 量	パッキングケース込 75 kg

4. む す び

以上, 最近の技術的な 2, 3 の問題点と, これらを採

り入れた最近の三菱テレビジョン受像機を紹介したが, 各形とも非常に好評をもって迎えられたことはわれわれのもっとも喜びとするところである。

紙面の都合で割愛したが, 水平偏向回路, チューナ局部発振回路からの不要輻射軽減の問題, 視覚心理を応用した映像増巾段における波形変換の問題, 受像機内部で発生する. ビート妨害軽減, NTSC 方式カラー電波受像時に起る 920 kc ビート妨害軽減諸対策 などがあるが, なんらかの機会に紹介したい。

しかし, テレビジョン受像機は年々進歩しとどまる所を知らない. とくに最近品質が一応安定の域に達しつつあるのでより使いやすい, より便利な受像機の出現と, 価格の低減が大きくクローズアップされてきた. これら多岐にわたる高度の技術と, たゆまざる研究によって初めて完成されるもので, われわれはより画期的な三菱テレビを市場に送りたいと考えている。

終りに臨み三菱テレビの設計, 製作に日夜ご協力をいただいている関係各位をはじめ, リモコン用モータの設計, 製作にご尽力を賜った当社名古屋製作所の関係各位に厚く感謝の意を表する。

参 考 文 献

- (1) Wobbled Scanning with a New CRT RADIO & TV NEWS., Aug. (1957)
- (2) High Definition on 405 Lines better Resolution given by Synchronous Spot wobble WIRELESS WORLD., June (1957), p. 254~255.
- (3) A. Van Wheel: Phase Linear TV Receivers Phillips Research Reports., Aug. (1955)
- (4) 吉岡: 受像機の中間周波増巾器の過渡特性とその改善テレビジョン学会誌, 1958 年 9 月.
- (5) 杉多, 武居: 最近の三菱テレビジョン受像機「三菱電機」31, 無線機特集, (1957) 7

三菱カラーテレビジョン受像機

無線機製作所 杉 多重雄*・植 竹 勝 人**

Mitsubishi Color TV Receivers

Electronics Works Shigeo SUGITA・Katsuto UETAKE

TV age is coming earlier than anticipation. It was not a decade ago when the idea of opening a commercial broadcasting of TV aroused controversy as too premature in this country. Now who would deny the new epoch brought about with this new tool of civilization? Likewise, the color TV is on the threshold of diffusion, though there lies a rocky road ahead. Mitsubishi has taken up NTSC system and has completed recently a color TV receiver type 21CT810 of this system. However, the study on other color TV system is going on somewhere and it will be some time before the final decision is made to set a foot on the commencement of this new broadcasting.

1. ま え が き

昭和 28 年春、わが国において正式に白黒テレビジョンの放送が開始されて以来、はや 6 年を経過した。

この間の、テレビの普及発展ぶりは電化ブーム、テレビブームと騒がれているようにまさにすばらしいものであり、その数すでに 200 万台をはるかに突破したといわれている。この発展を見た今、正式放送を開始することの可否について論議のやかましかった昭和 27 年当時のことを回想し、カラーテレビの正式放送の是非についてふたたび論争のうずの中にある現在を思いあわせると感慨深いものがある。

2. カラーテレビ現在までの過程

遠くの情報を的確に知りたいというのは人間の根強い欲望であるが“的確”に知るということを科学的に言えば時間的に同時に視覚・聴覚・嗅覚・触覚・味覚的に相手の事象を感じとることである。このいわゆる 5 感の中でもっとも多くの情報量をもっているのが視覚・聴覚であってこの二つで事象のもつ情報量の 80% は表現できるであろう。われわれは始め聴覚に訴える電信・電話・ラジオなどによって遠くの情報を知り得ていたがテレビが完成されて視覚・聴覚により情報をうるができるようになった。しかし視覚のほうは色彩と明暗を感じうる人間の目に対し、明暗の情報だけしか伝送され

ておらず、いい換えれば聴覚と視覚の半分に対し情報を送り得ていたに過ぎない。このため早くから残りの色彩を伝送したい欲望は強く、種々研究されてきたが音と明暗の情報はそれぞれ一つの電気量に変換できるが、あらゆる色を送るためには 3 原色として知られているように少なくとも三つの電気信号が必要であり、この送るべき電気信号が増加することと、三つに分解されて送られてきた情報を合成して一つの色にまとめるのに非常な困難があり、人類の一つの夢はなかなか実現しなかったわけである。

カラーテレビの方式として 1950 年、アメリカにおいてコロムビア会社が実用化した CBS 方式が世界最初の商業カラーテレビとして放送を始めたが受像管の前で送像側と同期して三色円板を回す半機械的な方法であったため、あまり普及を見ず、その後各メーカの協同研究組織である NTSC (National Television System Committee) が実用化した純電気式ないわゆる NTSC 方式がアメリカ連邦通信委員会 (FCC) により正式に標準方式として認められ、1953 年以来商業放送を行なっている。現在約 45 万台のセットが普及したと伝えられており、そのカーブは最近に至って上昇し始めた由である。NTSC 方式については後記参考文献に詳しい。

世界各国とも、研究の基本はこの NTSC 方式にあるようであり、わが国においても白黒テレビが技術的に一応完成した昨今、つぎのカラーテレビの時代に備えて急

* 商品製造部技術課長 ** 商品製造部

速に研究を進める必要性が生じ、このため 1957 年夏 NHK に UHF 帯による NTSC 方式の試験電波発射が許可されたのに引き続き、同年 12 月には白黒テレビのチャンネルで NTSC の実験放送することが NHK, NTV 2 局に許可され、1959 年 2 月には KRT にも許可が下りて現在東京では第 3, 第 4, 第 6 の三つのチャンネルで毎日約 1 時間の電波が発射されている状態である。この間官民合同のカラーテレビ調査会が結成され、ここで種々の検討を続けてきたが、わが国でも今すぐ NTSC 方式で放送を開始すべきだとする声と、CCIR で現在努力が続けられているように世界統一方式の決定、さらには NTSC よりすぐれた方式の出現を待つべきだとする声が入り乱れており、カラーテレビ正式放送開始の時期は判然としないが、本年 4 月には NTSC の試験電波にスポンサをつけることが許可されたりして一般にはこれが日本でも標準方式に決定され、近い将来正式放送が開始されるような印象を与えている。

上述のような事情にかんがみ、国内各メーカも送受機器の研究開発に鋭意努力しているが、当社においても数年前よりこれらの研究開発を始め、本年にはいろいろな成果を上げた。ここでは最近完成した NTSC 方式の受像機 21CT810 形についてその概要を述べる。

3. カラーテレビ研究用信号源

カラーテレビ受像機の研究にはカラーテレビ電波が必要であることは言をまたないが、このため当社無線機製作所内に NTSC 方式のカラーテレビ信号源が設備された。これからはカラーバー、カラスライド、16ミリカラー映画の各信号が得られる。その他カラーテレビ研究に必要な各測定器も設備された。図 3.1 はこの構成の概要である。

4. 三菱カラーテレビ受像機 21CT810 形

4.1 外観、機構

本機の外観を図 4.1 に示す。キャビネットは全木製であり、付属の台とともにセミコンソール形式になっている。スピーカは 23 cm×12 cm の大形だ円スピーカをウーファとし、5 cm のトゥイータとともに前面に取付けて音声の高忠実度再生を図っている。ツマミ類は向って右側面にツマミ箱を沈めて取付け、図 4.2 に示すとおり 10 個の調整ツマミを収容した。このため外観は非常に簡潔で落ち着いた優雅な感じとなった。チャンネルインジケータは図 4.1 に見られるとおり、前わく上部に 1 から 12 までの数字を彫刻した文字板をはめ、この中に 12 個のパイロットランプを設けてチャンネル切換えと同時に、エレベータ指示板のように、数字の点滅によってチャンネルを指示する式のものとした。

このため複雑な機構が不要となり、かつ鮮明な指示効

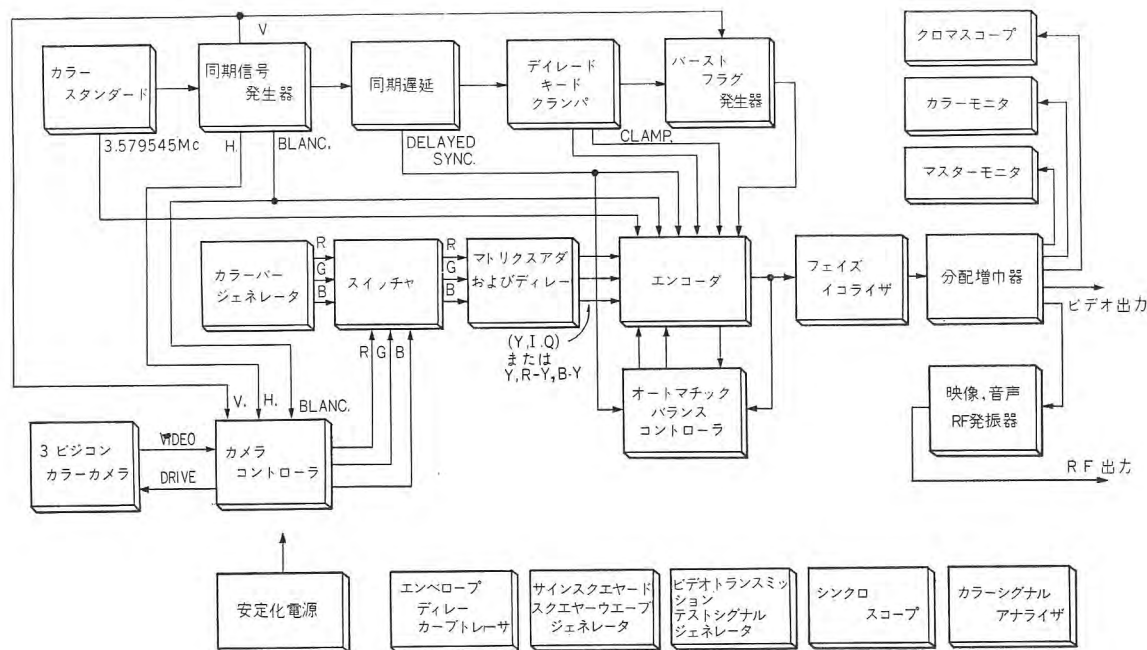


図 3.1 カラーテレビ信号源構成図

Fig. 3.1 Schematic diagram of color TV signal source.

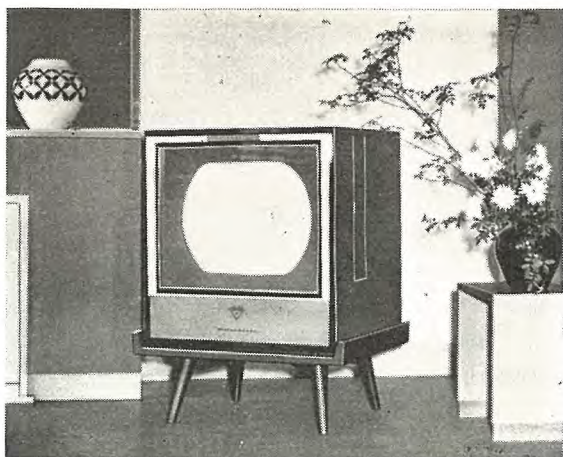


図 4.1 21CT810 形外観

Fig. 4.1 External appearance of type 21CT810.

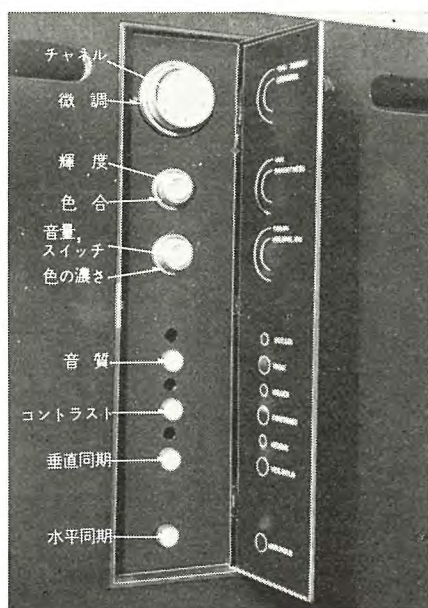


図 4.2 調整ツマミ

Fig. 4.2 Adjusting knob.

果が得られる。パイロットランプの交換は前から容易にできるような構造となっている。

カラー3色受像管は21形の場合20~25 kVの高アノード電圧をかけているため、白黒受像機よりさらに静電集じん作用によるスクリーンのよごれがひどい。カラーテレビ受像機が当初、街頭用や営業用に使用されるものと考えとなおさらである。このため簡単に清掃できるように三菱テレビの特長となっている前面から簡単に前わくとガラスが取はずせる構造にしてサービスの便を図った。

ダイナミックコンバーゼンスの調整はセットが大形のため、とくにやりにくいものであるが本機ではコンバーゼンスシャーシを左側面に設置し、キャビネットのふたをあけて前から画面を見ながらできるようにした。これ

三菱カラーテレビジョン受像機・杉多・植竹

は今のシャドウマスク式受像管を使用する限り絶対必要な配慮であろう。とくにコイルコアはスライド式として調整が迅速にできるようにした。

カラーテレビ受像機では受像管が大きくて重い上、偏向ヨークも大形で重いので受像管の保持機構には十分意を用いなくてはならない。図4.3は本機の受像管保持機構を示している。偏向ヨークはセルフサポート式とし、保持機構は受像管スクリーンとキャビネットマスクの寸法合わせが量産過程において簡単にできるようにとくに意を用いた。

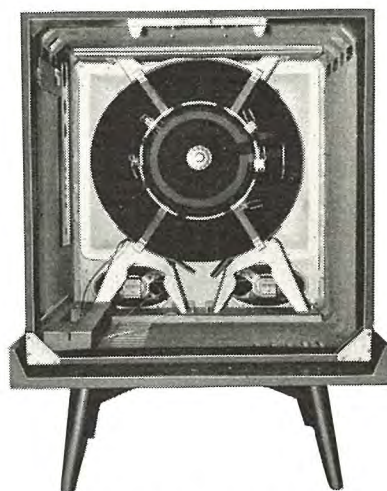


図 4.3 受像管保持機構

Fig. 4.3 Picture tube supporting mechanism.

シャーシは右側面に縦に取付ける式とし、ガイドレールで出し入れが簡単かつ軽くできるように配慮されている。また電源トランスが重いので補強を十分にして輸送の安全を図った。

キャビネット・裏板・シャーシは内部温度傾斜がもっとも小さくなるよう、実験的に、効果的な通風孔を設け、温度上昇による動作点変動と寿命劣化を防いで性能の安定化をねらった。

セットが大形である場合はとくにサービスの便を考えなくてはならないが、本機では内部の接続にすべてコネクタを用いて各重量を平均的に細分してその便を図った。

4.2 電気回路

本機のブロックダイアグラムを図4.4に示す。電気的設計においてとくに考えなくてはならない点は(1)性能の安定化、(2)コストの低減ということである。性能の安定化のために考えるべき点は電源変動に対する安定

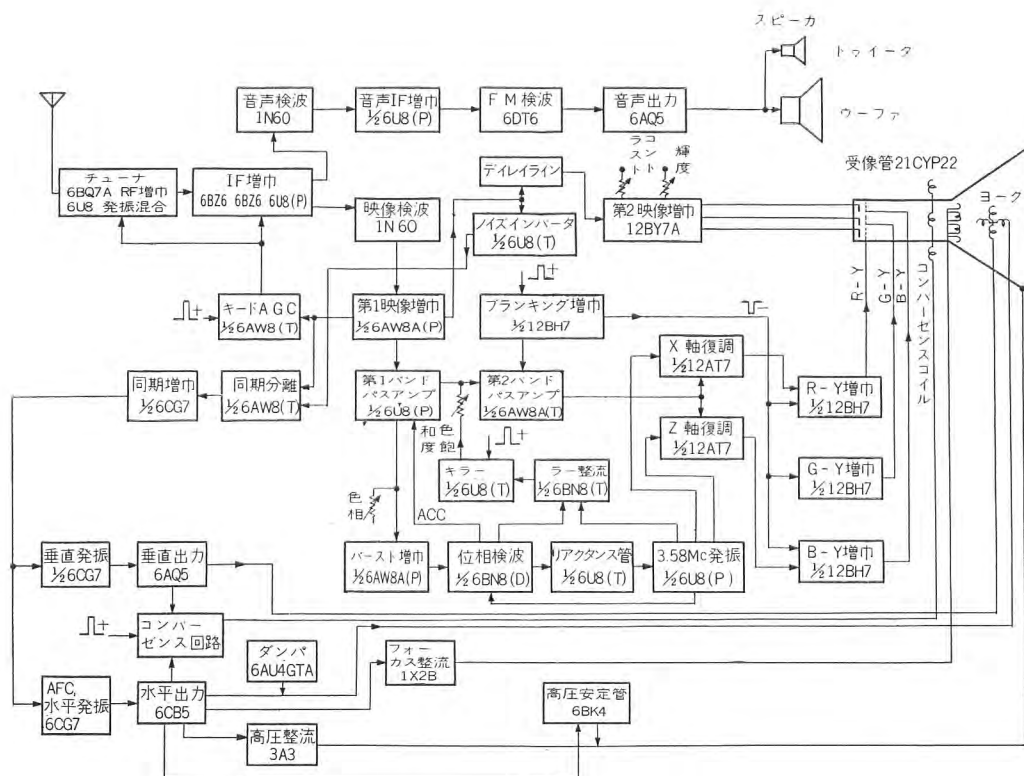


図 4.4 21CT810 形ブロックダイアグラム
Fig. 4.4 Block diagram of type 21CT810.

性と電源非同期方式にもとづく揺れの除去および温度変化によるもの、経年変化によるもの、妨害磁界によるものなどに大別される。

電源変動に対しては各部の動作点をなるべく直線部分の中央に乗せ、あるいはその傾斜を逆に組合わせるなどを配慮する以外にコスト上適当な方法がないが、電源非同期対策のほうはコストの面から慎重に考えなくてはならない点である。すなわち現在ではセットの消費電力がかなり大きく、白黒受像機の 130~180 W に対し 400 W 程度となっているため、電源非同期対策が非常にむずかしくなっているため極力消費電力を少なくしなくてはならない。このための手段としてはトランスレスにすること、複合管を多く使用してヒータ電力を少なくすることなどが容易に考えられるがトランスレスにするとヒータのためのリーケージフラックスは少なくできるが、必要な B 電圧をうるのがめんどろであるという欠点があり、またヒータのほうも球数が多いので電圧のとり方がむずかしい。

複合管を多く用い整流管も半導体整流器に置き換えるヒータ電力節約法は、大きな電力節約はできないまでもかなり効果的な方法であり本機ではこの方法を使った。このことは電源非同期の安定性を増す手段であると同時に

に、コストにも多大の影響があり、セットのラインアップもこの点で大いに左右されることになる。トランスレス電源の例としてウェスチングハウス社のカラーテレビ受像機に使用されている回路を図 4.5 に示しておく。

温度変化に対する安定性は白黒テレビでも重要であるがカラーの場合には後述するようにチューナの局発周波数変動が色を変化させたり、あるいはコンバーゼンスを乱したりするためとくに重要であり、さらに前述のように消費電力が大きいためワックスの溶解やケミコン、半導体に対する悪影響また偏向ヨークの抵抗変化で映像の大きさが変化するなど、性能安定化のための重要な要素の一つである。

経年変化（劣化）に対してはカラー受像機が高価であるということからメーカーとしては白黒受像機より厳格に考えなくてはならない。

妨害磁界の影響には地磁気の影響も含むがカラー受像管を磁気シールドするのがいちばんよい。

本機の大体の電氣的定格を列挙すると次のようになる。

- | | |
|----------------|------------|
| (1) 消費電力 | 350 VA |
| (2) 受信周波数 | 1~12 チャンネル |
| (3) 映像搬送波中間周波数 | 26.75 Mc |

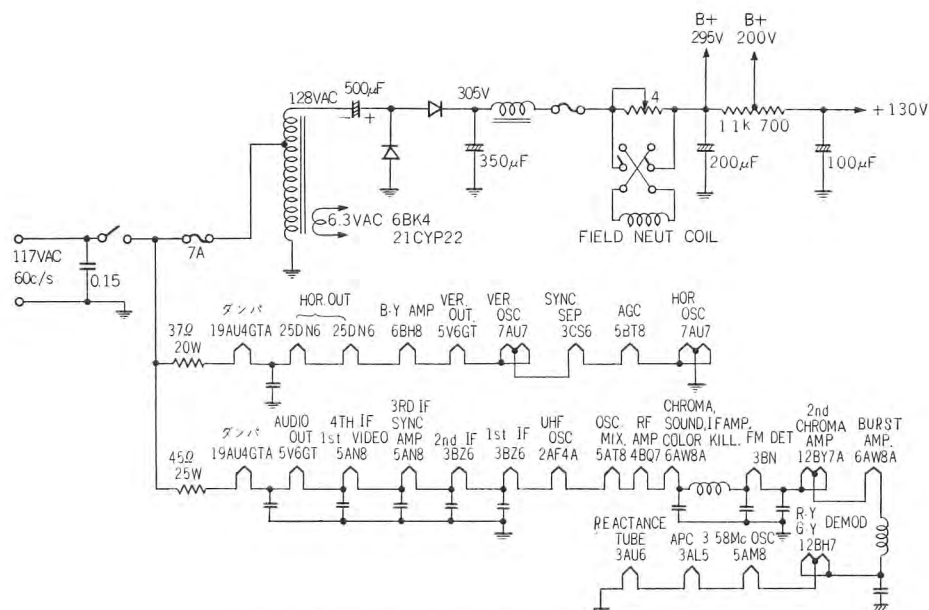


図 4.5 ウェスチングハウス社カラーテレビ電源部
Fig. 4.5 Westinghouse color TV signal source.

- | | | | |
|-----------------|---|---------------------------|---|
| (4) クロミナンス中間周波数 | 23.17 Mc | g. クロマ信号帯域巾 | 1 Mc (P-P) |
| (5) 音声搬送波中間周波数 | 22.25 Mc | h. アンテナ映像感度 | 100 μ V 以上 (6 db S/N) |
| (6) 受像管 | 21CYP22 | i. 高圧 | 22 kV |
| (7) コンバーゼンス方式 | DC……永久磁石
ダイナミック……左右独
立式 | j. コンバーゼンス | 全画面にて 2 mm 以内 |
| (8) クロマ同期安定方式 | 位相検波, リアクタンス
管式 | k. 解像度 | 250 本以上 |
| (9) AGC 方式 | 遅延キード AGC | l. 同期引込み範囲 | 水平 300 c/s 以上
垂直 14 c/s 以上 |
| (10) AFC 方式 | パルス巾 AFC | m. 色同期引込み範囲 | ± 300 c/s |
| (11) 付属回路 | ACC (自動クロマコン
ロール)
音質調整
外部スピーカ端子 | n. ヒュー変化変囲 | 100 度 |
| (12) クロマ復調軸 | X, Z 軸 | (15) 重 量 | 80 kg (台を除く) |
| (13) 真空管 | 25 球 (CRT を除く)
シリコン整流器 $\times 2$
ゲルマニウムダイオード
$\times 3$ | (16) 大きさ | 710(W) \times 733(H) \times 650(D) |
| (14) 性 能 | | 以下各回路のうちとくに変ったものについて説明する。 | |
| a. 音声出力 | 1.8 W (無歪) | (1) チューナ | チューナは機構的には白黒のものと同一セルフクリーン付のものを用いたが、帯域を嚴重にとったのと、ミキサと第 1 IF 増巾管の間にパイファイラ T トラップがはいっているのでミキサに三極管を使用すると等価インピーダンスが低くなりトラップ効果に悪影響を及ぼすため五極三極管 6U8 の五極管部を使用したこと、温度と電圧変化による局発周波数変動を極力補正した点が異なっている。 |
| b. 電氣的忠実度 | 80 \sim 8,000 c/s (-3 db) | (2) 映像 IF 増巾段 | IF 増巾器はセミリモートカットオフの 6BZ6 2 段と 6U8 の五極管部による 3 段 4 回路のスタガ方式である。 |
| c. FM/AM 比 | 35 db (10 k μ V にて) | | |
| d. FM 検波帯域巾 | ± 50 kc | | |
| e. 映像 IF 段帯域巾 | 3.6 Mc (-6 db) | | |
| f. 輝度信号帯域巾 | 3.2 Mc (-3 db) | | |

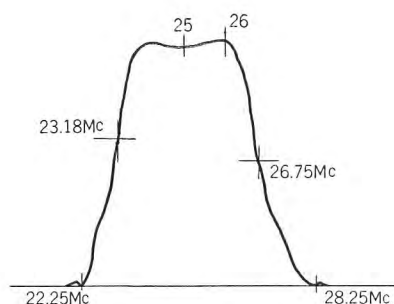


図 4.6 映像 IF レスポンス
Fig. 4.6 Image IF response.

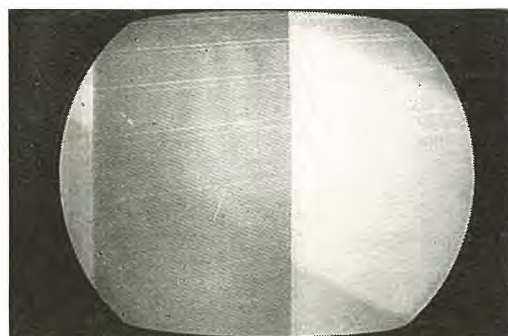
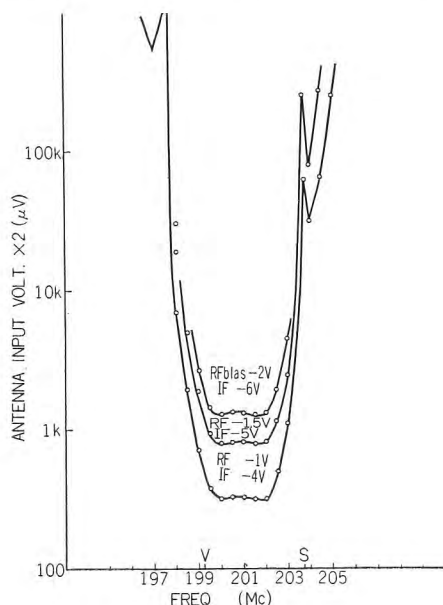


図 4.7 920 kc ビート
Fig. 4.7 920 kc beat.

クロミナンス復調軸に I, Q でなく X, Z を使用したので帯域巾は図 4.6 のようにクロマ中間周波を 6 db 下がった点におき、映像中間周波との間を 3.58 Mc とした。このようにクロマ中間周波を 6 db ダウンの点にとると 3.58 Mc を中心としたクロミナンス信号の側帯波のうち、高いほうが低いほうに対しより多くの減衰を受けるが、これは映像増巾器によって補償できるので、増巾段が少



映像検波点出力 1V const. にて測定

図 4.8 総合選択度特性
Fig. 4.8 Collective selectivity characteristic.

なくて済みかつ帯域のとりやすい点でこの回路は有利である。

カラーテレビではクロミナンスと音声の搬送波間で図 4.7 のような 920 kc のビートを生じ映像に大きな障害を与えるのでこのビートをとるため、一般に中間周波段にトラップを入れて音声搬送波を極力減衰させるようにしている。これにはバイファイラ T トラップを使用するのが効果的であり本機では音声搬送波中間周波と隣接映像搬送波中間周波のトラップにバイファイラ T を用い、音声に対してはさらに M 結合の吸収形トラップを付加していっそうの減衰を与えた。図 4.8 は本機の映像検波器までの総合帯域特性の実測例で、音声に対しては -52 db, 隣接映像に対しては -75 db の減衰を得ている。クロマ中間周波が前述のように急しゅんなスロープの中間に乗っているためこの位置を正しく調整することは重要であり、これが変動すると色の飽和度と帯域を変化させてカラー受像機の安定度をおかす大きな原因ともなりかねないからチューナの局発周波数漂動は極力押えなくてはならない。本機ではとくにこの点に留意し好結果を得ている。

またカラー受像機では IF レスポンスの両側スロープに映像と、色の重要な搬送波をもっているため、帯域特性はとくに厳重にとらなくてはならない。帯域をとるには (帯域巾 $4f$ /中心周波数 f) を小さくするほうが楽であり米国のように IF として 40 Mc 帯を使用したほうが設計上楽であるが、輸出用は別として国内向けのセットでは 40Mc 帯を使用するとテレビチャンネル内にイメージがはいってくるのと、そのバンドがなんら保護されていないために決定的な破滅を招く恐れがあって使用しないほうがよい。本機ではこの点を考え、白黒と同じ中間周波数を使用した。帯域特性は図 4.8 のように好結果が得られ、

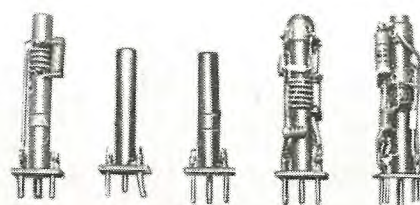


図 4.9 中間周波トランス

Fig. 4.9 Intermediate frequency transformers.

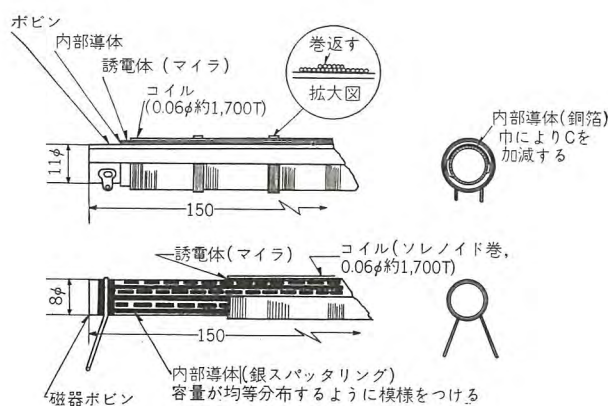


図 4.10 ディレイラインの構造

Fig. 4.10 Construction of delay line.

受像試験でも安定である。

インターキャリヤ音声の 4.5 Mc は白黒受像機では映像検波器で発生する 4.5 Mc を使用しているがカラーでは上述の 920 kc のビートを防ぐ意味から IF 増巾終段管プレートに専用の検波器を設けて取り出している。映像、音声検波ともゲルマニウムダイオードを使用したダイオードは真空管に比べ非直線部のため高調波放射が多くビート妨害を受けやすい。このため本機ではこれら関係部品をすべてシールドケースに收容した。図 4.10 にこれら部品を示す。

(3) 映像検波，増巾部

映像検波には 1N60A を使用し，この出力を第 1 段目の映像増巾器 6AW8 の五極管部にブートストラップ方式で結合した。映像増巾管は 6AW8 の五極管部と 12BY7A の 2 段であり，明度信号は第 1 段目のカソード

から取り出しディレイラインを通して 12BY7A に加えている。第 1 段目の周波数特性はカソードのパスコンによりハイブーストを行ない IF 段の特性を補正し，第 2 段目と合わせて 3 db ダウンの点までで 3.2 Mc の周波数特性をもたせた。

ディレイラインの遅延時間は $0.7 \mu\text{sec}$ にとり，特性インピーダンスは $1.8 \text{ k}\Omega$ である。必要な遅延時間は計算で求めることもできるがカラーバーを用いて実験的に求めたほうが早道である。短い線路で大きな遅延をうるために種々な線路形体が考えられているが，現在カラーテレビ受像機に実用されている形式にはキャパシタンスを極力均等分布させる形式のものと，インダクタンスを適当な位置に装荷させる式のものと 2 種類ある。われわれが検討したところでは前者のほうがよい特性が得られるが，キャパシタンスを均等分布させるのには特殊技術が必要で量産しない時には使いにくい。後者は巻線工作に多少時間を要するが構造が簡単なので本機にはこの形のディレイラインを使用した。図 4.10 はディレイラインの 2 形式の構造を示すものであり図 4.11 は本機に使用したディレイラインにく形波を加えた時の送端，受端の波形である。規格としては立上がり $0.2 \mu\text{sec}$ 以内，プリシュート巾 $0.1 \mu\text{sec}$ 以内をとった。クロミナンス信号は第 1 段目のプレートから取り出しバンドパスアンプに導かれている。

(4) クロミナンス回路

色信号復調軸を X, Z ととったので色信号増巾器帯域

巾は 3.58 Mc を中心に 1 Mc とした。第 1 段目の映像増巾器出力は第 1, 第 2 段の色信号帯域増巾器で増巾され X, Z 復調器に加えられる。X, Z 復調器は図 4.12 に示すように 2 本の三極管を使用しカソード側に X, Z 軸の位相とその後のマトリクスを簡単にするために必要な振巾をもった 3.579545 Mc の CW 信号が加えられている。それぞれのプレートには増巾された X, Z 信号が発生するがこれを次の 3 本の三極管を使ったマトリクスに注入する。このマトリクスは共通カソード抵抗形のもので X, Z 軸復調の際それぞれの復調器に加える CW 信号振巾を適当な大きさにとっておくことにより図のように簡素化されてマトリクスとしての調整は不要となり動作も

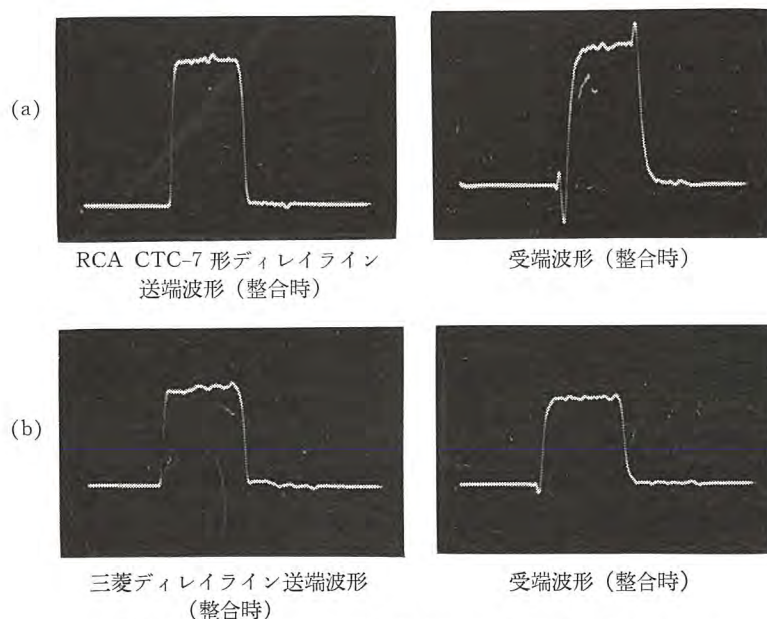


図 4.11 ディレイラインの特性 (く形波巾はいずれも $1.6 \mu\text{sec}$)

Fig. 4.11 Characteristic of delay line.

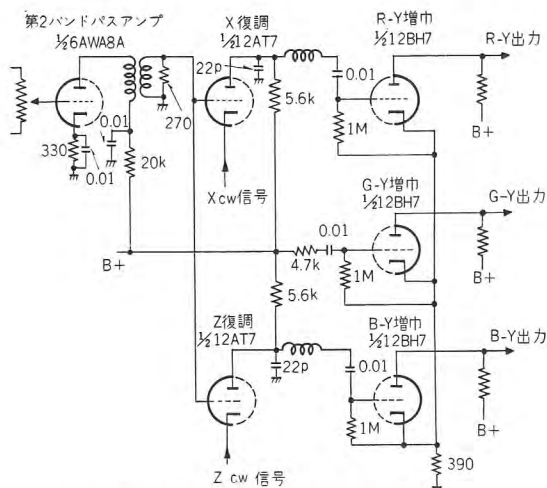


図 4.12 (a) 復調器およびマトリクス
Fig. 4.12 (a) Demodulator and matrix.

まったく安定である。

X, Z 軸を用いた狭帯域形と I, Q 軸の広帯域形のカラー映像を比較した場合、明るい鮮細な光景でも受像しない限り普通のスタジオ内の映像などではその差はほとんどなく、このことはカラー調査会でわれわれが実験した結果からも明らかなので一般向けカラー受像機には経済的な格好なものであろう。

カラー AFPC は第 1 色信号増幅増巾器のプレート側出力の一部をとり出し、バースト増巾器で増巾した後 6BN8 の双二極管部で 3, 58 Mc の局発信号と位相検波して差の出力を取り出し、リアクタンス管で発振器を制御する基本的な回路を採用した。

インジェクションロック式と比較すると非常に同期力は強く、いかなる条件のもとでも色同期がはずれるということを経験していない。

位相検波器の負側出力を利用し第 1 色信号増幅増巾器グリッドのアース側から注入して自動クロマコントロール (ACC) を行なった。また同じように第 2 色信号増幅増巾器グリッドのアース側からカラーキラー電圧を注入して白黒電波の受像中、画面に不正な色の現われるのを防いでいる。

この回路の設計にあたってとくに考慮した点はカラーミスが起らないこと、色の飽和度がスムーズに調整でき、しかも飽和度が深くできること、クロスモジュレーションその他雑音が少なくなること、色同期の強いことなどであった。第 1 の問題はチューナの局発周波数が多少ずれても総合帯域特性を適切にしてバースト出力が十分取れるようにすることにより、第 2, 第 3 の問題はクロマ増幅増巾器の出力配分を適切に加減することにより、第 4 の問題はリアクタンス管式の AFPC を採用することによ

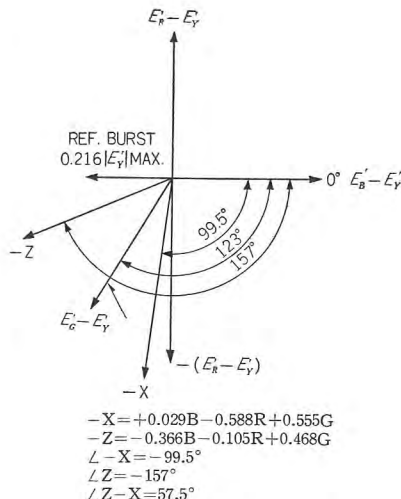


図 4.12 (b) X, Z 軸
Fig. 4.12 (b) X, Z shaft.

垂直発振器にはインターレースと同期保持力をよくするため、ブロッキング発振器を採用した。垂直出力管はビーム管 6AQ5 に負帰還をして使用している。出力トランスは後に述べるコンバーゼンス用に垂直周波数のパラボリック波形の電流が必要なので別巻線を設けて 60 c/s のパルスを取り出している。また出力管カソードには 2 mH のインダクタンスを挿入しその両端に発する脈流をコンバーゼンス波形の補正に利用している。

カラー受像管で画面位置調整をするには白黒受像機のセンタリングマグネットのようなものは磁界を乱し、3

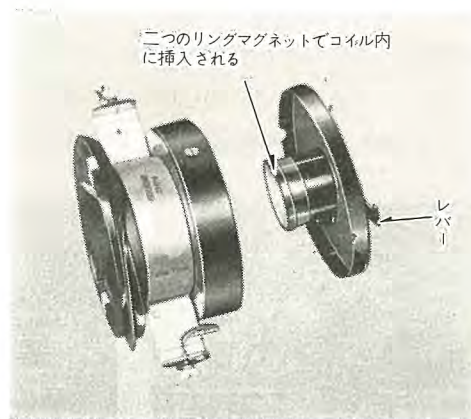


図 4.13 センタリングマグネットを使用した偏向ヨーク
Fig. 4.13 Deflection yoke using a centering magnet.

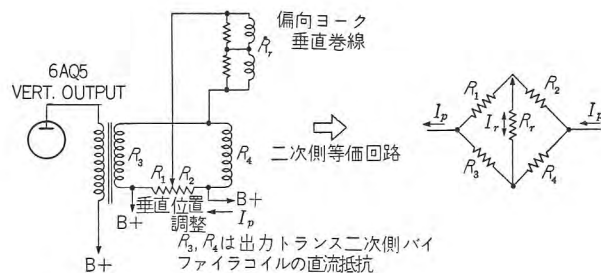


図 4.14 垂直出力回路
Fig. 4.14 Vertical output circuit.

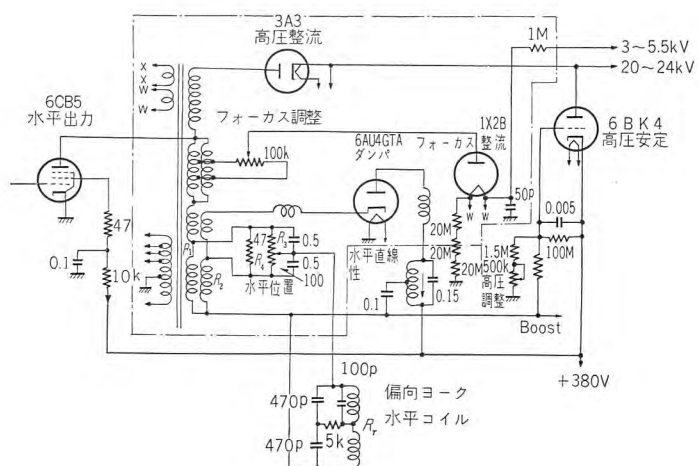


図 4.15 水平出力, 高圧回路

Fig. 4.15 Horizontal output high voltage circuit.

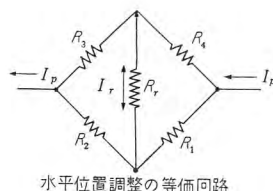
本のビームに作用して色を変化させてしまうため使用できない。強いて永久磁力を使用したければ3本のビームの相対位置を乱さないような点、たとえば偏向ヨークの偏向中心点にセンタリングマグネットを設置すればよいがヨーク径が大きくなって偏向能率を落したり、絶縁上にも問題があるのでやっかいである。図 4.13 は永久磁石を使用した例である。

本機では偏向ヨークに直流を流し、その直流磁界で画面位置を調整するようにした。このため出力トランスの一次側をバイファイラに巻き図 4.14 のようにブリッジに組んで可変抵抗器により位置調整をする。この方法は永久磁石式よりトランス巻線がめんどうであるが垂直、水平各単独に、しかもスムーズに調整できる利点がある。

水平偏向回路についても同様であり図 4.15 に水平出力、高圧回路を示した。AFC はパルス巾 AFC とし、出力管は 6CB5、ダンパは 6AU4 GTA を使用した。フライバックトランスは図 4.16 に示すように大形になり、高圧回路の絶縁度の向上と保守の便、危険性防止を考慮して図 4.15 の点線で囲んだものを一つの部品としてブロック化した。偏向出力、高圧とも大きいのでトランスの処理には十分気を配り、ワックスには耐熱性と耐コロナ性のよい独特のものを使用している。



図 4.16 フライバックトランス
Fig. 4.16 Fly-back transformer.



水平位置調整の等価回路

ックトランスにタップを設け、高圧パルスを取り出し、1X2B で整流してフォーカス電極に加えている。またフライバックトランスには垂直トランスの場合と同様、コンバーゼンス用パル

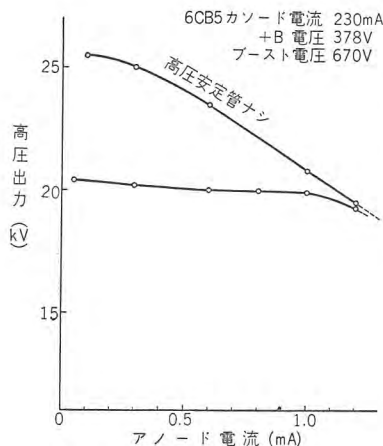


図 4.17 高圧負荷特性

Fig. 4.17 High voltage load characteristic.

高圧は本機では 1mA のアノード電流をとった時 20 kV になるように設計した。この時水平出力管のカソード電流は 230 mA となる。図 4.17 は高圧負荷特性を示すものでレギュレータ管の働きがよくわかる。

カラー受像管にはフォーカス電極に対し、3~5 kV の電圧を加えなくてはならないのでフライバ

ックトランスにタップを設け、高圧パルスを取り出し、1X2B で整流してフォーカス電極に加えている。またフライバックトランスには垂直トランスの場合と同様、コンバーゼンス用パル

スをとり出すための巻線が設けられている。

(7) コンバーゼンス回路

三電子銃シャドウマスク式受像管では電子ビーム偏向点に対し、フェースプレートが球面でなく平面に近いのでフェース上の各点までの距離

が異なり、3本のビームを画面中心でうまくシャドウマスクの穴に収れんさせたとしても周囲では各色がバラバラにずれてくる。これを補正するためには走査中の各ビームの収れん点を画面の端に行くに従い、パラボリックにずらせてやればよい。すなわちビームが画面の端に近づくに従って偏向点からシャドウマスクまでの距離が遠くなるがその時でもシャドウマスクの穴のところちょうど3本のビームが収れんするようにしてやるのである。このことをダイナミックコンバーゼンスをとるといい、受像管の電子銃内にあるコンバーゼンス電極の外側に図 4.18, 4.19 に示すコンバーゼンスコイルを取付け、このコイルに前述の垂直、水平各トランスから得たパルス電圧を加えてパラボリック波形の電流を流し、その磁

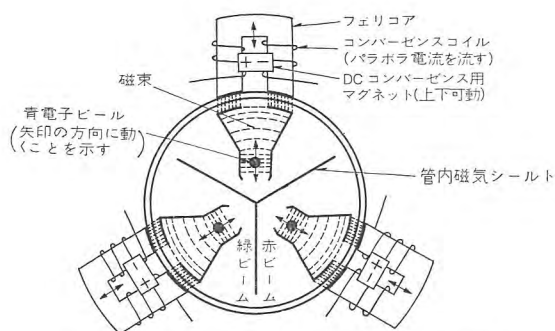


図 4.18 コンバーゼンスアセンブリ説明図
(ベース側より見たところ)

Fig. 4.18 Descriptive drawing of Convergence assembly.

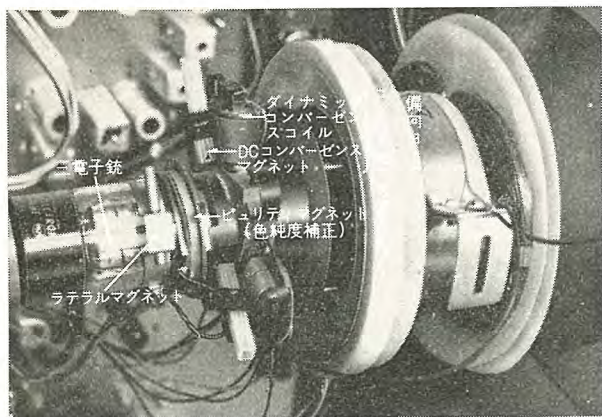


図 4.19 受像管に取付ける部品

Fig. 4.19 Component parts to be mounted on picture tube.

界でビームの収れん点をずらせてやるわけである。

また受像管の組立には誤差がつきまとうから中心でも3本のビームがうまく収れんするとはかぎらない。これを補正するため、同じ位置に可動の永久磁石を設けてこれにより中心部の収れんをとってやる。これをDCコンバーゼンスとっている。しかしDCコンバーゼンスは図4.18からもうかがえるように3本のビームを軸に対し放射方向に動かす3個の永久磁石だけではだめでビームを水平方向に動かすためのもう一つの自由度が必要であるが図4.20に示すブルーラテラルマグネットにより3本のビームを図のように横方向に動かせるようにして結局四つの可動磁石で中心の収れんをとっている。

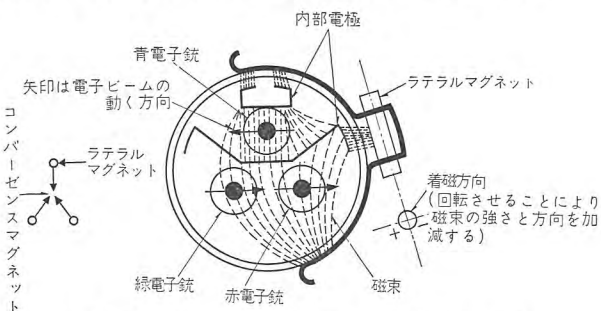


図 4.20 ラテラルマグネット説明図 (ベースのほうより見たところ)

Fig. 4.20 Descriptive drawing of lateral magnet.

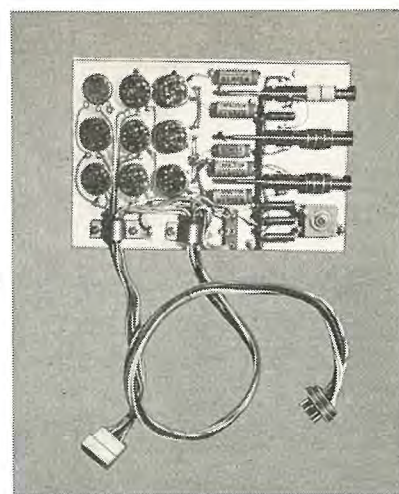


図 4.21 コンバーゼンスシャーシ

Fig. 4.21 Convergence chassis.

図4.21は本機に使用したコンバーゼンスシャーシであり、この回路内の L, R, C に垂直、水平のパルスを加えて適当な大きさと波形をもったパラボラ波形の電流をコンバーゼンスコイルに流し込んでやる。コンバーゼンスをとるのはなかなかやっかいであるがこれは画面の一方を調整すると他方も動いてしまい、両方をバランスさせることがむずかしいからである。本機ではセレン整流器を使用し、左右単独に調整できるようにした。NTSC方式の最大の特徴は白黒放送とのコンパチビリティであるわけであるがカラーテレビ受像機でいちばん問題になるであろうと思われるのは白黒電波を受像した時のコンバーゼンスの良否であろう。とくに日本人が神経質であることを考えると白黒映像の色割れなどは許されまい。このことから本機ではとくにコンバーゼンスの改善を計り、完全調整時、画面全域で1.5 mm以内になるよう設計した。また調整後の安定性についても考慮した。ミスコンバーゼンスをなくすためには理論的にわかっていることを実現させる努力のほかに人間の目と心理作用を巧みに利用することを忘れてはならない。(表紙4は本機のコンバーゼンスの状態を示す写真である)。

(8) 色純度補正

三電子銃シャドウマスク式受像管では赤、青、緑の各電子ビームがそれぞれ相当のケイ光体を打つことが必要であり、この調整は3本のビームをいっしょに動かすことのできるピュリティーマグネット(図4.19)で行なう。外部磁界により部分的に色純度が乱された場合は図4.22に示すピンマグネットにより補正することができる。色純度は地磁気によって非常に影響を受けるがこれを防ぐには図4.23のような高導磁率材料で作られたシールド

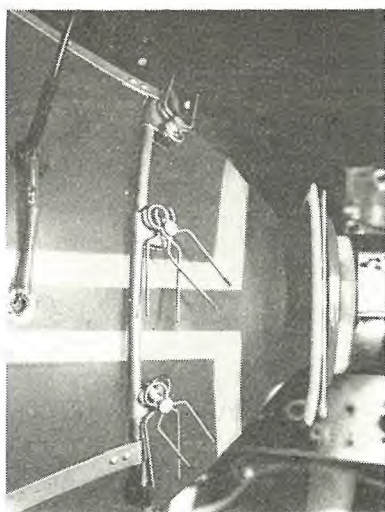


図 4.22 ピンマグネット
Fig. 4.22 Pin magnet.

を受像管にかぶせるか、キャビネットを鉄板製にすると効果がある。また調整する時セットの向き（管軸）を南北に向けてするほうが影響が少ないということも報告されている。

(9) 電 源

電源は前述したように安定度とコスト面に大きな影響をもつものであるが本機ではトランスにカットコアを使用し、特殊巻線法を施してリーケージフラックスを極力少なくし、かつ小形にし得た。整流器にはシリコンパワーダイオードを使用した。

以上 21CT810 形カラーテレビ受像機の概要を述べたが本機は東京における実験電波を試聴し、長期の実用試験を繰り返したが非常に好結果を得ている。(表紙 4 は本機の映像のカラー写真である)。

カラーテレビ受像機の設計に際し今まで気のついたこともあわせ申し述べてきたが今後、より研究を重ねてカラーテレビ放送が開始されるあかつきにはより安定で、より廉価なセットを数多く市場に出せるよう努力して行くつもりである。



図 4.23 受像管磁気シールド
Fig. 4.23 Picture tube magnetic shield.

筆をおくにあたりいろいろご尽力
いただいている渡辺部長、武居、佐
藤、瀬辺技師はじめ関係各位に厚く
御礼申し上げる次第である。

参 考 文 献

- (1) D.G. Fink: Television Engineering Handbook, The Maple Press Co. (1957)
- (2) D.G. Fink: Color Television Standards, McGraw-Hill Book Co. N. Y. (1955)
- (3) J. W. Wentworth: Color Television Engineering, McGraw-Hill Book Co. N. Y. (1955)
- (4) M. S. Kiver: Color Television Fundamentals, McGraw-Hill Book Co. N. Y. (1955)
- (5) R. G. Middleton: Servicing Color TV, Gernsback Library Inc. N. Y. (1957)
- (6) The Hazeltine Laboratory Staff, Principles of Color Television, John Wiley & Sons Inc. N. Y. (1956)
- (7) RCA Victor Television Service Clinic, The 800 Series Color Television Receiver. (1958)
- (8) RCA Victor Color Television Service Data: Model 21-CD-8775
- (9) RCA: Engineering Supplement Covering the Differences Between the RCA Color TV Chassis CTC-5 and CTC-5N. (1956)
- (10) RCA: Engineering Description of the RCA Color TV Receiver Model 21-CS-781
- (11) RCA Laboratories Division, Industry Service Laboratory Report LB-961: An Analysis of the Bifilar-T Trap Circuit
- (12) 同上 LB-959: High-level Triode Color Modulator
- (13) 同上 LB-997: High-level Triode Color Demodulator Design Considerations
- (14) 同上 LB-995: A Parabolic Tubeless Convergence Circuit for the RCA 21-inch Color Kinescope
- (15) 天然色テレビジョンの色混合装置に関する改良 特許公報 昭 33-2168
- (16) RCA Electron Tube Division Tentative Data: 21CYP 22 Color Picture Tube
- (17) J. P. Blewett, J. H. Rubel: Video Delay Lines, IRE (1947-12) p. 1580

パイルオシレータ

日本原子力研究所 更田 豊 治 郎*
 三菱原子力工業株式会社 小倉成美**・清水勝邦**・末田 昭**
 三菱電機研究所 薮原 智****・窪津繁晴****・浜岡文夫*****
 今出昭彦*****・吉江高明*****

Pile Oscillator

Japan Atomic Energy Research Institute Toyojirō FUKETA
 Mitsubishi Atomic Power Industry Co., Ltd. Shigeyoshi OGURA・Masakuni SHIMIZU
 Research Laboratory Akira SUEDA
 Satoru HAGIHARA・Shigeharu KUBOTSU・Fumio HAMAOKA
 Akihiko IMADE・Takaaki YOSHIE

A pile oscillator ordered by the Japanese Atomic Power Research Laboratory in September, 1957 to be equipped to JRR-1 was completed in February, 1958, now operating in various measurements with some improvements added to it later. The pile oscillator is a device to measure an absorption cross-section for neutron of matter, being able to find effective values of neutron spectrum in a reactor besides the value for monochromatic neutron of the absorption cross section. It is suitable to measure the absorption cross section of the construction materials of nucleas reactor. The principle of the pile oscillator has been studied and developed with the progress of the reactor since 1948. The device has been contributing in Europe and America to obtain a number of experimental data, being equipped to the reactor.

1. ま え が き

昭和 32 年 9 月に日本原子力研究所から JRR-1 (湯沸形原子炉) に装備するためのパイルオシレータの製作の注文を受け, 33 年 2 月に納入すえ付を完了した. その後若干の改良を行ない現在種々の測定に実動している.

パイルオシレータは物質の中性子に対する吸収断面積を測定する装置であり, 吸収断面積の単色中性子に対する値のほかに原子炉内の中性子スペクトルに対する有効値を知ることができるので原子炉の構成材料の吸収断面積を測定するためには適した方法である.

パイルオシレータの原理については原子炉の発展の歴史に伴って 1948 年ころから研究開発されてきており⁽¹⁾, すでに欧米の原子力の先進国ではこの装置を原子炉に装備し多くの実験データをうるのに役だててきている. 日本原子力研究所の目的はまず JRR-1 でこの装置の準備実験を行ない, その経験を足場として精度において欧米諸国に劣らないものを作りあげ, さらにそれらよりもすぐれたデータを得られるように改良研究を進めることであった.

この装置を設計するにあたっての困難は試料の振動運動や測定回路の精度であった. なにぶんにも国産 1 号機であり, 測定の原理や装置の原理図を示す文献は参考にすることができたが, 初期においては各国とも秘密扱いにしていたため文献も少なかった. ましてや測定実験を行なった経験のないわれわれには装置の精度と実験値の精度との関係が明確につかめず, どの点に重点をおくべきかの判断に迷ったので, 結局あらゆる面での精度をできるだけあげるための努力をしなければならなかった.

幸いこの装置は納入後, 日本原子力研究所の研究員によって順調に運転調整が行なわれ, 米国のブルックヘブン研究所で編集された中性子に対する断面積表⁽²⁾とほとんど同じ程度の精度で測定を行なうことができたことが第 3 回日本原子力シムポジウムで日本原子力研究所から報告されている⁽³⁾.

日本原子力研究所では原子炉の出力レベルの変動によってはいってくる誤差を補償する方法を改良することによって, さらに測定精度を上げることが可能であると考えて, 現在その改良工事中であり, その結果が期待されている.

2. パイロシレータの測定原理の概説

パイロシレータの前身は H. L. Anderson⁽⁴⁾ などによって開発されたデンジャー係数法である。臨界状態の炉に吸収断面積を測定しようとする試料を挿入し、その結果臨界以下になった炉をふたたび臨界にするために必要な制御棒の引き抜き長さによって、その試料によって生じた負の反応度を求め、それから吸収断面積を決定できるのである。原子炉の反応度は散乱断面積よりも吸収断面積によってはるかに大きな影響を受けるので、散乱断面積よりも吸収断面積のほうが小さい場合でも吸収断面積だけを測定できることがこの方法の特長になっている。

パイロシレータとしての形をとったのは 1948 年ころからであり、その後各国の原子炉に装備されている。

現在ではパイロシレータにはオーバオール式とローカル式の 2 方式があり、それぞれ特長をもっているのですが、ここではその 2 方式について測定の原理および測定方法について簡単に述べることにする。

なおわれわれの試作したものはオーバオール式とローカル式の両方式兼用を目的として、測定電子管回路は適当に回路素子を組合わせることによって両方式に使えるようになっているが、JRR-1 では炉心中に挿入された実験孔を使用できないのでさしあたりオーバオール式の測定は行なわないことにして、現在では測定試料駆動機構はローカル式だけを装備している。

(1) オーバオール式

この方式では測定しようとする試料を直接臨界状態の原子炉の炉心中に周期的に出し入れして、その時に生ずる反応度の周期的変化に基づく原子炉の出力の周期的変動を検出して、その振巾から試料の中性子に対する吸収

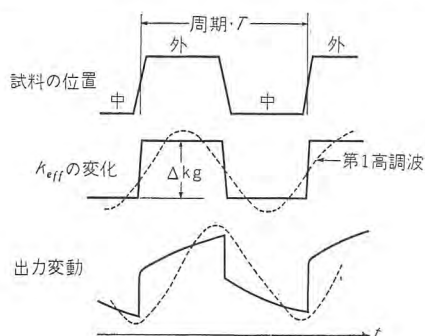


図 2.1 時間 (t) に対する 1 周期の間の試料の位置、 k_{eff} および炉出力の変化

Fig. 2.1 Position of sample during one period for time (t), k_{eff} , and change of furnace output.

断面積を測定する。この方式では試料の周期運動はステップ状であり、それに伴う反応度の変化もステップ状になり、炉の出力もそれに応じた変化を示す。(図 2.1 参照)

もし反応度の変化が $\Delta k = \Delta k_g e^{j(\omega t + \theta)}$ であるとするとき、炉の出力の応動は

$$dn = n_0 A \Delta k_g e^{j(\omega t + \theta)} \dots \dots \dots (2.1)$$

である。ここで

n_0 : 試料の位置での中性子束密度

ω : $2\pi/T$

T : 試料の振動周期

また式 (2.1) 中の A , θ は

$$A = \left[\omega^2 \left(\tau_0 + \sum_i \frac{\beta_i}{\lambda_i + \omega^2/\lambda_i} \right)^2 + \omega^4 \left(\sum_i \frac{\beta_i}{\lambda_i^2 + \omega^2} \right)^2 \right]^{-1/2}$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\tau_0 + \sum_i \frac{\beta_i}{\lambda_i + \omega^2/\lambda_i}}{\omega \sum_i \frac{\beta_i}{\lambda_i^2 + \omega^2}}$$

λ_i : i 番目の遅発中性子の崩壊係数

β_i : " " " " の生成率

τ_0 : 原子炉の中での中性子の平均寿命

したがって出力変動 dn は反応度の変化 Δk_g と比例することがわかる。

Δk_g と試料の吸収断面積との関係について考えてみると、試料が挿入された時に炉の反応度に与える影響は次の 3 種類が考えられる。すなわち

- 中性子の散乱断面積の増加
- 中性子の減速効果による共鳴をのがれる確率の増加
- 熱中性子の吸収の増加による熱中性子利用率の低下

の三つである。a. の効果は中性子の漏れに影響を与えるのであるから、中性子束分布に傾きのない場合には反応度に対する効果は 0 である。したがって試料を炉心中央に挿入する場合にはこの効果は考えなくてよい。b. の共鳴をのがれる確率 p は次のように書ける。

$$p = e^{-1/T} \dots \dots \dots (2.2)$$

$$T = \frac{N_m \xi \sigma_s}{N_u} \frac{1}{\int_{E_{th}}^{E_f} \{ \sigma_u(E) \}_{eff} \frac{dE}{E}} \dots \dots \dots (2.3)$$

ここで N_m , N_u はそれぞれ単位体積中の減速材とウランウムの原子数

ξ : 1 回の衝突あたりのエネルギー減衰率の平均対数値

σ_s : 減速材の1原子あたりの中性子散乱断面積

$$\int_{E_{th}}^{E_f} \{\sigma_u(E)\}_{eff} \frac{dE}{E} : \text{有効共鳴積分}$$

試料の散乱断面積によって式(2.3)中の σ_s が増加し、そのために p が増加することになる。c.の効果は熱中性子利用率を次式のように書くと

$$\frac{1}{f} - 1 = \frac{\bar{\phi}_m N_m \sigma_a^m + \bar{\phi}_p N_p \sigma_a^p + \bar{\phi}_s N_s \sigma_a^s}{\bar{\phi}_u N_u \sigma_a^u} \dots (2.4)$$

$\bar{\phi}_i$: 物質*i*の中での平均熱中性子束密度

N_i : 物質*i*の単位体積あたりの原子数

σ_a^i : " 原子あたりの吸収断面積

m, u, p, s : はそれぞれ減速材, ウラニウム, 構造材料, 挿入試料を示す。

式(2.4)中の分子の最後の項に試料の影響が直接はいつてくることがわかる。b.とc.の効果を比較してみると、通常の熱中性子炉では試料の $\xi\sigma_s$ と σ_a^s が同じ大きさのときにはc.の効果のほうが Δk_g に約1,000倍も大きな効果を与えることになる。 ξ は水素原子の場合1であり、質量数が増すと減少するので大部分の原子に対しては Δk_g の変化はほとんど吸収断面積だけによって決まると考えることができる。しかし吸収が小さくて質量の小さいH, D, Be, CおよびOの場合には誤差についての検討が必要になる。

実際の測定は図2.1に示した炉の出力変動の第1高調波だけを取り出して、その振巾を測定して吸収断面積のはっきりと求められている標準試料と比較するのである。その測定回路を簡単化したブロック図を図2.2に示す。

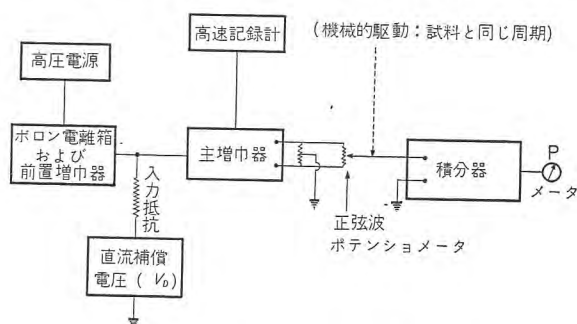


図 2.2 オーバオール式測定回路ブロック図

Fig. 2.2 Block diagram of overall type measuring circuit.

図中補償電圧(V_0)は中性子電離箱の出力中の直流分を消すためでありわれわれの場合はコンデンサを使って直流分を除いている。

いま主増巾器からの出力が

$$n_0 \sum_n R_n \sin(n\omega t + \theta_n) \dots (2.5)$$

とすると、正弦波をかけて周期の整数倍だけ積分した結

果の出力 P は

$$P \propto \int_0^{2\pi k/T} n_0 \sum_n R_n \sin(n\omega t + \theta_n) \sin \omega t dt \\ = n_0 \frac{kT}{2} R_1 \cos \theta_1 \dots (2.6)$$

となる。ここで $n_0 \propto V_D$ であるから θ_1 が常数である場合には $\frac{P}{V_D} \propto R_1$ であることがわかる。式(2.1)と式(2.5)を比較すると $R_1 = A \Delta k_g$ であるから

$$\frac{P}{V_D} \propto \Delta k_g \dots (2.7)$$

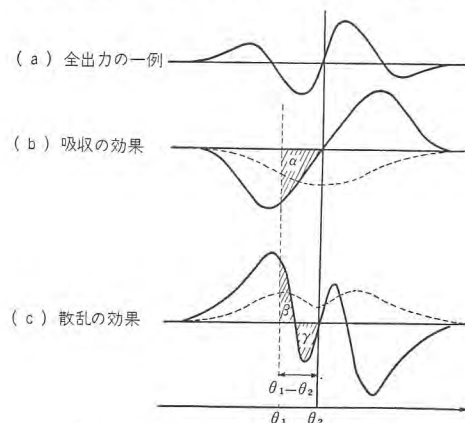
と考えることができる。

この測定結果からただちに吸収断面積の絶対値を求めることは困難である。もし試料の吸収断面積が $1/v$ 変化をすることがわかっている場合にはボロンを標準試料として比較して0.025 eVにおける吸収断面積の絶対値を求めることができる。しかし試料の吸収断面積変化が $1/v$ 法則に従わない場合には、絶対値を求めることは困難で、使用した原子炉の中性子スペクトルに対する有効値が求まるにすぎない。

しかし一方この方式では熱中性子炉だけでなく、中速中性子炉や高速中性子炉に対する有効値を求めうることが一つの特長でもある。また式(2.1)中の A および θ を測定してさらに精密な解析が行なえるのでわれわれの装置ではそれらも測定できるように回路要素を組み込んである。

(2) ローカル式

この方式ではオーバオール式と異なり測定しようとする試料は直接原子炉の炉心中に挿入せず、なるべく原子炉の出力に影響を与えないように反射材の中で正弦運動の周期振動をさせる。このときその試料の動いた周辺で熱中性子束密度がひずみ、それをボロンを電極に塗布し



実線: 増巾器で微分したもの
点線: 微分する前の出力
図 2.3 ローカル式の出力信号

Fig. 2.3 Output signals of local type.

た電離箱で検出して増巾器で微分すると図 2.3 (a) のような複雑な形の時間変化が測定される。

この形は散乱断面積と吸収断面積による効果が重って現われると考えられるが、ぐあいの良いことにはそれは時間的に少しずれて起きるので測定の位相を適当にえらべば吸収断面積だけによる影響を検出できることになる。図 2.3 の (b) は吸収による効果、(c) は散乱による効果とすると、適当な位相範囲 (図 2.3 では θ_1 から θ_2 まで) で信号を積分してやれば散乱による効果をなくして吸収による効果だけを検出することができる。(図 2.3 で面積 β と γ が等しいとする)

吸収によって生ずる中性子束密度のローカルな変化は

$$n = n_0 l_g e^{j(\omega t + \alpha)} \dots \dots \dots (2.8)$$

で表われ、 l_g は Δk_g のある関数であり、試料が小さいときには $l_g \propto \Delta k_g$ と考えられる。したがって θ_1 から

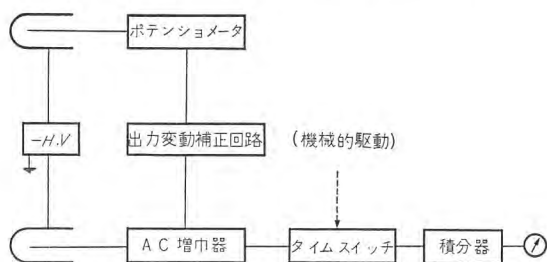


図 2.4 ローカル式測定回路ブロック図

Fig. 2.4 Block diagram of local type measurement circuit

θ_2 まで積分した出力はこの場合も試料の吸収断面積に比例すると考えられるのである。

測定に使用する電子管回路を簡単化して図

2.4 にブロック図を示す。この装置の最後での積分は、1 周期だけ

では出力が小さいため、必要な出力が得られるまで何周期かを積分するためのものである。

この装置でも標準試料と比較して測定試料の吸収断面積を決定しなければならないことはオーバーオール式のとときとまったく同じである。しかしローカル式の場合には反射材中であるから熱中性子だけがあると考えられるので測定値から 0.025 eV での吸収断面積を算出する時の誤差は少ない。

散乱の効果を消すための実験操作は次のように行なう。まず試料を入れるポートだけを振動させて、そのときの出力の積分位相をいろいろに変えてみてその出力をプロットし、つぎにそのポートの中に D_2O を入れて振動させて同じ測定を行ないその結果を図 2.5 のように各測定位相に対応させてプロットしてみると、それら二つ

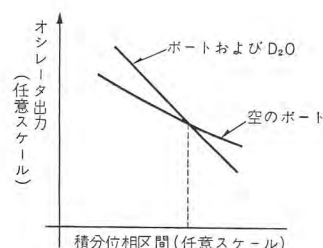


図 2.5 積分位相決定のための図
Fig. 2.5 Diagram for integrating phase determination.

表 2.1 JRR-1 パイル・オシレータによる熱中性子吸収断面積測定

'59-3-16 原子核物理研究室
(日本原子力研究所)

金を標準試料としての測定、標準値: $\sigma_a, th(Au) = 98.8 \pm 0.3$ b

欄 II および III の値は散乱断面積および自己吸収に対して補正されており、IV で金の共鳴吸収効果の補正を 1% 行なっている。補正係数の誤差は考慮に入れてないが、それによって誤差が倍加することはないと推定される。記入した誤差はすべて確率誤差である。

I 試 料	II 測定値 $\Sigma \sigma V/g$ (cm ²) および σ_a (mb)				III 加重平均値	IV 加重平均値 (金の共鳴吸収補正)	V BNL-325 (2nd Edition) および化学分析データよりの計算値
	Exp. 59-2 ('59-2-2)	Exp. 59-3 ('59-2-9)	Exp. 59-4 ('59-2-23)	Exp. 59-5 ('59-3-2)			
純アルミニウム (99.99%) #1 7.4962 g	0.00512 ± 0.00023 cm ² 230 ± 10 mb			0.00478 ± 0.00024 214 ± 10.7	0.00503 ± 0.00008 cm ² 225.8 ± 3.6 mb	0.00508 ± 0.00008 cm ² 228.1 ± 3.7 mb	0.00513 ₆ cm ² /g 230 ± 5 mb
#2 7.9891 g	0.00503 ± 0.00023 226 ± 10		0.00517 ± 0.00019 232 ± 8.7	0.00508 ± 0.00018 228 ± 8.2			
#3 8.4852 g	0.00503 ± 0.00023 226 ± 10	0.00490 ± 0.00024 220 ± 10					
Al-2S #1 5.9335 g		0.00528 ± 0.00024	0.00526 ± 0.00020	0.00507 ± 0.00020	0.00519 ± 0.00012 cm ² 0.00516 ± 0.00013 cm ²	0.00524 ± 0.00012 cm ² 0.00521 ± 0.00013 cm ²	0.00530 ₅ cm ² /g 0.00519 ₁ cm ² /g
#2 8.5491 g							
Al-52S #1 5.5272 g		0.00523 ± 0.00024	0.00517 ± 0.00022	0.00510 ± 0.00022			
#2 8.0367 g							
Al-52S #1 7.9450 g	この試料は定尺物から当方で切取ったもので、表面処理など行なっており、また試料数も一つであるのでこの測定値をもって上記の 52S と比較することはできないと考える。				0.00540 ± 0.00024	0.00550 ± 0.00021	0.00532 ± 0.00019
SUS-13 #1 8.5255 g*							0.0327 cm ² /g
#2 8.5299 g*							0.0276 cm ² /g
SS-41 #1 8.6034 g	この欄の測定誤差は、測定値の関係から一律に、ただし lower estimation にならないように取った。				0.0323 ± 0.0005 ₅ 0.0344 ± 0.0004 ₃		純鉄: 0.0273 cm ² /g 2.53 ± 0.06 b
					0.0262 ± 0.0003 ₂		

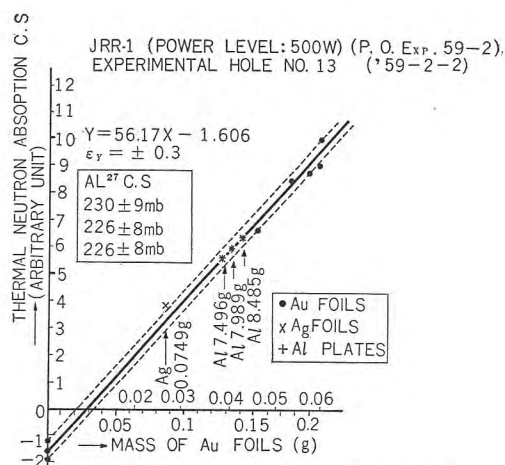


図 2.6 熱中性子吸収断面積の直線性の測定値

(金箔によりプロットした値、銀およびアルミニウム箔の値も同じくプロットしてある)

Fig. 2.6 Linearity of the observed thermal neutron absorption cross sections plotted by gold foils. The values of silver and aluminum are also plotted.

の曲線の交点が D_2O の効果の消えた積分位相であると考えられる。 D_2O はほとんど吸収がなく、散乱断面積だけと考えられているのでこのようにして求めた位相区間が求める測定区間ということになる。厳密には D_2O 中に H_2O が含まれるので吸収の効果が混んでいると考えられるが H_2O が 0.3% 混入している場合でも吸収による誤差は 10^{-3} の程度であることが実測されている。

図 2.6 と表 2.1 にそれぞれ原子力研究所において測定した吸収断面積の測定値を示すが、現在中性子に対する反応断面積の値として、もっとも信頼度の高いと考えられている BNL-325 の値とほとんど同じ測定精度をうることに成功したことがわかる。

パイルオシレータからはいつてくる誤差の原因は電離箱の出力のゆらぎ、増巾期の周波数特性、および積分器のドリフトなどであるが、装置の項に示すようにこの装置では原子炉の出力のゆらぎよりは小さく押えている。

現状では測定精度は原子炉の出力のゆらぎによって決められる傾向があるのでモニター電離箱を検出電離箱の近くにおいてその効果を減少させるような改良工事を原子力研究所の指導のもとに進めている。

3. 装置の説明

設計に際して主として参考にした文献は英国ハウエル研究所の B. E. P. O の装置と⁽⁵⁾、1955 年のジュネーブ会議で発表された D. Breton の理論⁽⁶⁾であった。

装置の構成はオーバーオール式とローカル式とでは若干異なるが大要は同じであり、ことにわれわれの場合には両方式で実験できるように測定回路が設計してある。

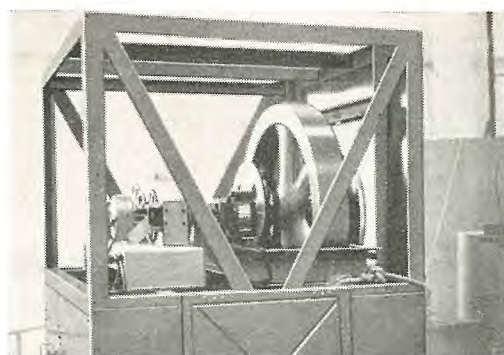


図 3.1 試料駆動機構

Fig. 3.1 Sample driving mechanism.

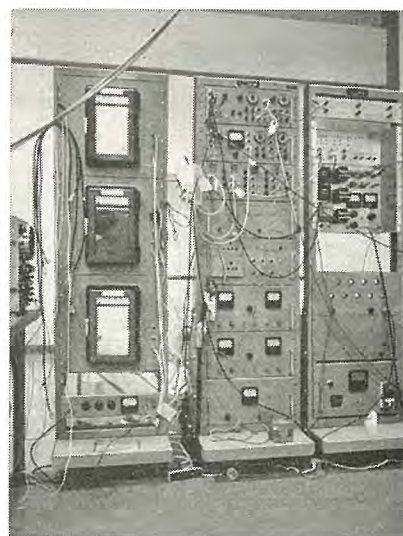


図 3.2 増巾器および計算回路

Fig. 3.2 Amplifier and calculation circuit.

構成を大別すると

- (1) 試料駆動機構
- (2) 検出器
- (3) 増巾器および計算回路

であり、これらを図 3.1 と図 3.2 に示す。このうち (1) はローカル式だけを作ったのでそれについて詳細を述べるが、オーバーオール式は正確な時間間隔で試料のはいたポートを出し入れするもので GLEEP の装置のように重い振子を正確なタイマで制御する方式が多く採用されている。

つぎに装置についての詳細を駆動機構と測定回路に分けて説明する。

3.1 機械構造

(1) 実験孔構造

始めに使用された実験孔は JRR-1 No. 8 の 6 in 水平実験孔で熱中性子束は最大 $9 \times 10^8 \text{ n/cm}^2 \text{ sec}$ のものである。この実験孔に図 3.3 および図 3.4 に示すような実験孔構造をアルミ合金管に収めて入れた。先端はグラファイトで中性子束を導き入れ次に中性子検出の電離

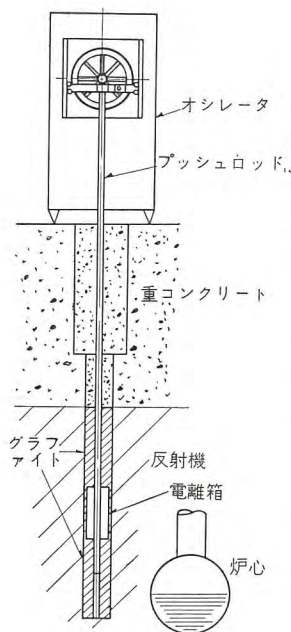


図 3.3 パイルオシレータ
組立配置図
Fig. 3.3 Assembling and
arrangement of pile
oscillator.

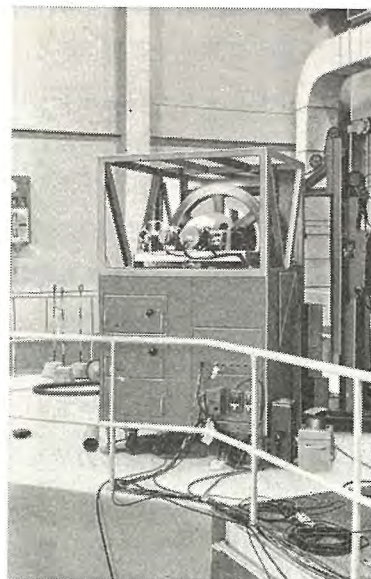


図 3.4 JRR-1 の上部に備えつ
けられた試料駆動機構
Fig. 3.4 Sample driving mechanism
installed on top of JRR-1.

箱で中性子を検出する。

資料を入れたプッシュロッドは電離箱の中心孔の中を往復するため長いロッドの支持のため小形の玉軸受をつけたローラが3点でこのロッドをかかえて中心に保っている。電離箱の後にはグラファイトが反射材の作用をなしさらに重コンクリートのプラグがしゃへいのためにおかれている。電離箱の導線はこのしゃへい材の中に屈曲してうめ込まれた配管を通して導かれている。

この実験孔は中性子束が低いためさらに No. 12 の 4 in 垂直実験孔に変更された。これは炉心の側面を通過する実験孔で中性子束は最大 $4.8 \times 10^{11} \text{ n/cm}^2 \text{ sec}$ で γ 線中性子のもれがかなり危険な実験孔であるため実験孔の上にさらに 60 cm の鉛筒が追加されている。実験孔の構造

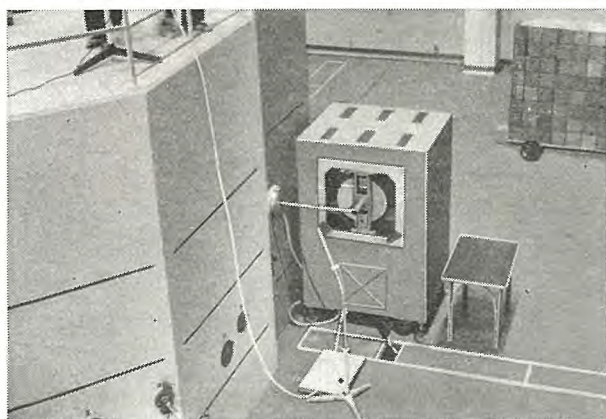


図 3.5 水平実験孔に装着したパイルオシレータ
Fig. 3.5 Pile oscillator equipped to a horizontal
experiment hole.

は 4 in になったため電離箱の寸法が変更されたがグラファイトと重コンクリートでしゃへいされた構造は前回と同様である。またプッシュロッドは垂直に運動するため案内用のローラは荷重が少なくなったが中心に案内するためには必要であり、プッシュロッドの長さの増加した結果3点で案内されている。

(2) 正弦振動装置

プッシュロッドを実験孔の中で正弦振動させる方式として図 3.5 に示すようなクランク機構を用いた。振動数としては毎分 30 回転より 150 回転まで連続可変であり振巾として両振りで 15 cm より 40 cm まで連続可変で、振巾、振動数ともに 1% の精度で安定であることが要求された。これは測定上の精度をできるだけ上げるために機械的な誤差を少なくした実験の良い条件を求めめるために行なわれた。速度制御の方式として誘導電動機の磁気増巾器によるリアクタ制御を行なうこととし速度の検出には回転発電機を使用した。しかしこれは速い応答は得られないので往復運動の際の変動トルクはすべてフライホイールによって押えられている。

プッシュロッドは外径 30 mm 肉厚 1 mm の薄いアルミ合金管であり軽量で強い構造のため管を採用した。資料は $20 \times 20 \times 75 \text{ mm}$ のアルミ合金の箱に入れてステンレスのテープでプッシュロッドの先端に送られる。資料その他の運動する重量は最大約 1 kg 程度である。

無限長の四節クランク機構として図 3.5 のように直交運動する運動節を作りこの節が案内みぞを玉軸受の車でころがる方式を用いた。したがって運動節もきわめて簡単でアルミ合金を用いて軽量に作り、また運動の摩擦損失も非常に少なくなっている。運動節の剛性は最大振巾最大振動数の時に 0.1~0.2 mm 以下の变形しか生じないようにしてありまた運動節の重量は 3.6 kg 程度である。

以上のように往復運動部の重量を減少させたがそれでもなお相当の変動トルクを発生し、これを吸収するために大きなフライホイールを必要とした。

クランクピンに生ずる運動はプッシュロッドの方向に次式で求まる加速度を生じ運動質量 $W \text{ kg}$ より $Fx \text{ kg}$ の慣性力となる。

$$\ddot{x} = -e\omega^2 \cos \omega t \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

$$Fx = \frac{W}{g} \ddot{x} \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

x ……プッシュロッドの移動距離

e ……クランクの偏心距離

ω ……回転角速度

Fx の慣性力からクランクピンのトルクを求めると次式になる。

$$T = \frac{W}{g} e \omega^2 \frac{1}{2} \sin 2\omega t \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

式(3.3)のようにトルクの変動はクランクの1回転中に2回生じ、その値は摩擦損失を無視するならまったく正逆の方向に変動する。最大振巾、最大振動数の場合、最大トルクは 252 kg cm となる。トルクの変動エネルギーを k として ω の角速度で I の慣性モーメントの物体が運動するとき変動率を 1% に押えるに必要な慣性モーメントは次式で求まる。

$$I = \frac{k}{\omega^2} \frac{\omega}{\Delta\omega} = 100 \text{ kg cm sec}^2 \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

この場合の GD^2 を求めると 40 kg m² となり平均直径 70 cm 巾 10 cm の鋼材のリムで厚さが 6 cm となり重さ 110 kg 程度の大形となる。鋳物を用いて作成し実際にはもっと大きなものとなり GD^2 50 kg m² 重さ 130 kg となった。

各部の運動箇所はすべて玉軸受を用いておりきわめて少ない摩擦損失であり、この消費された損失をおぎなうだけで運動は続けられる。その損失は最高回転数で大きく見積っても機械的に約 40 W 回転数検出の発電機などで約 10 W と見られる。したがって駆動電動機の馬力としては、400 W の誘導電動機をリアクタ制御しても約 80 W は出せるので十分余裕がある。

3.2 電動機の自動制御

パイルオシレータの駆動方式には種々な方式が考えられるが、可飽和リアクトルおよび磁気増巾器によって三相誘導電動機を速度を制御する方式は実用化の経験があり、電源設備、保守、価格などの点からも有利であるためこの装置の駆動には 400 W の三相誘導電動機で行なった。電動機の端子電圧を可飽和リアクトルによって制御し、回転数を制御する方式は、回転子二次抵抗制御に比して不利なため実用的ではなかったがそのおもな原因は発生トルクが電圧の 2 乗で減少するため電圧の変化にも限度があることと、回転子に伝えられる電力は回転トルクと同期速度の積であり、したがって同期速度と実速度の差に相当する電力は回転子回路で熱損失となるためスリップが 1 に近くなると全電動機電力を回転子回路で処理しなければならずそれと並行して回転子ファンによ

る冷却効果も悪くなり比較的軽負荷でも回転子に異常温度が発生することである。パイルオシレータの駆動装置では、これらの問題を実用的には解決し、変速比 1:5、精度は各設定速度において 0.5% 以下を得た。以下制御回路および実測結果について簡単に記述する。

(1) 誘導電動機の特性の検討

駆動用電動機の回転数制御範囲はオシレータ本体の機構から 170~850 rpm、また各設定回転数における精度は 1% 以下であることを要求されている。電動機に加わる負荷は実測の結果 5.2 kg—cm でありこれを電氣的に換算すれば所要出力ワットは

回転数 170 rpm において 約 9 W

回転数 850 rpm において 約 45 W

である。交流計算盤によって電源側に可飽和リアクトルを挿入した場合の電動機の諸特性を計算したが当然の結果として低速においても十分なトルクを有してはいるがスリップが増加すなわち速度が減少するほど電動機入力が大となり温度が許容値をこえる。この電動機電流による損失は速度制御での回転トルクと設定された回転子回路抵抗に関係するもので回転子回路抵抗が大きくなるほど、また設定された電動機定格スリップが大きくなるほど固定子電流の低速度領域での増加の割合は減少する。すなわち高速度領域での回転子損失の増大により低速度領域での固定子損失とリアクトルの損失を減少することができる。したがって速度制御が高速または低速度領域のどちらが重要であるかに応じ、またどれだけの負荷が

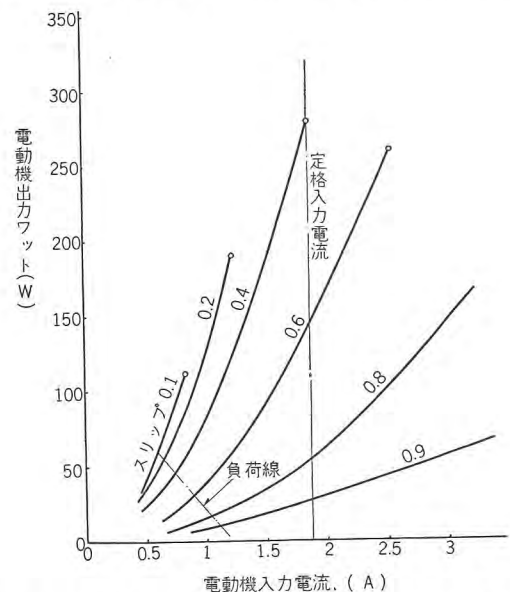


図 3.6 スリップをパラメータとした電動機入力電流と出力電力との関係

Fig. 3.6 Relation between motor input current and output power taking slip as a parameter.

加わるかによって回転子回路抵抗は平均損失が最適になるように選ぶ必要がある。

現在制御しようとしている速度範囲から見て回転子回路抵抗を相当増加させる必要があるため三菱 SB-A 形三相誘導電動機回転子を改造し、スリップをパラメータとした電動機入力電流と出力ワット特性を交流計算盤で計算した結果を図 3.6 に示す。図 3.6 から負荷時の電動機電流は 1~0.8 A となり実用に供しうるものとなった。

(2) 制御系

図 3.7 に簡単な制御回路のブロック図を示す。制御方

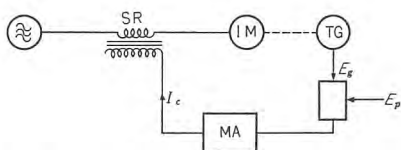


図 3.7 簡略化した制御回路のブロック図

Fig. 3.7 Block diagram of simplified control circuit.

式は図において三相誘導電動機 IM の各相に可飽和リアクトル SR をそれぞれ電源と直列に接続し SR のインピーダンスを励磁電流 I_c で制御し、IM の端子電圧を調整して速度制御を行なうもので、 I_c は IM に直結された速度発電機 TG の出力電圧 E_g と規準電圧 E_p との差を磁気増巾器 MA で増巾して得られ、また E_p を変化することにより任意の速度をうることができる。この方式では電動機トルクが負荷トルクに等しくなるように電圧が制御されることにより速度の設定値と検出値の平衡状態が保たれるため速度を安定にするのに抵抗制御の場合のように回転数対回転トルク特性が負のこう配をもつ必要がない。

この制御系の各素子の伝達関数を求めてブロックダイヤグラムを描けば次のようになる。まず伝達関数は

$$JPN = T - T_L \quad (3.5)$$

$$T = f(I_c, S) \quad (3.6)$$

$$I_c = K_A G(P) \quad (3.7)$$

$$E_g = K_g n = K_{g0} n_0 (1 - S) \quad (3.8)$$

$$\text{ただし } G(p) = \frac{1}{(1 + PT_R)(1 + PT_M)}$$

それぞれを単位法で表わし、変化分をとると、

式 (3.5) から

$$\Delta S = \frac{1}{K_M P} \left(\frac{\Delta T}{T_0} - \frac{\Delta T_L}{T_0} \right) \quad (3.9)$$

$$\text{ただし } K_M = J \frac{n_0}{T_0}$$

式 (3.6) から

$$\frac{\Delta T}{T_0} = K_I \Delta I_c + K_s \Delta S \quad (3.10)$$

$$\text{ただし } K_I = \frac{1}{T_0} \left(\frac{\partial T}{\partial I_c} \right)_s$$

$$K_s = \frac{1}{T_0} \left(\frac{\partial T}{\partial S} \right)_{I_c}$$

K_s は電動機の特性能率上速度制御には無視しうるからこれを省略すれば K_I は、

$$K_I = \frac{\Delta T}{\Delta I_c} \quad (3.11)$$

式 (3.7) より

$$\Delta I_c = K_T G(P) (\alpha_p \Delta I_p - \Delta E_g) \quad (3.12)$$

式 (3.8) より

$$\Delta E_g = K_g n_0 \Delta S \quad (3.13)$$

となり式 (3.9), (3.10), (3.12), (3.13) から図 3.8 のブロックダイヤグラムが描かれる。ここで上式の各記号は

J : IM の慣性性能率 kg-m^2

n : IM の回転数 rpm

T : IM のトルク kg-m

T_L : 負荷のトルク kg-m

K_T : MA の増巾率 A/V

E_p : 規準電圧 V

T_R : SR の時定数 sec

T_M : MA の時定数 sec

でありなおサフィックス 0 は各値の定常値を表わしている。

電動機および負荷は

J : 0.005 kg-m^2

T_0 : 0.558 kg-m

K_M : 7.6

である。

図 3.8 のブロックダイヤグラムにより所要精度をうるための制御素子の諸定数および安定度をアナログ計算機で求め各素子を設計、製作した。

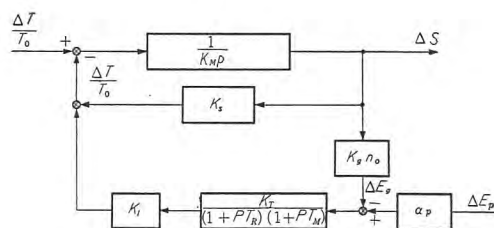


図 3.8 制御系のブロックダイヤグラム

Fig. 3.8 Block diagram of control system.

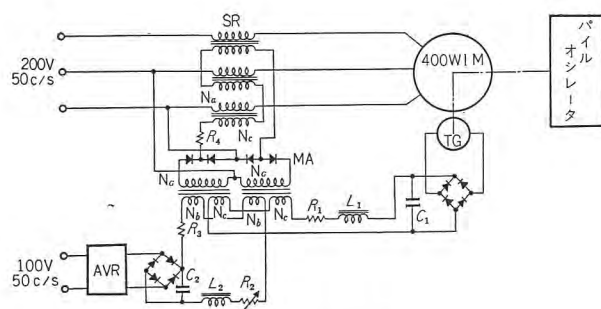


Fig. 3.9 Control circuit diagram.

(3) 制御回路および特性

オシレータ駆動用電動機²の速度制御回路を図 3.9 に示す。図において速度の設定は R_2 によって行ない、回転数は電子管式回転計で 0.1 rpm まで指示させている。

運転時の各電圧電流の実験値は計算値とよく一致していたが、電動機入力電流に計算値より約 20% の増加を見たがこれは可飽和リアクトルによる波形ひずみによって電動機に逆トルクがかかっているためである。つぎに各設定回転数における精度の実験結果を図 3.10, 3.11, 3.12 に示す。図 3.10 は電源電圧 200 V, 周波数 50 c/s においてパイルオシレータ速度 30, 50, 70, 90, 110, 130, 150 rpm における回転数のバラツキを表わしている。図 3.11 は電源電圧変動に対する特性、また図 3.12 は周波数特性でいずれも所要精度内におさまっている。

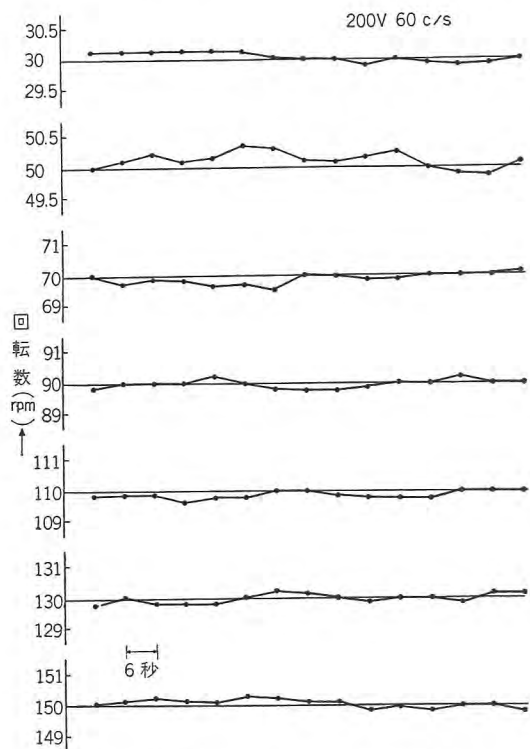


図 3.10 各設定速度における制御特性
Fig. 3.10 Control characteristics at each setup speed.

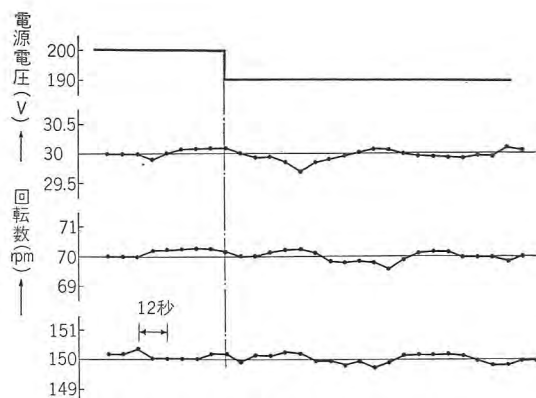


図 3.11 電源電圧変動に対する回転数特性
Fig. 3.11 Speed characteristic against fluctuation of power source voltage.

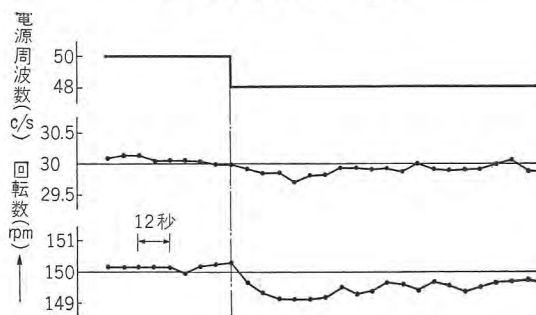


図 3.12 電源周波数に対する回転数特性
Fig. 3.12 RPM characteristic against power source frequency.

また電動機および制御装置の温度特性は各回転数において数時間連続運転した結果、温度変化による設定回転数の変化はほとんど認められず低速度運転時の温度上昇も 25°C が限度であった。また運転時の制御動作に不安定性は認められなかった。

この駆動装置は速度制御を主にしたためその効率を十分検討する機会がなかったがとくに低速領域においては他の電動機に比べて不利ではあるが、数多くの利点がある。それをカバーしている。たとえば直流機のように交直変換機の不要、電動機の安価および入手容易また保守が簡単であり、必要に応じて磁気増巾器で直流制動を与えることができるなどである。したがって今後もこの方式はきわめて有効なものと考えられる。

3.3 測定回路

電子管回路はローカルタイプおよびオーバオールタイプによる測定で動作を異にするので，始めに測定の主要素子の動作および性能の概略を述べる．各タイプの場合のブロックダイアグラムをそれぞれ図 3.13 および図 3.14 に示しておく．

(1) プリアンプ 2 台

電離箱出力電流を増巾するとともに直流成分と交流成分を分離する。イオンチェンバの出力電流は次の a, b,

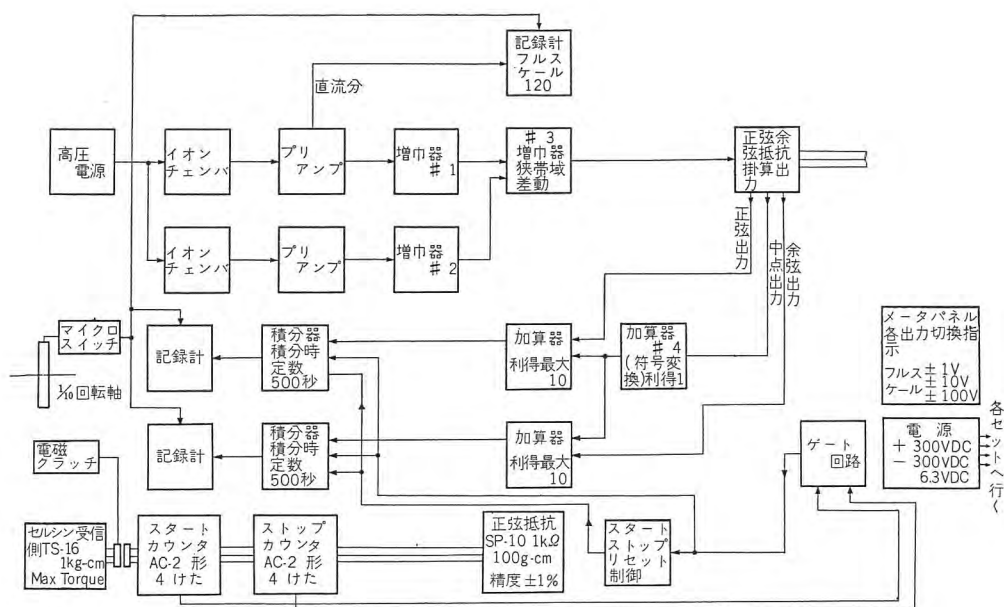


図 3.13 オーバオールタイプ測定ブロックダイアグラム
Fig. 3.13 Overall type measurement block diagram.

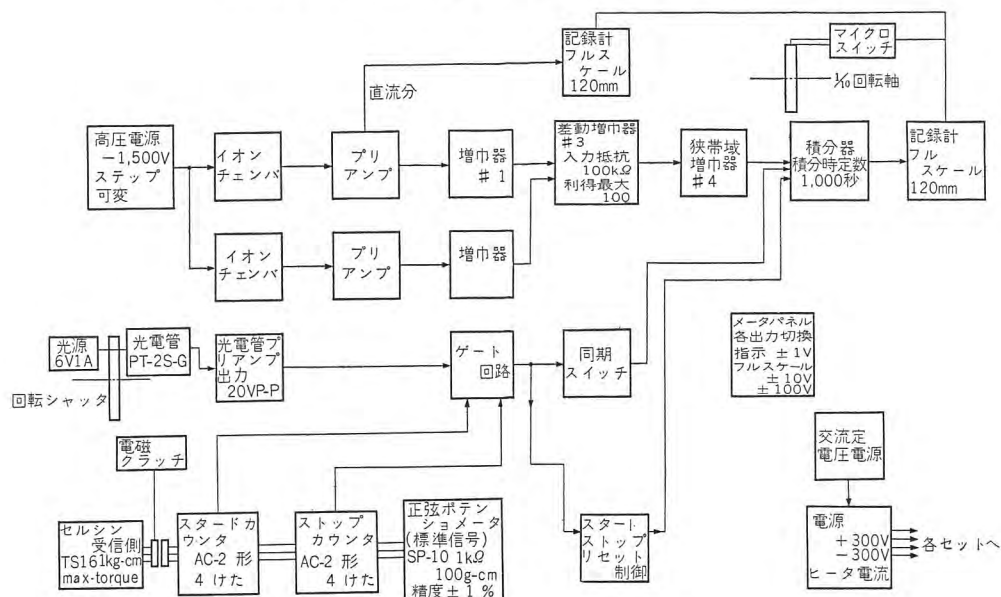


図 3.14 ローカルタイプ測定ブロックダイアグラム
Fig. 3.14 Local type measurement block diagram.

c および d の成分から成り立っている。

a. 直流分 数 μA ～数 mA これは原子炉の出力に比例し、測定時には一定でこの値に対応してプリアンプの入力抵抗を変え直流出力電圧として約 50V になるよう選ぶ。この電圧はプリアンプの飽和電圧および交流分を分離するコンデンサの耐圧雑音などを考慮してこの程度とした。

b. a のように入力抵抗を定めた場合入力電圧として約 $10\mu\text{V}$ ～ 1mV 程度となるパイルオシレータ周波数 ($0.7\sim 3\text{c/s}$ の間の一周波数に定められる) の交流信号で測定の対象となる信号。

c. 原子炉出力の変動に比例する交流信号で約 $10\mu\text{V}$ ～数 mV 程度の波高値で有害な雑音成分である。

d. 統計的変動の雑音信号で波高値数 $100\mu\text{V}$ 以下のもので周波数域は広い。

このような電離箱からの信号のうち b の成分を信号として取出すために 2 台の電離箱を設けておのの出力電流をそれぞれプリアンプに導き入力でコンデンサにより a の直流分を取除き、さらに同位相の c の成分を差動増巾器によって相殺させる。b の成分はイオンチェンバを測定標本の両側に置けば逆位相となり差動増巾器では相加えられ強力となる。

(2) 増巾器 6 台

ブロック図中増巾器および加算器として示されているもので差動増巾器としても用いら

れる。6 台の性能および回路構成はほぼ同一であるが当初電離箱信号電流を直接増巾する予定で 1 台は微小電流増巾管 (EM—11) を初段管として用いた高入力抵抗のものである。入力換算の雑音は約 $10\mu\text{V}$ ($0.7\sim 3\text{c/s}$) である。回路構成は図 3.15 に示すようにチョップによる安定化を行なった直流増巾器を用い、帯域の選択は入力インピーダンスおよび帰還インピーダンスを設定して行なっている。増巾度は 100 倍以下である。またこのうち 2 台には利得を微調整できるよう出力側に多回転形の精密可変抵抗を設け、記録感度の調整および差動増巾の場合の調整を容易にしている。

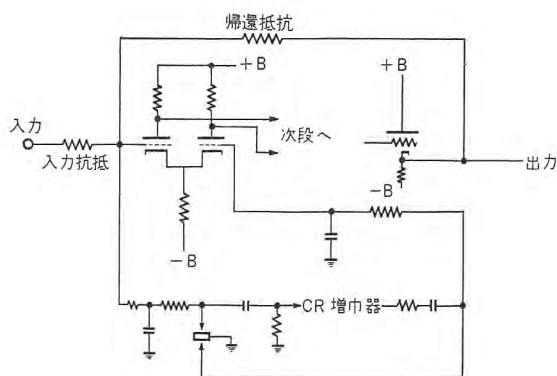


図 3.15 直流増巾器回路

Fig. 3.15 DC amplifier circuit.

(3) 積分器

積分時定数は 500 秒である。積分時間は 100~1,000 秒に取られるのでドリフトを少なくするため初段に微小電流増巾管 EM-11 を用いた 2 段目の真空管とともにフィラメントを安定直流電流電源より点火した。このためドリフトはきわめて小さい。また積分開始およびホールドを行なうリレーを初段グリッドに入れてリレー接点開放時にかかる電圧をきわめて小さくし絶縁抵抗およびシャ断アークによる接点の摩耗などの悪影響を避けた。

(4) 同期信号発生回路

ローカルタイプ測定の場合にパイルオシレータ周波数(駆動周波数)の特定位相間(図 2.3 の θ_0 , θ_1 の間)積分器の動作を停止し出力をそのまま保持させるホールドリレーを動作させる信号を発生する。駆動部回転部に取付けた扇形のアリウム板シャッタの開いている期間の信号を光学的に取出しこれを増巾しホールドリレー電流を制御している。光学系の概略を図 3.16 に示す。光

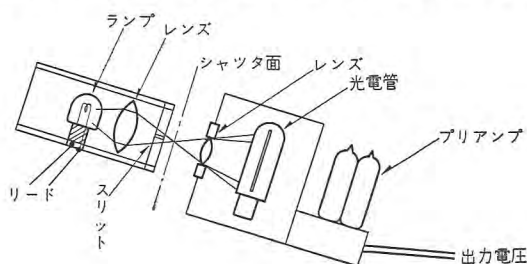


図 3.16 光学系概略図

Fig. 3.16 Sketch optical system.

束の中はシャッタ板をさえぎる所で約 0.5 mm で受光部でレンズにより散乱して光電管面に当てており、増巾された光電流は立上がりを急しゅんに整形して誤差をきわめて小さくしている。リレーの遅延時間変動は約 4 ms 程度で問題ない。

(5) スタートストップ制御機構

積分時間は駆動周波数のサイクル数を計数して定め

る。このため駆動部の回転運動をセルシンモータにより電子管部まで伝送し受信セルシンモータに伝えている。セルシン軸と 2 台のメカニカルカウンタは電磁クラッチによって結合される。電磁クラッチの投入時間に関係なく正確に積分サイクルをカウントするためスタートおよびストップの 2 台のカウンタを設けてプリセットした二数の差を積分サイクル数とする。上記の同期信号はゲート回路によってこの積分サイクル中だけ積分器リレーに動作する。

(6) 正弦余弦抵抗

全回転形の精密巻線抵抗で軸回転角の正弦および余弦に比例する抵抗値を中点端子と正弦および余弦端子間に与える。精度は 1%, 全抵抗値 2 k Ω のものを使用した。オーバオールタイプの測定の場合入力電圧に正弦および余弦成分を乗算するのに用いる。回転軸は上記のセルシンモータより電磁クラッチで結合する。乗算の場合の結線の概略を図 3.17 に示しておく。

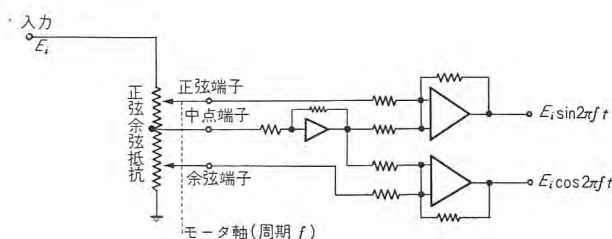


図 3.17 正弦余弦乗算回路

Fig. 3.17 Sine and cosine integrating circuit.

(7) 電源部

交流電流は磁気増巾器形の定電圧電源装置により $\pm 0.5\%$ に安定化しさらに電子管部直流電圧電源、電離箱高圧電源はそれぞれ電子管式定電圧電源および定電圧標準放電管を用いた段階可変電源を用いた。

微小電流増巾管および積分器の一部の真空管ヒータ電流も電子管式定電流電流を用い長時間の測定の安定化を計った。

(8) 記録計 3 台

監視メータ、記録計はフルスケール 0.1 V 記録紙巾 120mm で駆動部より 10 サイクルごとにタイムマークを入れてある。また各電子管部の初期の調整および動作の監視を容易にするため各部出力を切換指示するメータを設けた。

(9) 中性子電離箱

ローカル式用の中性子電離箱として図 3.18 のものを作った。中央に試料振動装置が通るので円環状をしてい

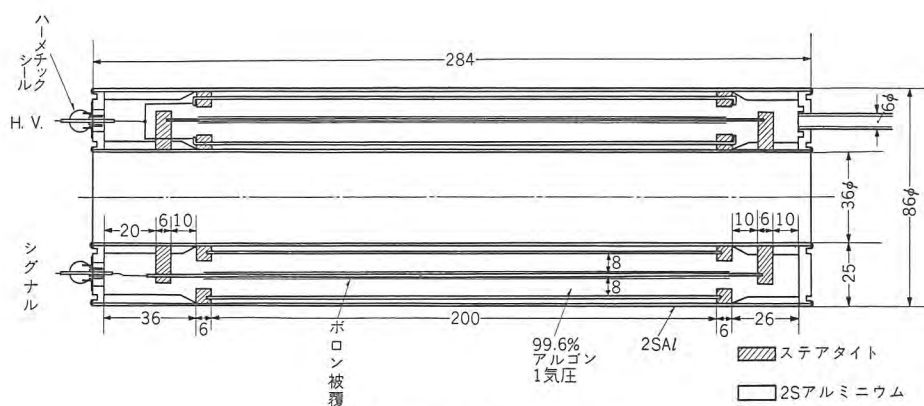


図 3.18 ローカル式の電離箱

Fig. 3.18 Ionization box of local type.

るのが特長で、中性子に対して感ずるために電極のうちの1枚にアモロファスの天然ボロンを塗布してある。

感度は 8×10^{-13} amp/nv で電流は集電端子電圧 700 V 付近で飽和する（低出力の場合だけ）。

この電離箱は B^{10} の $n-\alpha$ 反応を利用したもので、このときの α 粒子の飛程は約 5.5 cm である。電極に塗布したアモロファスボロンの厚さは平均約 0.7 mg/cm^2 で、面積は 750 cm^2 である。このときの α はボロンの中では 0.85 mg/cm^2 の飛程しかないため、 0.85 mg/cm^2 以上に塗ることは無意味である。したがって $0.7 \sim 0.5 \text{ mg/cm}$ の厚さが選ばれた。

電極間の間隔は 8 mm であるからアルゴン 1 気圧中での α の飛程より若干長いがこの程度では γ 線による影響は問題になっていないようである。

現在改良形の電離箱を作成中でありその電極間隔はさらに縮めている。

各タイプの場合の動作はブロック図に示したが電子管部は各端子を結ぶケーブルの接続を変更しタイプを切換える。各タイプの動作を簡単に述べると

a. オーバオールタイプ

二つの電離箱出力電流はブリアンプで直流分を除かれ交流分信号を各増巾器に送る。直流分はブリアンプから直接記録計に送る。各増巾器出力は差動増巾器に送られ信号対雑音比を改善し増巾する。この出力は正弦余弦抵抗に加え1台の極性変換増巾器と2台の増巾器によって正弦および余弦を乗算した出力をうる。スタートおよびストップカウンタで定められたサイクル中積分器はこの二つの乗算出力を積分しおのおの記録計に記録する。

b. ローカルタイプ

差動増巾器までは同様に増巾される。この出力電圧は

ただちに積分器に送るが積分器はスタートおよびストップカウンタで定められたサイクル中のかつシャッタ角度位置で定めた位相期間中だけ積分を行なう。他の位相期間中は積分を停止し出力をホールドする。これによって散乱による成分を除くことができる。積分器出力は記録計に送る。

以上の動作はパイルオシレ

ータの一般的測定法であるが文献に用いられた回路は増巾器とし数 10 秒の時定数の抵抗容量結合増巾器を数段用いた電離箱補も償用のものを用いていない。この装置では電離箱を2台用いたことと増巾器に直流増巾器とチョップパによる安定回路を用い入力および帰還インピーダンスにより狭帯域化し安定度を向上することができた。また電離箱による炉出力変動を打消すための高安定度低雑音の差動形前置増巾器を新たに製作するのでこれの完成納入によってさらに高感度の測定を行なえることが期待される。

4. む す び

原子炉にとりつけて使用する中性子実験装置としてわれわれははじめての経験をもったわけであり、原子炉そのものについても十分な理解をもっていなかったわれわれとしては設計に際しては文献をたよりにして手探りで進んだ観もあり、力の入れ場所にピントのはずれた点もあったかも知れないが、日本原子力研究所の研究員の諸氏ののご努力で一応最初の目的であった精度をうることでできたことはわれわれ製作者として非常な喜びであった。

今後も今までに得られた実験結果を貴重な資料として、日本原子力研究所の指導のもとに改良研究を続ける。

参 考 文 献

- (1) J.I. Hoover et al. Phys. Rev. 74. 864 (1948).
- (2) D.J. Hugh: BNL-325 (2nd Edition).
- (3) 更田豊治郎 他: 第3回日本原子力シムポジウム.
- (4) H.L. Anderson. et al: Phys. Rev. 72. 16.
- (5) V.G. Small et. al: AERE RP/R 1439.
- (6) D. Breton: P/356. (1955 Geneva Conference).

アナログ計算機の演算器の安定性

研究所 中塚正三郎*・倉橋浩一郎*

Stability of the Computing Element in Analog Computers

Research Laboratory Shōzaburō NAKATSUKA・Kōichirō KURAHASHI

The linear computing elements of the analog computer such as an integrator and an adder are a sort of negative feed back amplifiers. In their composition, it is necessary to take consideration on the problem of stability besides the errors. The writers account for in this article the judgement and condition of the stability of computing elements used in the design of the operational amplifier of a repetitive analog computer. The criterion in this paper is based on a modified Bode diagram in which the frequency-responses of the amplifier and the feedback circuit are drawn separately. Thus, the stability condition is easily shown even if the feedback circuit is complex or it has largely varying parameters.

1. ま え が き

アナログ計算機では、1 台の演算器を 1 個の数学的演算子に対応させて問題を解くのであるが、いわゆる線形演算器は、演算増巾器および、入力側 $Z_i(p)$ 、帰還側 $Z_f(p)$ 、の 2 種の演算用インピーダンスを用いて、 $-Z_f/Z_i$ で与えられる演算を行なうものである。

この Z_i , Z_f の組合わせには、演算増巾器が理想的な周波数特性をもたないことなどによる制限があり、この組合わせは演算の精度、および演算器の安定性の 2 点から検討する必要がある。前者は別稿⁽¹⁾にゆずり、ここでは後者、 Z_i , Z_f の種々の組合わせに対する安定性の問題について検討する。

演算器（以下特別にことわらない限り、上述のような演算増巾器と、 Z_i , Z_f の組合わせによる線形、帰還演算器をさす）は本質的には帰還増巾器にほかならないが、実用周波数帯域で数十 db 以上の負帰還を行なう必要があること、および、その帰還回路の特性が実現すべき演算形式によって大巾に変化することの 2 点で、他の一般の場合と異なっている。しかしその安定性についての解析法は、一般の負帰還増巾器の場合とまったく同様に行なうことができ、ボーデ線図を用いるのが便利である。

演算器の安定性に関する検討は、たとえば文献⁽²⁾にもみられるが、本稿はこれと異なり、帰還回路の特性を増巾器側のそれと分離してボーデ線図を書く方法をとっている。このことにより、演算の形式、あるいはその定数の変

更に際する安定限界の変化を容易に求めることができる。

以下、演算器の安定性の判定法、2・3 の組合わせに対する安定条件、および繰り返し形アナコンの演算器を用いて行なった実験結果についてのべる。

2. 演算器の一般式、および安定性の判定法

演算器は図 2.1 に示したものである。図で、 A , Z_o , Z_n はそれぞれ演算増巾器の利得、入力インピーダンス、および出力インピーダンス（内部インピーダンス）である。 Z_i ($i=1, 2, \dots, n$) および、 Z_f はそれぞれ演算用の入力側、および帰還側インピーダンス、また、 Z_L は演算器の負荷インピーダンスである。 A および各インピーダンスが周波数の関数であることはもちろんである。

図の a 点に流れ込む電流の総和が零であることから、演算器の入、出力の関係、すなわちこの演算器が行なう演算は

$$E_o = - \sum_{i=1}^n \frac{Z_f}{Z_i} \frac{E_i}{1 - \frac{1}{A} \frac{1 + Z_o/Z_f + Z_o/Z_L}{1 + Z_o/(AZ_f)}} \left(1 + \frac{Z_f}{Z_o} + \sum_{i=1}^n \frac{Z_f}{Z_i} \right) \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

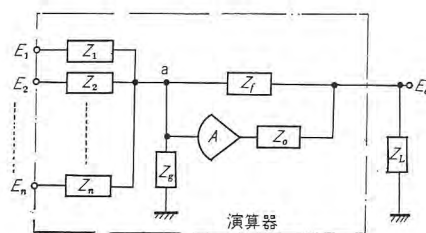


図 2.1 演算器の一般形

Fig. 2.1 Generalized form of a computing element.

あるいは

$$E_o = \sum_{i=1}^n \frac{Z_f}{Z_i} \frac{A\beta}{1-A\beta} E_i \quad (2.2)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} \beta &= \beta_1 \cdot \beta_2 \\ \beta_1 &= \left(1 + \frac{Z_f}{Z_o} + \sum_{i=1}^n \frac{Z_f}{Z_i} \right)^{-1} \\ \beta_2 &= \left(\frac{1 + Z_o/Z_f + Z_o/Z_L}{1 + Z_o/(AZ_f)} \right)^{-1} \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

ここで演算器の理想的演算は

$$E_o = - \sum_{i=1}^n \frac{Z_f}{Z_i} E_i \quad (2.4)$$

であり、これは $|A\beta|$ がすべての周波数において1にくらべて十分大きいときに実現できるものであるから、式(2.1)分母第2項は演算増巾器の利得が有限であるために生じる誤差を与えている。

安定性の問題については式(2.1)または式(2.2)の分母の特性根が、正の実数部をもたなければ安定である⁽³⁾ことを基準にするのであるが、これは一般の場合と同様、一巡利得 (Loop Gain) $A\beta$ の周波数特性を ω に対してプロットするボード線図によるのが便利である⁽⁴⁾。 $A\beta$ が一巡利得を表わしていることは図2.2より明らかである。ボード線図による安定性の判定法は、 $|A\beta|=1$ となる周波数における位相推移 $\angle A\beta$ が $-\pi$ 以内であれば、安定とすることにある⁽⁴⁾。実際には $\angle A\beta$ は $|A\beta|$ と対応関係をもち⁽³⁾、この条件は $|A\beta|=1$ となる周波数における $20 \log |A\beta|$ の傾斜が 40 db/dec 以内であれば、安定であるという条件に等価である。(図2.3(a))

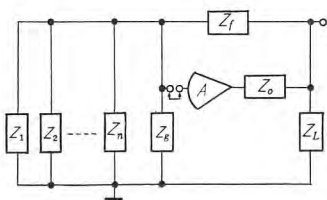


図 2.2 演算器の帰還ループ
Fig. 2.2 Feed-back loop in a computing element.

このように安定性の判定に際しては、 $|A\beta|=1$ となる周波数付近での $|A\beta|$ の傾斜をみればよいのであるが、演算器の場合は β が多種にわたるため、 $|A\beta|$

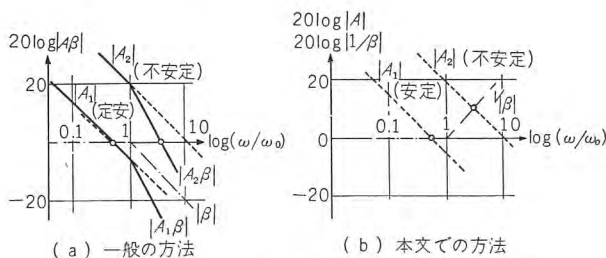


図 2.3 ボード線図による安定性の判定

Fig. 2.3 Stability criteria with Bode-diagram.

の周波数特性について考えるのは非常にやっかいなものとなる。そのため、ここでは式(2.2)を変形し、

$$E_o = \sum_{i=1}^n \frac{Z_f}{Z_i} \frac{A}{1/\beta - A} E_i \quad (2.5)$$

について考えることにする。式(2.5)での安定条件が、 $|A|=1/|\beta|$ となる周波数、つまり、 $20 \log |A|$ と、 $20 \log |1/\beta|$ を表わす 2 本の曲線の交点における両者の傾斜の差が、40 db/dec 以内であることによって与えられるのは明らかであろう。(図2.3(b))

この方法は、演算 $\sum (Z_f/Z_i)$ の変化、したがって $1/\beta$ の変化に際する安定条件の変化が、演算増巾器利得 A との対比で明瞭に示されるという利点をもち、また、図2.1での入力側演算インピーダンス Z_i が 1 個だけである場合には実用周波数帯で、 $|A| \gg 1$, $|Z_o| \ll |Z_f|$, $|Z_o| \gg |Z_f|$, なるよう選ばれていることを考えれば

$$1/\beta \cong 1 + Z_f/Z_i$$

であるから $1/|\beta|$ の周波数特性は、演算 Z_f/Z_i の周波数特性の目安を同時に与える。

次節以下において、 $|A|$ と $1/|\beta|$ の周波数特性に注目し、 Z_f, Z_i の種々の組合わせに対する安定条件を求めるのであるが、ここで注目しているのは、実用周波数帯での演算 $\sum (Z_f/Z_i)$ を安定に実現できるか否かということであって、全周波数帯での E_o/E_i の正確な形を求めることではない。そのため、 $|A|, 1/|\beta|$ の周波数特性は折線で近似したものをを用い、通常の帰還理論のようなゲイン余裕、位相余裕などの量は考えていない。

3. $1/\beta_i$ の周波数特性

まず Z_i, Z_f の種々の組合わせに対する $1/\beta_i(j\omega)$ の周波数特性をみるのであるが、ここでは入力側演算インピーダンス Z_i が 1 個だけの場合を考える。かつ、 Z_i, Z_f はそれぞれ抵抗とコンデンサにより構成される、図3.1(a)のいずれかを用いるものとする。また図3.2のように Z_i, Z_f に並列にはいる浮遊容量、あるいは Z_i, Z_f 中の抵抗自身をもつ浮遊容量が問題になり、 Z_i, Z_f としては図3.1(c)のものを考えなければならない。 Z_o は一般に浮遊容量 C_o だけを考えればよく、漏洩分は無視できる。 Z_i, Z_f 中のコンデンサの漏洩も同様に無視できる。また、出力側の浮遊容量は Z_L に含め、入力側の浮遊容量は演算器が内部インピーダンス零の電源から駆動される場合を考えているのであるから問題にはならない。

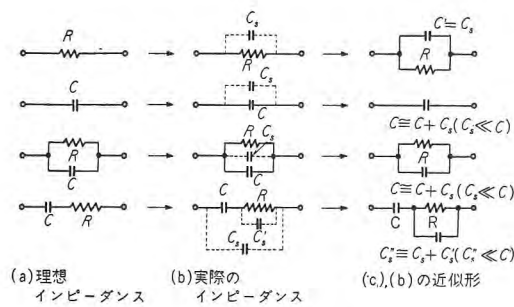


図 3.1 演算用インピーダンス
Fig. 3.1 Computing impedance.

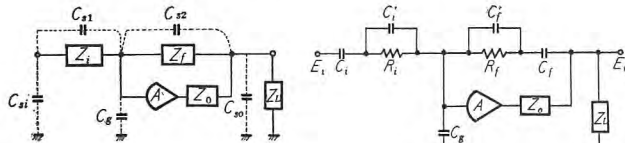


図 3.2 演算器の浮遊容量
Fig. 3.2 Stray capacity around a computing element.

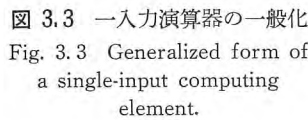


図 3.3 一入力演算器の一般化
Fig. 3.3 Generalized form of a single-input computing element.

このような条件の下での図 3.1 (a) の組合わせに対する $1/\beta_1(j\omega)$ は図 3.3 から求めればよい。ここで、 Z_i , Z_f が R だけ、あるいは R と C の直列回路である場合には C' を R の並列浮遊容量とみ、 Z_i , Z_f が C だけ、あるいは C と R の並列回路である場合には、 C' を演算用コンデンサとし、 $C \rightarrow \infty$ とするのである。

すなわち

表 3.1 種々の Z_i , Z_f に対する理想演算と安定条件

番号	Z_i	Z_f	理想演算 $F(P) = -E_o/E_i \cdot 20 \log F(j\omega) $	帰還回路 $20 \log 1/\beta(j\omega) $	安定条件
(1-1)	R_i	R_f	R_f/R_i	$G_1 \omega_1 > R_i(C_i + C_g)$	安定 $\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(1-2)	C_i	R_f	$p R_f C_i$	$G_1 \omega_1 < R_i(C_i + C_g)$	$\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(1-3)	$\frac{C_i}{R_i}$	R_f	$\frac{R_f}{R_i} (1 + p R_i C_i)$	$G_1 \omega_1 > R_i(C_i + C_g)$	$\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(1-4)	$\frac{C_i}{R_i}$	$\frac{R_f}{C_f}$	$\frac{p R_f C_i}{1 + p R_i C_i}$	$G_1 \omega_1 > R_i(C_i + C_g)$	$\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(2-1)	R_i	$\frac{R_f C_f}{C_i}$	$\frac{1 + p R_f C_f}{p R_i C_i}$	$G_1 \omega_1 > R_i(C_i + C_g)$	安定 $\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(2-2)	C_i	$\frac{R_f C_f}{C_i}$	$\frac{C_f}{C_i} (1 + p R_f C_f)$	$G_1 \omega_1 < R_i(C_i + C_g)$	$\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(2-3)	$\frac{C_i}{R_i}$	$\frac{R_f C_f}{C_i}$	$\frac{(1 + p R_f C_f)(1 + p R_i C_i)}{p R_i C_i}$	$G_1 \omega_1 > R_i(C_i + C_g)$	$\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$

番号	Z_i	Z_f	理想演算 $F(P) = -E_o/E_i \cdot 20 \log F(j\omega) $	帰還回路 $20 \log 1/\beta(j\omega) $	安定条件
(2-4)	$\frac{C_i}{R_i}$	$\frac{R_f C_f}{C_i}$	$\frac{C_f}{C_i} \frac{1 + p R_f C_f}{1 + p R_i C_i} \frac{F_2}{\omega_1}$	$G_1 \omega_1 > R_i(C_i + C_g)$	安定 $\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(3-1)	R_i	$\frac{C_f}{R_f}$	$\frac{1}{p R_i C_f}$	$G_1 \omega_1 > R_i(C_i + C_g)$	安定 $\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(3-2)	C_i	$\frac{C_f}{R_f}$	$\frac{C_f}{C_i}$	$G_1 \omega_1 < R_i(C_i + C_g)$	安定 $\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(3-3)	$\frac{C_i}{R_i}$	$\frac{C_f}{R_f}$	$\frac{1 + p R_i C_i}{p R_i C_f}$	$G_1 \omega_1 > R_i(C_i + C_g)$	安定 $\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(3-4)	$\frac{C_i}{R_i}$	$\frac{C_f}{R_f}$	$\frac{C_f}{C_i} \frac{1}{1 + p R_i C_i}$	$G_1 \omega_1 < R_i(C_i + C_g)$	安定 $\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(4-1)	R_i	$\frac{C_f}{R_f}$	$\frac{R_f}{R_i} \frac{1}{1 + p R_i C_i}$	$G_1 \omega_1 > R_i(C_i + C_g)$	安定 $\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(4-2)	C_i	$\frac{C_f}{R_f}$	$\frac{p R_f C_f}{1 + p R_i C_i}$	$G_1 \omega_1 < R_i(C_i + C_g)$	安定 $\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(4-3)	$\frac{C_i}{R_i}$	$\frac{C_f}{R_f}$	$\frac{R_f}{R_i} \frac{1 + p R_i C_i}{1 + p R_i C_i}$	$G_1 \omega_1 > R_i(C_i + C_g)$	安定 $\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$
(4-4)	$\frac{C_i}{R_i}$	$\frac{C_f}{R_f}$	$\frac{p R_f C_f}{(1 + p R_i C_i)(1 + p R_i C_i)}$	$G_1 \omega_1 < R_i(C_i + C_g)$	安定 $\sqrt{R_f C_g} \geq 1 + \frac{C_g}{C_i}$

備考 $F_1 = R_f/R_i$ $F_2 = C_i/C_f$ $F_2' = C_i'/C_f$ $F_2'' = C_i/C_f'$ $F_H = C_i'/C_f'$
 $G_1 = 1 + F_1$ $G_2 = 1 + F_2$ $G_2' = 1 + F_2'$ $G_2'' = (C_i + C_g)/C_f'$
 $G_H = (C_i + C_g)/C_f'$
 $\omega_1 = R_f/C_i$ $\omega_1' = R_f/(C_i' + C_g)$ $\omega_2 = R_i/C_f$ $\omega_2' = R_i/C_f'$

$$\infty \leftarrow C_i \gg C_i' \rightarrow 0$$

$$\infty \leftarrow C_f \gg C_f' \rightarrow 0$$

また、 Z_i , Z_f が C だけである場合は $R_i, R_f \rightarrow \infty$ とする。種々の組合わせに対する $20 \log |1/\beta_1(j\omega)|$ は表 3.1 のようになる。また、表中に、それぞれの理想演算をも同時に含めた。表より $1/\beta_1$ は微分特性 $jk\omega$, 積分特性 $1/(jk\omega)$ および比例特性 k の組合わせとなる。

4. 演算増巾器の周波数特性

真空管増巾器の利得とバンド巾の関係は、Figure of Merit により決まっており、真空管の動作状態をきめれば増巾器利得が 1 となる周波数 ω_h はきまってしまう。 $1/|\beta| > 1$ であるから $|A| > 1$ の領域が問題になり、 $|A|$ の形による安定化の手段は必然的に低い周波数での利得の低下を伴う。低周波側での特性は、低速度形のものでは直流結合の増巾器を用いること、および繰り返し形の

もので、C-R 結合の増巾器を用いる場合にも同期クランプにより直流再生が行なわれていることから直流においても利得をもっている。つまり、演算増巾器の利得は $\omega=0$ において A_0 であり、 ω の増加に従って 0 に漸近し、途中 ω_h において 1 となる特性をもつ。

このような増巾器に表 3.1 の帰還回路をつけるのであるが、 $1/\beta_1$ は表に示したように最大 +20 db/dec の傾斜をもっているから、 β_2 を無視しても、演算器が安定であるためには、 $|A|$ の傾斜は少なくとも -20 db/dec をこえてはならないことになる。

演算器を汎用形にすることは、とくに繰り返しの形のように演算器の数を減すことが重要である場合には望ましいことであり、微分特性を実現する場合も考慮に入れなければならない。微分器のように広い周波数帯にわたって +20 db/dec の傾斜をもつ帰還回路が構成される可能性を考えれば、演算増巾器は $|A|>1$ となるすべての周波数帯において、少なくとも -20 db/dec 以上の傾斜をもたないことが必要となる。もちろん、低速度形の場合に、微分特性をもつ演算器を構成しないという限定をつけければ（付録 1 参照） $|A|$ の一部に -40 db/dec の傾斜をもたせてもよい。一方、 $|A|$ に平坦部分を作ること

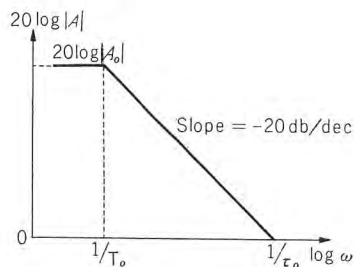


図 4.1 演算増巾器の周波数特性

Fig. 4.1 Frequency response of an operational amplifier.

とは、周波数特性の上限が押えられている以上、低域での $|A|$ を低下させることになり、これは誤差を増加させるから好ましくない。その他、周波数特性の補正の容易であることなどの理由もあり、演算増巾器は図 4.1, すなわち

$$A = -\frac{A_0}{1+j\omega T_0} \quad \dots\dots\dots(4.1)$$

なる特性をもつよう設計するのが普通である。ここで、 $|A|=1$ となる周波数は

$$1/\tau_0 = A_0/T_0 \quad \dots\dots\dots(4.2)$$

であり、この上限が押えられているのである。

5. 安定条件

5.1 $|Z_0| \ll |Z_f|, |Z_L|$ の場合

3.4 節で与えた $1/\beta_1, |A|$ を用いて安定条件を求めアナログ計算機の演算器の安定性・中塚・倉橋

めるのであるが、まず演算増巾器の出力インピーダンス Z_0 が十分小さく、

$$|Z_0| \ll |Z_f|, |Z_L|$$

なる場合を考える。このような条件の下では式 (2.3) より $\beta_2 \cong 1$, したがって

$$\frac{1}{\beta} = \frac{1}{\beta_1} = \left(1 + \frac{Z_f}{Z_0} + \frac{Z_f}{Z_i}\right) \quad \dots\dots\dots(5.1)$$

であるから、表 3.1 中の $1/|\beta_1|$ と図 4.1 の $|A|$ を重ねることによりただちに安定条件が求められる。

(1) 微分器 表 3.1, (1-2) の微分器について $|A|$ と $1/|\beta_1|$ を示せば図 5.1 になり、 $R_f(C_i' + C_0) \cong R_f C_i'$

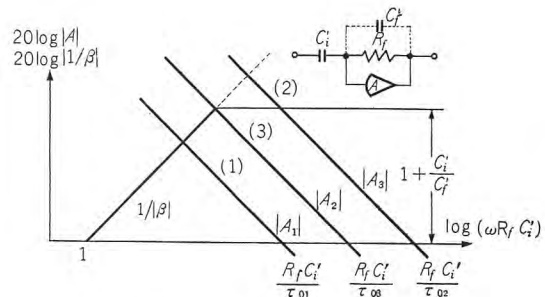


図 5.1 微分器のボーデ線図—(1)

Fig. 5.1 Bode diagram of a differentiator—(1).

と、 $\tau_0 = T_0/A_0$ の相対関係によって、図の三つの場合が生じる。(1) が不安定、(2) が安定、(3) がその限界を示している。図から安定条件として

$$\sqrt{R_f(C_i' + C_0)}/\tau_0 \geq 1 + (C_i' + C_0)/C_f' \quad \dots\dots\dots(5.2)$$

したがって、この回路を安定化するためには、与えられた $\tau_0, R_f C_i'$ に対して

$$C_f' = \frac{C_i'}{\sqrt{R_f(C_i' + C_0)}/\tau_0 - 1} \cong \sqrt{\frac{\tau_0}{R_f C_i'}} C_i' \quad \dots\dots\dots(5.3)$$

なる C_f' を追加する必要がある。あるいは与えられた τ_0, C_f' に対して実現できる微分利得は $R_f C_i' \geq (1 + C_i'/C_f')^2 \tau_0$ 。

ここで、 C_f' があるために生じる誤差について考えてみる。式 (2.1) より

$$\frac{E_0}{E_i} \cong -\frac{Z_f}{Z_i} = -\frac{p R_f C_i'}{1 + p R_f C_f'}$$

であるが、 C_f' は式 (5.3) を満足しなければならないから、その限界値をとれば

$$\frac{E_0}{E_i} \cong -\frac{p R_f C_i'}{1 + p \sqrt{R_f C_i'} \tau_0} \quad \dots\dots\dots(5.4)$$

繰り返しの形では $\tau_0 \cong 5 \times 10^{-8}$ sec, $R_f C_i' \cong 10^{-3} \sim 10^{-4}$ sec の程度であるから $\sqrt{\tau_0/R_f C_i'} \cong 0.7 \sim 2 \times 10^{-2}$ のオーダーになり、かなり大きい誤差をもつことになる。これ

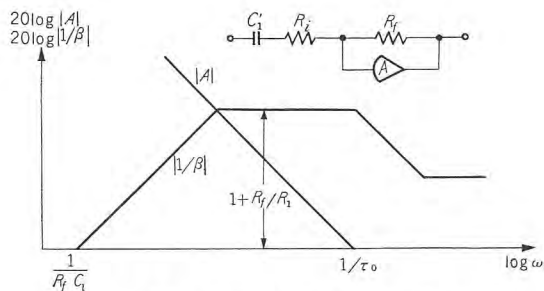


図 5.2 微分器のボード線図—(2)

Fig. 5.2 Bode diagram of a differentiator—(2).

が微分器の精度の上がらない理由である。(付録1参照)

微分器はまた、表 3.1, (1-4) で $R_i \rightarrow 0$ としても得られるが、このときの安定条件は図 5.2 より

$$\sqrt{R_f C_i / \tau_0} \geq 1 + R_f / R_i \cong R_f / R_i \quad \dots\dots (5.5)$$

したがって、与えられた τ_0 , $R_f C_i$ に対して

$$R_i \geq \sqrt{\tau_0 / R_f C_i} R_f \quad \dots\dots (5.6)$$

なる R_i を用いることによって安定化できる。

(2) 積分器 表 3.1, (3-1) より $1/|\beta|$ は +20 dB/dec の傾斜をもたないから安定である。

(3) 係数器 表 3.1, (1-1) のように 2 種の場合がある。 $R_f C_f' > R_i (C_i' + C_0)$ なる場合は積分器と同様安定であるが、一般に $C_0 \gg C_i'$, C_f' であるため、通常使用する R_f / R_i の値が 1~10 の範囲においては、 $R_f C_f' < R_i (C_i' + C_0)$ となり不安定となる可能性がある。図 5.3 より安定であるためには

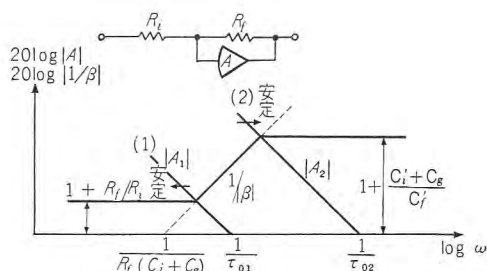


図 5.3 係数器のボード線図

Fig. 5.3 Bode diagram of a coefficient multiplier.

図の (1) の場合

$$\sqrt{R_f (C_i' + C_0) / \tau_0} \leq 1 + R_f / R_i \quad \dots\dots (5.7)$$

または (2) の場合

$$\sqrt{R_f (C_i' + C_0) / \tau_0} \geq 1 + (C_i' + C_0) / C_f' \quad \dots\dots (5.8)$$

のいずれかを満足しなければならない。ここで図 5.3 より、式 (5.7) の安定条件をみたしている場合は、与えられた C_0 , τ_0 に対して R_f が小さいほど安定となる傾向をもち、また、増巾器利得の低下、したがって $1/\tau_0$ の低下に対してより安定となる傾向をもつ。一方式 (5.8) の

ような安定条件をみたす場合は増巾器利得の低下に対して不安定となる可能性がある。いわゆる Niquist 安定であるから注意を要する。しかし、 C_0 , R_f が与えられたときに生じる両者の誤差を比較すれば

(1) の場合

$$\frac{E_0}{E_i} \cong -\frac{R_f}{R_i} \frac{1}{1 + p\tau_0}$$

この τ_0 は式 (5.7) を満足しなければならないから $C_0 \gg C_i' + C_f'$ とみて

$$\frac{E_0}{E_i} \cong -\frac{R_f}{R_i} \frac{1}{1 + p(1 + R_f / R_i) R_f C_0} \quad \dots\dots (5.9)$$

(2) の場合には、式 (5.8) を満足する C_f' を追加しなければならない

$$\frac{E_0}{E_i} \cong -\frac{R_f}{R_i} \frac{1}{1 + p R_f C_f'} \cong -\frac{R_f}{R_i} \frac{1}{1 + p \sqrt{R_f C_0 \tau_0}} \quad \dots\dots (5.10)$$

一般に $R_f C_0 > \tau_0$ なる τ_0 を実現するのは容易であるから、この 2 種の場合の誤差項 $(1 + R_f / R_i) R_f C_0$, $\sqrt{R_f C_0 \tau_0}$ は前者のほうが大きく、誤差については図 5.3 (2) のところで使用するほうが有利である。この理由で、一般に式 (5.8) の安定化策がとられている。

その他の場合も、まったく同様に安定条件が求められるが、その結果だけ表 3.1 中に示した。一般に演算が微分特性をもつ場合、すなわち、 pT , $1 + pT$, $pT / (1 + pT)$: ($T' \ll T$), $(1 + pT) / (1 + pT')$: ($T' \ll T$), $(1 + pT) (1 + pT') / pT''$: ($T'' \ll T$ または T') なる演算を行なう場合は不安定になりやすく、式 (5.2) あるいは式 (5.5) のような安定条件をつねに考慮する必要がある。

5.2 Z_0 の影響

真空管増巾器の出力インピーダンスは零ではなく、式 (2.2) で β_2 による余分の位相推移が生じ、 Z_L および Z_f の値いかんによっては不安定となる可能性がある。増巾器の出力インピーダンスは、増巾器が内部帰還回路をもたなければ実数部 R_0 だけを考慮しておけばよい。通常の演算増巾器はこの条件にあてはまる。

負荷 Z_L は浮遊容量のほか、ポテンショメータ、あ

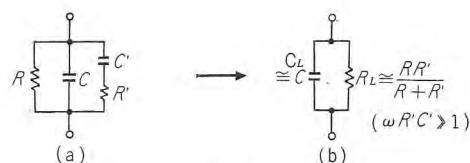


図 5.4 演算器の負荷インピーダンス

Fig. 5.4 Load impedance of a computing element.

るいは次段演算器の入力側演算インピーダンスが加わったものであるから、図 5.4 (a) を考えなければならないが、次段演算器の入力インピーダンスが直列のときにも、一般に問題となる周波数範囲では $\omega R' C' \gg 1$ であるから、近似的に図 5.4 (b) すなわち

$$\frac{1}{Z_L} = j\omega C_L + \frac{1}{R_L}$$

を考慮しておけば十分である。 Z_f についても同様であり、またこの範囲では $A \cong -1/(j\omega\tau_0)$ とみなせるから

$$\begin{aligned} \frac{1}{\beta_2} &= \frac{1+Z_0/Z_f+Z_0/Z_L}{1+Z_0/(AZ_f)} \\ &\cong \frac{1+R_0/R_f+R_0/R_L+j\omega R_0(C_L+C_f')}{1-j\omega\tau_0(R_0/R_f+j\omega R_0 C_f')} \dots (5.11) \end{aligned}$$

安定性の判定は、この $20 \log |1/\beta_2|$ を表 3.1 の $20 \log |1/\beta_1|$ に加えることにより $20 \log |1/\beta|$ が求まるから、前項とまったく同様に行なえる。前と同じ三つの場合につき考える。

(1) 微分器 この場合は $R_0 \ll R_f$, $\omega R_0 C_f' \ll 1$ であるから

$$\frac{1}{\beta_2} = 1 + \frac{R_0}{R_L} + j\omega R_0 C_L$$

これから図 5.5 を得、安定条件としては

$$\begin{aligned} \left(1 + \frac{C_i'}{C_f'}\right) \frac{1}{R_f C_0} &\leq \frac{1}{\left(1 + \frac{R_0}{R_L}\right) \left(1 + \frac{C_i'}{C_f'}\right) \tau_0} \\ &\leq \left(1 + \frac{R_0}{R_L}\right) \frac{1}{R_0 C_L} \dots (5.12) \end{aligned}$$

したがって

$$C_f' \geq \sqrt{\frac{\tau_0}{R_f C_i'}} \left(1 + \frac{R_0}{R_L}\right) C_i' \dots (5.13)$$

であり、 R_L を小さくすれば不安定の傾向をもつ。また

$$R_0 C_L \leq \left(1 + \frac{R_0}{R_L}\right)^2 \frac{C_i'}{C_f'} \tau_0$$

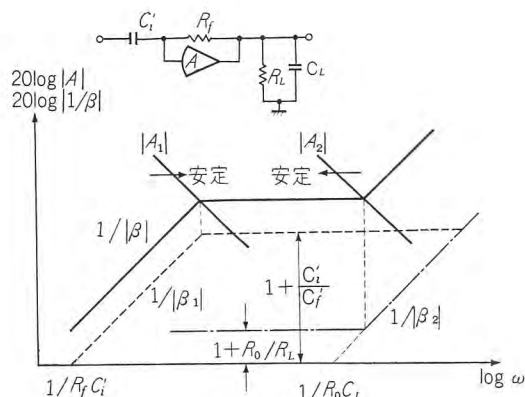


図 5.5 微分器のボデ線図 (負荷のある場合)
Fig. 5.5 Bode diagram of a differentiator with load.

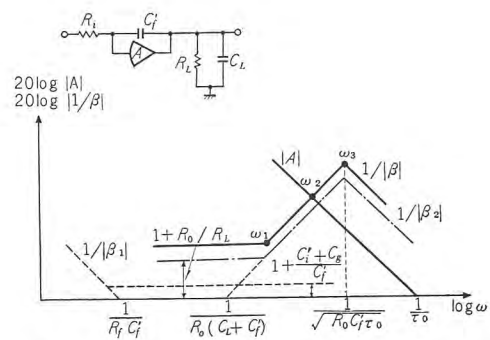


図 5.6 積分器のボデ線図 (負荷のある場合)
Fig. 5.6 Bode diagram of an integrator with load.

したがって

$$R_0 C_L \leq \frac{C_i'}{C_f'} \tau_0 = \sqrt{R_f C_i'} \tau_0 \dots (5.14)$$

でなければならないが、一般に $R_0 \ll R_f$, $C_L \leq C_i'$ であるから式 (5.14) は十分成立し、容量負荷に対しては安定である。

(2) 積分器 この場合は $R_0 \ll R_f$ であり

$$\begin{aligned} \frac{1}{\beta_2} &= \frac{1+R_0/R_L+j\omega R_0(C_L+C_f')}{1-j\omega\tau_0 \cdot j\omega R_0 C_f'} \\ &= \frac{1+R_0/R_L+j\omega R_0(C_L+C_f')}{1+\omega^2 \tau_0 R_0 C_f'} \end{aligned}$$

これから図 5.6 をうる。 $C_f' \gg C_0$, C_i' であるから安定条件の一つは、図で $\omega_1 \geq \omega_2$ から

$$1 + \frac{R_0}{R_L} \geq \sqrt{\frac{R_0 C_f'}{\tau_0} \left(1 + \frac{C_L}{C_f'}\right)} \dots (5.15)$$

他の条件は、 $\omega_3 \leq \omega_2$ であるが

$$\begin{aligned} \omega_2 &\cong 1/\sqrt{R_0(C_L+C_f')\tau_0} \\ \omega_3 &\cong 1/\sqrt{R_0 C_f' \tau_0} \end{aligned}$$

であるから $\omega_2 \leq \omega_3$ であり、式 (5.15) を満足しなければならないようにみえるが、実際の $1/|\beta|$ は ω_3 で傾斜が零となるゆるやかな傾斜をもつ曲線であり、 ω_3 付近での傾斜は $+20 \text{ dB/dec}$ より小さいから、 C_L が C_f' にくらべてそれほど大きくなければ安定であるといえる。

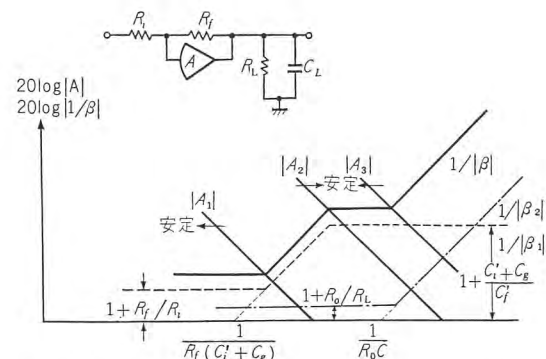


図 5.7 係数器のボデ線図 (負荷のある場合)
Fig. 5.7 Bode diagram of a coefficient multiplier with load.

(3) 係数器 (1) の場合と同様, $R_0 \ll R_f$, $\omega R_0 C_f' \ll 1$ とみて

$$\frac{1}{\beta_2} = 1 + \frac{R_0}{R_L} + j\omega R_0 C_L \quad \dots\dots\dots (5.16)$$

これから図 5.7 をうる. 安定条件は, 利得が $|A_1|$ となる場合には

$$\frac{1}{(1+R_f/R_i)(1+R_0/R_L)\tau_0} \leq \frac{1+R_f/R_i}{R_f(C_i'+C_\theta)},$$

$$\frac{1+R_0/R_L}{R_0 C_L} \quad \dots\dots\dots (5.17)$$

であり, R_L は安定化, C_L は不安定化の傾向をもたらす. C_L は,

$$R_0 C_L \leq \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \left(1 + \frac{R_0}{R_L}\right)^2 \tau_0$$

でなければならない.

また, $|A_2|$, $|A_3|$ のような場合については

$$\frac{1+(C_i'+C_\theta)/C_f'}{R_f(C_i'+C_\theta)} \leq \frac{1}{\{1+(C_i'+C_\theta)/C_f'\}(1+R_0/R_L)\tau_0}$$

$$\leq \frac{1+R_0/R_L}{R_0 C_L} \quad \dots\dots\dots (5.18)$$

となり, R_L , C_L はともに不安定の原因となる. たとえば C_L は

$$R_0 C_L \leq \left(1 + \frac{C_i'+C_\theta}{C_f'}\right) \left(1 + \frac{R_0}{R_L}\right)^2 \tau_0 \quad \dots\dots (5.19)$$

でなければならない.

一般に, 微分特性, および積分特性の演算器は, 容量負荷に対して安定であるが, 外部利得が 1 に近い比例特性をもつ演算器は容量負荷に対しても不安定になりやすい.

6. 実験結果

試作した繰り返し形アナコンの演算増巾器を用いて, 上述の判定法をたしかめる実験を行なった. この演算増巾器は直流再生を行なった C-R 結合形のもので, その利得の周波数特性は図 6.1 に示すものである.

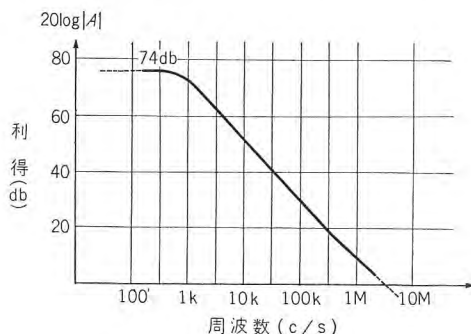


図 6.1 演算増巾器周波数特性

Fig. 6.1 Open-loop gain of an operational amplifier.

6.1 微分器の場合

図 6.2 の回路で R_f を 50 k Ω , および 100 k Ω とし, 種々の C_i に対する安定性をしらべた. 結果を表 6.1, 6.2, および図 6.3, 6.4 に示した. 不安定となる場合の振動は $|A|=1/|\beta|$ となる周波数で起り, 図 6.3, 6.4 の破線 $|A'|$ はこの振動周波数の軌跡である. 表 6.1, 6.2 で, C_i の両端で振動は減衰しているが, これは C_i の大きいところでは A の位相遅れが, まだ $\pi/2$ に達していないこと, また, C_i の小さいところでは C_f' により帰還回路の位相遅れが $\pi/2$ から回復し, 式 (5.2) の

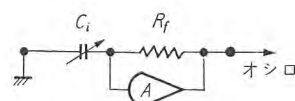


図 6.2 微分器の試験—(1)

Fig. 6.2 Test circuit of a differentiator—(1).

表 6.1 振動の周波数とその減衰比—微分器 ($R_f=50$ k Ω)

C_i	50p	100p	200p	500p	1,000p	0.005	0.01	0.05	0.1
振動周期 $1/f$ (実測) μ s	3.8	4.5	5.4	7.6	11.0	23.5	32	68	100
振動の時間定数 $1/2\pi f$ μ s	0.6	0.72	0.86	1.21	1.75	3.74	5.1	10.8	15.9
振巾が $1/e$ となる時間 (実測) μ s	4.6	6.6	24	∞	∞	∞	∞	760	550

表 6.2 振動の周波数とその減衰比—微分器 ($R_f=100$ k Ω)

C_i	50p	100p	200p	500p	1,000p	0.005	0.01	0.05	0.1
振動周期 $1/f$ (実測) μ s	5.3	6	7.7	11.0	14	32	43	100	140
振動の時間定数 $1/2\pi f$ μ s	0.84	0.95	1.22	1.75	2.22	5.1	6.85	15.9	22.2
振巾が $1/e$ となる時間 (実測) μ s	9	19	55	∞	∞	∞	∞	550	500

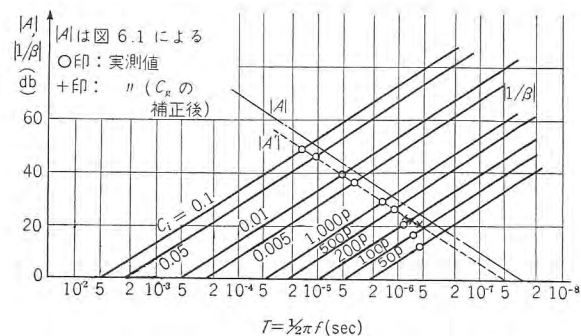


図 6.3 振動周波数と $|A|$, $|1/\beta|$ の関係 ($R_f=50$ k Ω)

Fig. 6.3 Locus of the oscillation frequency with reference to $|A|$ and $|1/\beta|$; differentiator. ($R_f=50$ k Ω)

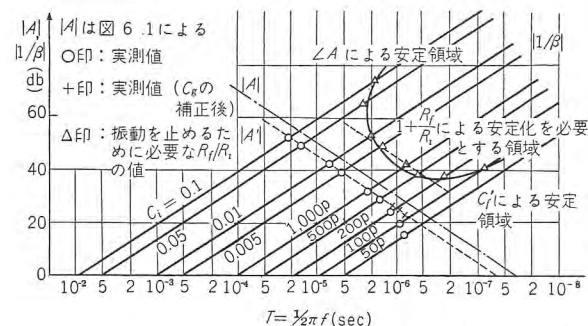


図 6.4 振動周波数と $|A|$, $|1/\beta|$ の関係 ($R_f=100$ k Ω)

Fig. 6.4 Locus of the oscillation frequency with reference to $|A|$ and $|1/\beta|$; differentiator. ($R_f=100$ k Ω)

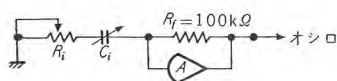


図 6.5 微分器の試験—(2)
Fig. 6.5 Test circuit of a differentiator—(2).

表 6.3 振動を止めるために必要な R_i の値

C_i	50p	100p	200p	500p	0.001	0.005	0.01	0.05	0.1
R_i (実測) Ω	—	950	1,300	1,270	940	340	220	50	20
$1 + R_f/R_i$	—	106	78	79	107	295	455	2,000	5,000
$20 \log (1 + R_f/R_i)$	—	40.5	38	38	40.5	49.5	53	66	74

条件に近づくためである。

また、図 6.3, 6.4 の $|A'|$ が、演算増巾器利得を表わしているとみてよいが、この二つの利得の差は、図 6.1 の $|A|$ 、および、表 6.1 などにおける振動周波数の測定誤差のほか、この程度の増巾器では利得が信号の振巾により変化すること含まれている。

図 6.5 の回路で、図 5.2 のような安定化の方法をとった場合を表 6.3 に示す。この安定限界としては測定の便宜上振動の振巾が 1 サイクルごとに 1/2 になる場合をとったため第 5 節での限界にくらべて条件はゆるく、式 (5.6) で与えられる R_i より小さい値が得られている。表 6.3 の R_i から求めた $1 + R_f/R_i$ の値を図 6.4 中に示した。

6.2 積分器の場合 (負荷に対する安定性)

図 6.6 の回路で、種々の C_L に対する安定性をしらべた結果を表 6.4 に示す。このように積分器では容量負荷に対しても十分安定である。

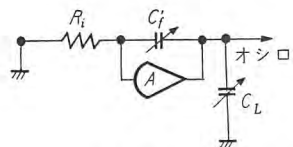


図 6.6 積分器の試験
Fig. 6.6 Test circuit of an integrator with load.

表 6.4 積分器の容量負荷に対する安定性

C_L	0	200p	500p	1,000p	0.005	0.01	0.05	0.1
振動の周期 (μs)	$C_f' = 0.01 \mu$	—	—	—	2	4	12	20
(実測値) $1/f$	$C_f' = 0.1 \mu$	—	—	—	3	4	10	22

6.3 係数器の場合 (負荷に対する安定性)

図 6.7 の回路で、種々の C_L に対する安定性をしらべた結果が表 6.5 である。ここで、 $C_L \geq 0.005 \mu F$ の場合には $|A| = 1/|\beta|$ となる周波数でのループの位相遅れ

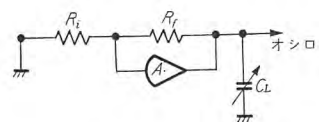


図 6.7 係数器の試験
Fig. 6.7 Test circuit of a coefficient multiplier with load.

表 6.5 係数器の容量負荷に対する安定性

C_L	0	200p	500p	1,000p	0.005	0.01
振動の周期 (実測) $1/f$ (μs)	4.0	4.0	4.1	4.1	20	32
振動の時定数 $1/2\pi f$ (μs)	0.64	0.64	0.65	0.65	3.2	5.1
振動の減衰時間 (サイクル)	2	2	4	20	∞	∞
振動の出力電圧 (P-P Volt)	—	—	—	—	35	30

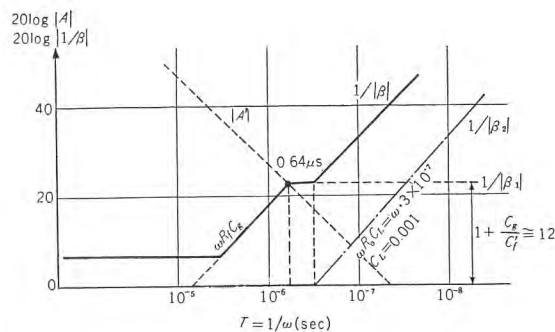


図 6.8 振動周波数と $|A|$ 、 $|1/\beta|$ の関係 ($C_L = 0.001 \mu F$)
Fig. 6.8 Locus of the oscillation frequency with reference to $|A|$ and $|1/\beta|$; coefficient multiplier. ($C_L = 0.001 \mu F$)

は、 π をこえるようになる。この場合には振動の振巾が増大し、ループの位相遅れが π 、かつ $|A''| = 1/|\beta|$ となるような利得 $|A''|$ において振動が持続するはずであるが、使用した演算増巾器では低インピーダンス負荷における正出力と負出力に対する飽和レベルが異なるため、増巾器は極端な非線形領域で動作しており、微分器の場合のような $|A''|$ の軌跡は求められない。

$C_L \leq 0.001 \mu F$ の場合の振動周波数から $|A|$ と $1/|\beta|$ の関係は図 6.8 のようになる。図で R_0 は設計値 300Ω を用いた。これから $C_0 + C_i' \cong C_0$ の見当をつけることができるが、ここでは $C_0 \cong 70 \text{ pF}$ となる。図 6.3, 6.4 の C_0 はこの値を用いた。

また、式 (5.19) の C_L に対する限界は、図 6.8 から $\tau_0 \cong 0.05 \mu s$ 、 $1 + (C_i' + C_0)/C_f' \cong 12$ 、 $R_L = \infty$ をうるから

$$C_L \leq \frac{12\tau_0}{R_0} = 0.002 \mu F$$

これは実験結果ともよく合う。

7. む す び

演算器の安定性の判定法についてのべ、また、2, 3 の演算器の安定条件を求めた。演算増巾器の利得 $|A|$ と、帰還回路の利得 $1/|\beta|$ を分離してボーデ線図を描くことにより、簡単に安定条件が求められる。

演算増巾器の内部抵抗が負荷インピーダンスにくらべて十分小さいときの、各種の演算器の安定条件を表 3.1 に示した。

結論として、一般に次のことがいえる。

(1) 積分特性をもつ演算器は、それ自身も安定であり容量負荷に対しても安定である。

(2) 係数器のように比例特性をもつ演算器で、その外部利得が 1 に近い場合は、それ自身も不安定になりや

すく、また、容量負荷に対しても不安定になりやすい。

とくに出力インピーダンス R_0 が大きい場合にはわずかの容量負荷に対しても不安定となるから注意を要する。(付録2参照) また、係数器で安定化を行なったあとの特性は、式 (5.9) または式 (5.10) のように誤差項をもつから C_g はできるだけ小さいことが望ましい。一般に低速度形、繰り返し形を問わず、係数器のこの誤差は τ_0 よりも $R_f C_g$ によってきまるものと考えられる。

(3) 微分特性をもつ演算器は、それ自身は不安定であり、なんらかの安定化の方法をとる必要があり、またその入力側演算インピーダンスが、それに先行する演算器の容量負荷となり、それを不安定とする傾向をもつ。

また、ここで用いた安定性の判定法は、一般の場合にももちろん適用可能である。

付録 1 微分回路の構成

本文でのべたように、微分器は不安定になりやすいの

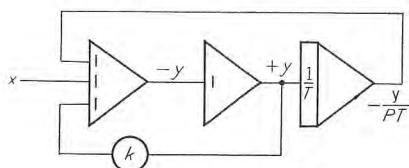


図 1 微分演算の近似

Fig. 1 Circuit of approximate differentiation.

で、図 1 の回路が微分回路として推奨されている⁽⁵⁾。しかしこの回路も閉ループを形成しており、これが安定であるためのある条件を満たさなければならず、この条件の下では本文図 5.2 の R_i あるいは図 5.1 の C_f' によって安定化された微分回路と同じような誤差をもつようになる。以下これを示す。

図 1 において、加算器の出力は

$$y = -\frac{y}{pT} + ky + x \quad \dots\dots\dots (1)$$

であるから、 $k=1$ とすれば

$$y = pTx \quad \dots\dots\dots (2)$$

なる微分演算が行なえる。

しかし、実際には本文の式 (5.10) のように加算器、係数器はいずれも高周波側で理想演算からずれ、位相推移を伴っている。簡単のため、図 1 での係数器は理想的

なものであるとし、加算器が式 (5.10) のような誤差をもつものとすれば、式 (1) は

$$y = \left(-\frac{y}{pT} + ky + x \right) \frac{1}{1 + p\tau}$$

したがって

$$\frac{y}{x} = \frac{1}{1 - k + p\tau + 1/pT}$$

回路を安定とするためには $k \rightarrow 1$ とすることはできず、本文と同様にして安定条件を求めれば

$$1 - k \leq \sqrt{\tau/T}$$

したがってこの回路の演算は

$$\frac{y}{x} \cong \frac{pT}{1 + p\sqrt{T\tau}} \quad \dots\dots\dots (3)$$

であり、誤差 $p\sqrt{T\tau}$ をもつことになる。このように図 1 の回路は図 5.2 のように C_f' によって安定した場合と、誤差についてはまったく同様である。

しかし、この回路の入力インピーダンスは加算器の入力用演算抵抗ははいるだけであるから、図 5.2 の場合のように、この回路に先行する演算器を不安定にするおそれがなく、この点に関しては有利である。

付録 2 演算増巾器の出力インピーダンス

演算増巾器の出力インピーダンス R_0 が比較的大きい場合は、ある予測された容量負荷 C_{L0} をつけた状態で、 R_0 , C_{L0} を含めた演算増巾器利得 A が、式 (4.1) によって与えられるように周波数特性の補正を行なうのが普通であるから、この C_{L0} 以内の容量負荷に対しては特別の考慮を必要としない。

参 考 文 献

- (1) 中塚正三郎・倉橋浩一郎：低速度形アナログ計算機の演算精度「三菱電機」33, (1959) 8 号臨時 p. 89
- (2) 永田襄・三浦武雄：低速度形アナコンの演算増巾器の安定度に関する一考察 アナコン研究会資料 14-2 日科技連, 昭和 33 年 7 月
- (3) H. W. Bode (喜安善市訳)：回路網と饋還の理論 岩波書店, 昭和 30 年 5 月
- (4) たとえば 高橋安人：自動制御理論 岩波書店, 昭和 29 年 10 月
- (5) C. L. Johnson: Analog Computer Techniques Mc Graw Hill Book Co., (1956)

低速度形アナログ計算機の演算精度

研 究 所 中 塚 正 三 郎*・倉 橋 浩 一 郎*

Operation Accuracy of Slow Type Analog Computers

Research Laboratory Shozaburō NAKATSUKA・Kōichirō KURAHASHI

Since the computing elements of analog computers do not perform perfect mathematical operation, solutions made available with the device unavoidably involve errors. The writers expound that to catch hold the errors by means of the shift in coefficients is of great advantage. Obtaining the shift in coefficients when solving linear ordinary differential equations, they explain, in minimizing errors in solution, that the phase error of the computing elements is to be made negligible in comparison with the error in multiplying factor.

1. ま え が き

電子管式アナログ計算機（以下アナコンと称す）が工学上、あるいは物理学上の多くの問題を解くための非常に有効な道具であることはいうまでもない。これらの問題が常微分方程式の形で与えられる場合は、線形であるとは非線形であるとを問わず、とくにすぐれた能力を示すものである。

しかし、アナコンの各演算器はすべて物理的な要素で構成されているものであるから、各演算器が実際に行なう演算とそれが代表している数学的理想演算との対応は、ある限界内で、近似的に成立しているにすぎない。このような不完全な演算器を用いて得たアナコン解が、正解に対して誤差をもつようになるのは避けられない。

アナコンに、その最大能力を発揮させるためには、このような解に生じる誤差—総合演算誤差—をなんらかの形で評価し、それがもっとも少なくなるような領域で使用するための目安を与えることが必要であるのはいうまでもなく、これまでも総合誤差に関して、多くの解析が行なわれてきた。

さて、アナコンで微分方程式を解く場合の誤差は、その初期値に関するものと、方程式そのものに関するものに分けられる。初期値に生じる誤差⁽¹⁾⁽²⁾による解の誤差は概念的にも明らかであり、問題はないと思われる。一方後者、すなわち演算器の不完全さによって生じる方程式の変化は、係数設定に際してはいる誤差によるものと、演算器が理想的な周波数特性をもたないために生じるものが考えられる。MacNee⁽³⁾に始まる一連の解析は、こ

れらのうち周波数特性の不完全さに注目し、方程式の変化をその特性根の推移でとらえることによって議論を進めている。⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾これらの解析の結果は、少なくとも誤差の原因に関する知識を与え、またその結果にもとづき、より広い周波数帯域で使用できる演算器の設計が可能になったことは大きい収穫であった。しかし、これらの解析が、実際にはより大きい誤差の原因になっている係数設定の誤差を無視していたこと、および誤差の物理的意味をはっきりしないまま議論を進めていたことなどのために、アナコンの誤差解析としての現実的な意味を失い、また実際にはおそらく問題にはならない領域での誤差が異常に追求されるような傾向をもたらしことになった。

一方、Dow⁽⁷⁾によって演算器の周波数特性の不完全さによる解の誤差が、与えられた微分方程式の係数の推移でとらえることが示されている。工学上、問題をとくということは、与えられた方程式の、係数のある特定の組、および境界条件の特定の組に対する特別解を求めることにほかならないから、解がどの程度の精度で得られるかという問題が、係数などをどの程度の精度で与えられるかという問題に帰着するのは明らかである。このことはアナコンの誤差を係数、および境界条件に生じる誤差でとらえることが重要であることを示しており、この意味で Dow の方法がすぐれたものであるといえる。

本稿はこのような考え方のもとで、定数係数の線形常微分方程式を解く場合に生じる係数の推移を、係数を設定する際の誤差も含めて求めることによって、アナコン解がもつ誤差の目安をできるだけ現実に近い条件で求め

* 電気第二研究室

られるようにし、また、アナコンのもっとも望ましい使用条件をうることを主目的としたものである。

以下、演算器が単独でもつ誤差、これまでになされた誤差解析の概説、および定数係数線形微分方程式を解く場合の係数の推移などについて述べる。

2. 線形演算器が単独でもつ誤差

定数係数の線形常微分方程式は、加算積分器、加算係数器（以下それぞれ単に積分器、および加算器または係数器と略す）、および係数ポテンショメータ（以下分圧器と称す）の接続によって解かれる。このときの総合誤差は、これら演算器が単独でもつ誤差により決定される。以下、演算器が単独でもつ誤差について考える。

2.1 積分器

積分器の理想演算は入力電圧 E_i ($i=1, 2, \dots, n$) に対して

$$E_0 - E_0(0) = - \sum_{i=1}^n \mu_i E_i / p \dots \dots \dots (2.1)$$

を行なうことである。ここで $p=d/dt$; μ_i は積分器倍率、 $E_0(0)$ は積分器出力 E_0 の初期値である。しかし、現実のアナコンの積分器は図 2.1 で近似的に示されるものであり、 C_i 、 C_g 、 R_L などによる誤差をもつようになる。図中の文字はそれぞれ表 2.1 に示したものをを用いているが、積分コンデンサの吸収現象は無視した。

積分器の入、出力の関係は図の A 点に流れ込む電流の総和が零となることから求められる。すなわち

$$\sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{R_i} + pC_i \right) (E_i - E_d - E_g) + \left(\frac{1}{R_L} + pC \right) (E_0 - E_d - E_g) - pC_g(E_d + E_g) - I_g = 0 \dots \dots \dots (2.2)$$

これからまず次のことがいえる。

(1) ドリフト電圧による誤差

$E_d \ll E_i$, E_0 ; $C_g \ll C$ を考えているのであるから $E_i' = E_i - E_d$; $E_0' = E_0 - E_d$ とおけば、式 (2.2) は

$$\sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{R_i} + pC_i \right) (E_i' - E_g) + \left(\frac{1}{R_L} + pC \right) (E_0' - E_g) - pC_g E_g - I_g = 0 \dots \dots \dots (2.3)$$

すなわち、ドリフト電圧 E_d は入力電圧 E_i' および出力電圧 E_0' がもつ誤差であると考えてよい。一般に E_d は演算時間中一定であるとみてよいから、 E_i ($i=1, 2, \dots, n$)、および E_0 の初期値がそれぞれ $-E_d$ だけの誤差をもった場合に等価であり、それ以外の誤差は生じない。これは積分器が開ループあるいは閉ループのいずれで用

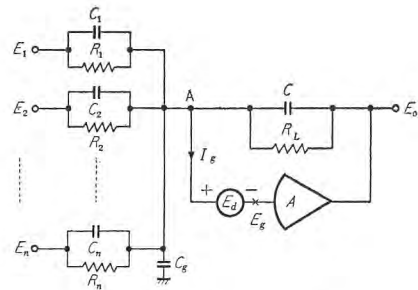


図 2.1 加算積分器
Fig. 2.1 Summing integrator.

表 2.1 図 2.1 の記号

R_i ($i=1, 2, \dots, n$):	演算用入力抵抗 $R_i = R_{i0}(1 + \epsilon_{Ri})$, R_{i0} は記名値, ϵ_{Ri} は誤差
C_i ($i=1, 2, \dots, n$):	R_i 自身の巻線間容量を含む浮遊容量, $C_i \ll C_0$
C :	演算用積分コンデンサ $C = C_0(1 + \epsilon_c)$, C_0 は記名値, ϵ_c は誤差
R_L :	C 自身の漏洩抵抗を含む回路間漏洩 $R_L \gg R_0$
$T = R_0 C_0$:	正規化時定数
$\mu_i = R_0 / R_{i0}$:	i 番目の入力に対する倍率
$A = -A_0 / (1 + pT_0)$:	演算増巾器利得特性
A_0 :	直流における利得 $A_0 \gg 1$
$1/T_0$:	遮断周波数; $T_0 / A_0 = \tau_0$, $\tau_0 \ll T$
E_d :	入力換算ドリフト電圧 $E_d \ll E_i$
I_g :	グリッド電流 $R_0 I_g \ll E_i$
C_g :	演算増巾器入力容量 $C_g \ll C_0$

いられるかを問わずいえることであり、初期値の設定精度と無関係に積分器出力にだけ注目するのは危険である。要は E_i および E_0 を E_d にくらべて十分大きくとることであり、これから変数変換の重要性がいえる。

(2) グリッド電流による誤差

式 (2.2) において、 $E_k' = R_k I_g$ なる E_k' を考えれば、上にのべた場合と同様、 k 番目の入力電圧 E_k が $-E_k'$ だけの誤差をもったものとみることができる。グリッド電流 I_g も演算時間中一定であるとみることができるから、 I_g の影響は入力 E_k の初期値が $-R_k I_g$ なる誤差をもった場合に等価である。

つぎに $E_d = 0$, $I_g = 0$ として、 A が有限であることなどによる誤差をみるのであるが、式 (2.2) を E_0 について解く場合初期値に注意する必要がある。 E_i , E_0 の初期値をそれぞれ $E_i(0)$, $E_0(0)$ とし、式 (2.2) に p^{-1} を行なう。2 次以上の微量量を無視して

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^n \frac{E_i}{pR_i C} + \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{C} [E_i - E_i(0)] \\ & + \left[1 + \frac{1}{A_0} + \sum \frac{\tau_0}{R_i C} + \frac{1}{pR_L C} + \sum \frac{1}{pA_0 R_i C} + p\tau_0 \right] E_0 \\ & - \left[1 + \frac{1}{A_0} + \sum \frac{\tau_0}{R_i C} + p\tau_0 \right] E_0(0) = 0 \end{aligned}$$

これより、

$$E_0 \cong - \frac{\sum_{i=1}^n \frac{E_i}{pR_iC} + \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{C} [E_i - E_i(0)]}{\left(1 + \frac{1}{A_0} + \sum \frac{\tau_0}{R_iC}\right) + \left(\frac{1}{pR_LC} + \sum \frac{1}{pA_0R_iC}\right) + p\tau_0} + \frac{E_0(0)}{1 + \left(\frac{1}{pR_LC} + \sum \frac{1}{pA_0R_iC}\right)} \quad (2.4)$$

ここで $pT = pR_0C_0 = p'$ なる正規化を行ない(注1), p' を改めて p とおけば

$$E_0 \cong - \frac{\sum_{i=1}^n \mu_i(1 + \epsilon_i)E_i}{p[1/(pT_L) + 1 + p\tau]} - \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{C_0} (E_i - E_i(0)) + \frac{E_0(0)}{1 + 1/(pT_L)} \quad (2.5)$$

$$\left. \begin{aligned} \epsilon_i &\cong - \left[\epsilon_c + \epsilon_{Ri} + \frac{1}{A_0} + \sum \mu_i \tau \right] \\ \tau &\cong \tau_0/T \\ 1/T_L &\cong R_0/R_L + \sum \mu_i/A_0 \end{aligned} \right\} \quad (2.6)$$

式(2.5)より, 積分器の誤差は上述の初期値の誤差のほか次に次のものを考えなければならないことがわかる。

(3) 倍率の誤差

積分器の倍率は理想積分器の倍率 μ_i に対して ϵ_i だけの誤差をもつことになる。これは式(2.6)のように演算インピーダンス自身の誤差のほか, A_0 および τ_0 が関係するが, 一般に $1/A_0$, $\sum \mu_i \tau$ は ϵ_c , ϵ_{Ri} にくらべて十分小さく ϵ_i は ϵ_c , ϵ_{Ri} だけでできる。

(4) 時定数 T_L , τ/T , C_i/C_0 による余分な演算

式(2.5)より積分器が入力 E_i の初期値よりの変化分に対して倍率 C_i/C_0 の係数倍演算を行ない, また理想出力である E_i/p にさらに

$$\epsilon(p) = \frac{1}{1 + 1/(pT_L) + p\tau} \quad (2.7)$$

を行なっていることがわかる。また初期値に対しては

$$\epsilon'(p) = 1/[1 + 1/(pT_L)] \quad (2.8)$$

を行なう。式(2.7)の $\epsilon(p)$ による誤差は $E_i(0) = 0$ で, かつ入力がただ一つの場合

$$E_0 \cong - \frac{\mu_1 E_1/p}{1/(pT_L) + 1 + p\tau} - \frac{C_1 E_1}{C_0}$$

を考えればその意味がはつきりする。 E_1 を step 電圧にとれば

(注1) $pT = p'$ なる正規化を行なうことによってアナコン上の1時間単位が実時間 T 秒に対応する。精度に対する要求から, 低速度形アナコンでは $T = 1$ 秒にとり, これを積分器の基準時定数 R_0C_0 に等しくするのが普通である。ここで $R_0 = 1\text{ M}\Omega$, $C_0 = 1\text{ }\mu\text{F}$ が最適である。また, $T = R_0C_0$ 以外の任意の T' によって正規化するとき, 以下にでてくる μ_i , T_L , τ_i などの値は μ_i だけ T'/T 倍, 他は T/T' 倍すればよい。たとえば $\mu_i' = \mu_i T'/T$, $T_L' = T_L \cdot T/T'$ など。

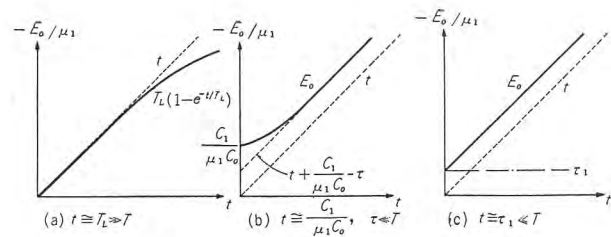


図 2.2 積分器の step 電圧に対する応答
Fig. 2.2 Response of an integrator for a unit-step input.

$$\begin{aligned} E_0(t) &\cong - \frac{\mu_1/p}{1/(pT_L) + 1 + p\tau} \cdot 1 - \frac{C_1}{C_0} \cdot 1 \\ &\cong - \mu_1 \left(\frac{1}{p + 1/T_L} - \frac{1}{p + 1/\tau} \right) \cdot 1 - \frac{C_1}{C_0} \cdot 1 \\ &= - \mu_1 [T_L(1 - e^{-t/T_L}) - \tau(1 - e^{-t/\tau})] - \frac{C_1}{C_0} \quad (2.9) \end{aligned}$$

これを示したのが図 2.2 である。図(a)は式(2.9)の第1項, (b)は第2項がそれぞれ問題となる領域での出力を示しているが, (b)は $t \gg \tau$ なる領域において初期値が零の場合には E_0 が

$$E_0 \cong - \frac{\sum \mu_i(1 + \epsilon_i)(1 + p\tau_i)E_i}{p[1 + 1/(pT_L)]} \quad (2.5)'$$

$$\tau_i \cong C_i/(\mu_i C_0) - \tau \quad (2.6)'$$

で近似できることを示している。式(2.5)'をとるときの step 電圧に対する出力は図 2.2(c) となり, $t \gg \tau_i$ において (b) に一致する。

初期値が零でない場合にも $\sum C_i E_i(0)/C_0$ が E_0 の初期値に余分に加わったことに近似できるから, これを $E_0(0)$ 自身の誤差に含めてしまえば, 積分器が行う演算は

$$E_0 \cong - \sum_{i=1}^n \mu_i(1 + \epsilon_i) I_i(p) E_i + I^0(p) E_0(0) \quad (2.10)$$

$$\left. \begin{aligned} I_i(p) &= \frac{1 + p\tau_i}{p[1 + 1/(pT_L)]} \\ I^0(p) &= 1/[1 + 1/(pT_L)] \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

を考えればよいことになる。すなわち, 積分器の時定数による誤差は積分器が倍率 $1/T_L$ の2回積分, および倍率 τ_i の係数倍演算を行なうために生じるものであるとみることができる。ここで初期値に対する誤差演算が, 理想積分出力に対して余分に行なう誤差演算と異なることに注意する必要がある。

2.2 加算係数器

加算器の理想演算は入力 E_i ($i = 1, 2, \dots, n$) に対して

$$E_0 = - \sum_{i=1}^n K_i E_i \quad (2.12)$$

を行なうことである。現実の加算器は近似的に図 2.3 で与えられるものであるが, 図で $R_f = R_{f0}(1 + \epsilon_{Rf})$ は演算

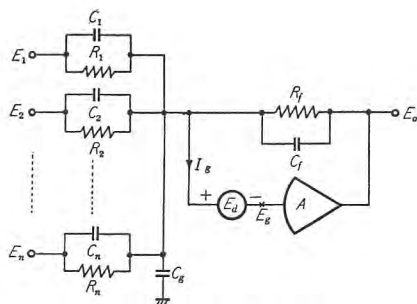


図 2.3 加算係数器
Fig. 2.3 Summing amplifier.

用帰還抵抗, C_f は R_f 自身の巻線容量を含めた並列浮遊容量であり, $R_f C_f \ll T$ である. また $K_i = R_{f0}/R_{i0}$ とするが, その他の文字は表 2.1 と同じものを用いている.

加算器の入・出力の関係は図 2.3 の A 点に流れ込む電流の総和が零になることから求められる. すなわち,

$$\sum_{i=1}^n \left(\frac{1}{R_i} + pC_i \right) (E_i - E_d - E_0) + \left(\frac{1}{R_f} + pC_f \right) (E_0 - E_d - E_0) - pC_0 (E_d + E_0) - I_0 = 0 \quad (2.13)$$

ここで E_d, I_0 が考えている加算器に先行する演算器の初期値に生じる誤差に含めることができるのは積分器の場合と同様である. (注 2)

つぎに $E_d = I_0 = 0$ として E_0 を求めるのであるが, この場合は E_0 に初期値はなく, また E_i の初期値による誤差出力が $t \gg R_f C_f, R_i C_i$ において零に収れんすることは明らかであるから, 初期値をすべて零とおいて E_0 を求めればよい. $pT \rightarrow p$ とおけば

$$E_0 = - \sum_{i=1}^n \frac{K_i (1 + \delta_i) (1 + pR_i C_i / T) E_i}{1 + p[R_f C_f / T + (1 + \sum K_i) \tau_0 / T]} \quad (2.14)$$

$$\delta_i = \epsilon_{Ri} - \epsilon_{Rf} + \frac{1}{A_0} (1 + \sum K_i) \quad (2.15)$$

式 (2.14) から加算器の誤差としては, 上述の初期値に関するもののほか, つぎのものを考えればよいことになる.

(1) 倍率の誤差

加算器の倍率は理想加算器の倍率 K_i に対して δ_i なる誤差をもつことになる. ここで, 一般に $(1 + \sum K_i) / A_0 \ll \epsilon_{Ri}, \epsilon_{Rf}$ なるよう A_0 が選ばれているから, δ_i は演算インピーダンス自身の誤差 $\epsilon_{Ri}, \epsilon_{Rf}$ だけで済む. (注 3)

(2) 時定数 $R_f C_f, \tau_0, R_i C_i$ などによる余分な演算

式 (2.14) は加算器が理想加算演算 $\sum K_i E_i$ にさらに余分な演算

$$\epsilon_i''(p) = \frac{1 + pR_i C_i / T}{1 + p[R_f C_f / T + (1 + \sum K_i) \tau_0 / T]} \quad (2.16)$$

を行なっていることを示している. ここで, この ϵ_i'' による誤差は, 単一の Rump 入力に対する加算器の出力が図 2.2 (b) の形となることから, 積分器の場合と同様 $t \gg R_i C_i / T, R_f C_f / T$ の領域を考えると

$$E_0 \cong - \sum_{i=1}^n K_i (1 + \delta_i) (1 + p\sigma_i) E_i \quad (2.14)'$$

$$\sigma_i \cong R_i C_i / T - [R_f C_f / T + (1 + \sum K_i) \tau_0 / T] \quad (2.15)'$$

で近似した場合の誤差に等しい.

また, R_{f0} を積分器の基準抵抗 R_0 に等しくとれば

$$\sigma_i \cong C_i / (K_i C_0) - [C_f / C_0 + (1 + \sum K_i) \tau_0 / T] \quad (2.15)''$$

この σ_i は加算器が誤差としてもつ微分演算の倍率である.

2.3 係数ポテンシヨメ

一タ

分圧器の理想演算は

$$E_0 = \alpha E_i, \quad 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (2.16)$$

を行なうことであるが, 実際にはダイヤルの目盛に対

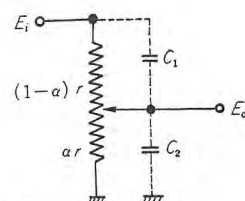


図 2.4 係数ポテンシヨメータ (分圧器)
Fig. 2.4 Potentiometer.

する実際の分圧比には誤差があり, また浮遊容量による誤差をもつことになる. 浮遊容量に対しては図 2.4 を考えればよく, $pT \rightarrow p$ なる正規化を行ない, また加算器の場合と同様 $t \gg rC_1 / T, rC_2 / T$ に注目すれば

$$E_0 \cong \alpha (1 + \epsilon) (1 + p\lambda) E_i \quad (2.17)$$

(注 2) E_d による E_0 の誤差は k 番目の入力 $E_d R_k / R_f$ なる誤差をもつものと考えことで除くことができる. これはある種の繰り返し形アナコンにおける初期値の挿入方式を考えれば明らかである.

(注 3) $1 + \sum (Z_f / Z_i) = \beta^{-1}$ とするとき,

$$E_0 = - \left[1 - \frac{1}{1 - A(j\omega)\beta(j\omega)} \right] \sum \frac{Z_f(j\omega)}{Z_i(j\omega)} E_i$$

となることから, 周波数 ω における倍率の誤差が $1 / |A(j\omega)\beta(j\omega)|$ で与えられるとする場合がみられる (たとえば Korn; DC Analog Computers p. 164) が, これは誤りである. 倍率の誤差は

$$|\epsilon_\omega| = \left| 1 - \frac{1}{1 - A(j\omega)\beta(j\omega)} \right|$$

で与えられるものであるから, $A(j\omega), \beta(j\omega)$ の位相を考えなければならない. 簡単のため加算器 $\beta^{-1} = 1 + \sum K_i$ を考えれば, A として本文表 2.1 を用い, $|A(j\omega)\beta(j\omega)| \gg 1$ なる周波数範囲を考えれば, Korn に従えば

$$|\epsilon_\omega| \cong \omega T_0 / (A_0 \beta)$$

一方正しい値は上式より

$$|\epsilon_n| \cong \left| 1 - \frac{1}{1 - A(j\omega)\beta(j\omega)} \right| = \frac{1}{|A_0 \beta|} + \frac{1}{2} \left(\frac{\omega T_0}{A_0 \beta} \right)^2$$

にすぎない.

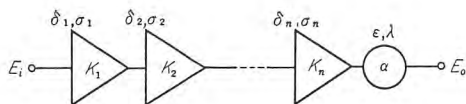


図 2.5 係数器と分圧器の縦続回路

Fig. 2.5 Series circuit of the coefficient multipliers and the potentiometer.

が分圧器の実際の演算の近似式となる。

ここで ε は分圧器の非直線性、および負荷効果などによる分圧比の誤差。(注 4) また λ は

$$\lambda \cong (1-\alpha)r[(1-\alpha)C_1 - \alpha C_2]/T \cdots (2.18)$$

式 (2.17) からわかるように分圧器による誤差は加算のそれとまったく同じ形であるが、このことから図 2.5 のような係数器と分圧器よりなる係数設定回路全体の誤差としては、 $t \gg \delta$, λ なる領域において、

$$E_0 = \alpha \left(\prod_{k=1}^n K_k \right) \left(1 + \varepsilon + \sum_{k=1}^n \delta_k \right) \left(1 + p\lambda + p \sum_{k=1}^n \sigma_k \right) E_i$$

を考えればよいことになる。改めて $\alpha \prod K_k$ を K_n , $\varepsilon + \sum \delta_k$ を δ_n , $\lambda + \sum \sigma_k$ を σ_n とすれば図 2.5 の回路の演算は

$$E_0 = K_n(1 + \delta_n)(1 + p\sigma_n) \cdots (2.19)$$

を考えて行けばよい。ここで σ_n は K_n および各係数器、および分圧器の倍率の分担の方法の関数である。

2.4 低速度形アナコンの誤差の程度

アナコンの積分器などは、上にのべたような誤差をもつが、現在の低速度形アナコンにおけるこれらの誤差の程度は次のようなものである。

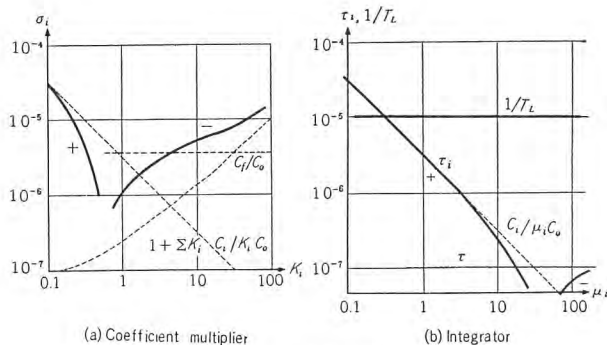


図 2.6 積分器および係数器の時定数の近似

Fig. 2.6 Approximation of time constants of integrator and coefficient multiplier.

(注 4) 設定しようとする分圧器の分圧比を、負荷をつけた状態で、標準の高精度ポテンショメータの分圧比と比較校正しながら設定すれば、分圧器の非直線性および負荷に無関係に、小数点以下 4 けた程度まで正しく設定できる。またある種の非線形問題において、微少な係数を高い精度で設定する必要があるが、この場合には、上記のようにして設定された分圧器の前に、たとえば、1/10, 1/100 などの減衰器を挿入する方法をとることができる。

(1) 初期値に生じる誤差

$$|E_d| < 10^{-4} \text{ V}, |I_0|$$

$< 10^{-10} \text{ A}$ は十分満足

されているから入力抵

抗を $1 \text{ M}\Omega$ とすれば、

いずれも初期値設定の

フルスケール値 100 V

に対し、 10^{-6} だけのあ

いまいさを得るにすぎない。

これは初期値を設定する

ときの精度がせいぜい 10^{-4}

程度であることを考えれば、

E_d, I_0 が完全に無視できる

ことを示している。

また積分器の場合は $\sum C_i E_i(0)/C_0$

なる誤差をもつこと

になるが、いま入力の数

を 10 個とし、それらの初期

値がすべてフルスケール

値をとっている場合を考

えても、

C_i は $2 \sim 3 \text{ pF}$ の程度である

から、 $C_0 = 1 \mu\text{F}$ の場合、

$\sum C_i E_i(0)/C_0$ による初期

値の誤差は 10^{-4} をこえ

ないといえる。

(2) 倍率の誤差

演算用インピーダンス

自身の精度は、測定法、

温度係数、温・湿度サイ

クル、あるいは経年変

化、および費用などを

考えれば、現状では 10^{-3}

程度であり、将来改良

されうるとしても 10^{-4}

が限度であろう。とくに、

積分コンデンサについ

ては吸収現象などのた

めに、容量は周波数の

関数となるから、⁽⁵⁾⁽⁸⁾

容量値として意味をも

つのは 10^{-4} 程度まで

である。

積分器の場合は $1/A_0$, $\sum \mu_i \tau_0/T$

がこれに加わること

になるが $A_0 > 10^7$, $\tau_0 \cong 10^{-7} \text{ sec}$

であるから $T = 1 \text{ sec}$ 対

して $\sum \mu_i = 100$ とみても

これによる誤差は上述

の演算インピーダンス

自身の誤差にくらべて

無視できる。

加算器の場合も $\sum K_i = 100$

としても $\sum K_i/A_0 < 10^{-5}$

であり演算インピー

ダンス自身の誤差にく

らべて無視できる。

(3) 時定数による誤差

積分器の理想演算に

対して行なう余分な

演算は式 (2.11) の

ように $1/T_L$, τ_i に

比例することになる。

このうち T_L は A_0 が

非常に大きいため式

(2.6) の第 1 項 R_0/R_L

で済まるのが普通で

ある。 $R_L = 10^{11} \Omega$ 程

度は保証できるから、

$R_0 = 1 \text{ M}\Omega$ に対して

$1/T_L = 10^{-5}$ がい

える。

また積分器の τ_i , 加

算器の σ_i はそれぞれ

式 (2.6)', (2.15)'

より図 2.6 で概念的

に示したような値を

とる。

また、分圧器の時定

数 λ は、図 2.4 の C_1, C_2

が分圧

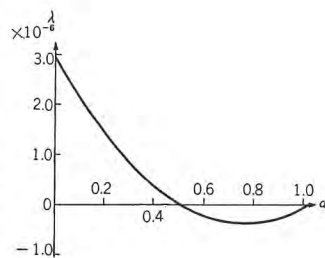


図 2.7 分圧器の時定数の近似

Fig. 2.7 Approximation of time constant of potentiometer.

比に無関係にほぼ一定値をとるため、図 2.7 に示したような形をとり、 $\tau_i, \sigma_i, \lambda$ などのオーダーとしては $10^{-6} \sim 10^{-5}$ を考えておけば十分である。

3. 定数係数の線形常微分方程式を解く場合の誤差

以下定数係数の線形常微分方程式を解く場合にかぎって検討する。前章でのべたように、積分器などの演算器は初期値および倍率に誤差をもち、また τ, σ などによる余分な演算を行なう。ここではこのような演算器単独での誤差が解に及ぼす影響を考える。ただし初期値の誤差は考えない。

3.1 総合誤差評価法の概説

微分方程式

$$\varphi(p) \cdot y = \sum_{n=0}^m a_n p^n y(t) = f(t) \quad \dots\dots (3.1)$$

を初期値

$$[p^n y]_{t=0} = y_0^{(n)}(0); n=0, 1, \dots, m-1 \quad \dots (3.2)$$

のもとで解くことを考える。演算器の誤差によりアナコンは式 (3.1) とは異なった微分方程式

$$\psi(p) \cdot y = \sum_{n=0}^r b_n p^n y(t) = f(t) \quad \dots\dots (3.3)$$

を式 (3.2) とは異なる初期値

$$[p^n y]_{t=0} = y_1^{(n)}(0); n=0, 1, 2, \dots, r-1 \quad \dots (3.4)$$

のもとで解いた解 $y_1(t)$ を与えることになり、これは方程式 (3.1) の正解 $y_0(t)$ とは異なったものである。

この解に生じる誤差は次のような方法でとらえることができる。

(1) 特性根の推移⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾

ξ_n, η_n をそれぞれ微分方程式 (3.1), (3.3) の特性方程式

$$\varphi(\xi) = 0, \quad \psi(\eta) = 0$$

の根とし、簡単のため ξ_n, η_n が重根を含まないとすれば y_0, y_1 が

$$y_0 = \sum_{n=1}^m c_n e^{\xi_n t} + \sum_{n=1}^m e^{\xi_n t} \left\{ \int_0^t e^{-\xi_n \tau} f(\tau) d\tau \right\}$$

$$y_1 = \sum_{n=1}^r d_n e^{\eta_n t} + \sum_{n=1}^r e^{\eta_n t} \left\{ \int_0^t e^{-\eta_n \tau} f(\tau) d\tau \right\}$$

ただし c_n, d_n はそれぞれ初期値 $y_0^{(n)}(0), y_1^{(n)}(0)$

で定まる定数

によって与えられることから、 ξ_n と η_n を比較することによって誤差の目安を得ようとするものである。

演算器の周波数特性の不完全さだけに注目すれば ξ_n

がわかっており、 $\psi(\eta)$ が考えている領域で正則であれば、 $\psi(\eta)$ を ξ_n のまわりに展開することによって ϵ_n を求めることができる。すなわち、

$$\psi(\eta_n) = \psi(\xi_n) + \epsilon_n \psi'(\xi_n) + \frac{1}{2} \epsilon_n^2 \psi''(\xi_n) + \dots\dots$$

において、 $\psi(\eta) = 0$ が重根をもたないという仮定から、 ϵ_n が十分小さいものと考えて第 3 項以下が省略でき

$$\epsilon_n = -\frac{\psi(\xi_n)}{\psi'(\xi_n)} \cong -\frac{\psi(\xi_n)}{\varphi'(\xi_n)}; n=1, 2, \dots, m$$

ここで演算器の特性が p の関数として与えられている場合には $\psi(\xi_n)$ は $\varphi(\xi_n) = 0$ を利用して求めることができる。また一般に $r > m$ となるから $\psi(\eta) = 0$ は余分の根を含むが、これは大きい負の実数部をもち、考えている時間領域では無視できると仮定して除いている。

さて、このような ϵ_n が小さいことが望ましいのは当然であるから、これが誤差のなんらかの目安を与えることは明らかであり、とくに演算器の設計、あるいは試験に際する手法を与えるので便利である。しかし、この方法が初期値に関してはなんら情報をもたないから、特別解を求めるというアナコン本来の目的からすれば無力であり、また係数の設定誤差を無視している点で現実的ではない。

(2) 係数の推移⁽⁷⁾

上述のように演算器の周波数特性により特性根が推移する。係数が誤差をもっても同様に特性根の推移がみられるから、上述の特性根の推移が、実は係数が推移したために生じたものであると考えるのである。

根推移を考えた場合と同様、 $r-m$ 個の余分な根を捨てれば、アナコンが微分方程式 (3.3) の m 階近似式

$$\phi(p) \cdot y = \sum_{n=0}^m h_n p^n y = f \quad \dots\dots (3.5)$$

を初期値

$$[p^n y]_{t=0} = y_2^{(n)}(0); n=0, 1, 2, \dots, m-1 \quad \dots (3.6)$$

のもとで解いているものとして与えることができる。この h_n を式 (3.1) の a_n と比較することで誤差の目安を得ようとするものである。

演算器の特性が p の関数として与えられている場合には、 ξ_n がわかっていなくても、簡単に h_n を求めることができる。

はじめにのべたように、解がどの程度の精度で得られるかという問題は、係数および初期値がどの程度の精度で与えられるかという問題に帰着できるから、この方法が重要であることがいえる。係数が推移することによ

て解がどれだけ変わったかは直接求められないが、係数の変化に対する解の変化を求めることは、アナコンのもっとも得意とするところであるから、この係数推移の程度がわかっているれば係数の設定値を微小変化させることによって、正解の存在する範囲を容易に求めることができる。また、係数に許される誤差を、対象としている物理系の各定数のもつあいまいさと直接に対比できるという特長をもつ。

また、式 (3.5) の特性方程式

$$\phi(p)=0$$

の根 p_n が η_n に一致するのは当然である。

(3) 解の瞬時値

目的は特別解を求めることであるから本来は

$$\epsilon(t)=y_1(t)-y_0(t)$$

を求めなければならない。たとえば式 (3.5) のよう h_n が求められれば、初期値を零とすると

$$\begin{aligned}\epsilon(t)=y_1(t)-y_0(t) &= \left[\frac{1}{\varphi(p)} - \frac{1}{\phi(p)} \right] f \\ &= \frac{\sum (a_n - h_n) p^n}{\sum h_n p^n} \cdot \frac{f}{\sum a_n p^n} \cong \frac{\sum (a_n - h_n) p^n}{\sum h_n p^n} y_1 \\ &\dots\dots\dots (3.7)\end{aligned}$$

となるから、式 (3.1) を解く回路を用いて誤差 $\epsilon(t)$ を求めることができる⁽⁹⁾。しかし、係数の誤差 $h_n - a_n$ がわかるということは、係数が正しく設定されうることを意味しているから、この方法も (2) の場合と同様、正解の存在する範囲を求めるものと解すべきであろう。

3.2 時間係数変換、および変数変換

時間係数変換および変数変換の方法によっては、同じ問題を同じ形式の接続で解いても回路定数が異なってくるため誤差も異なったものとなる。まずこのことを考える。

与えられた方程式を

$$\sum_{n=0}^m A_n P^n y_0 = f_0, \quad A_m \neq 0, \quad P = d/dx \dots (3.8)$$

とする。アナコンは $p = d/dt$ に関する演算を行なうのであるから $x \rightarrow t$ の変換が必要である。演算器の誤差は先にのべたように時間に関係する項を含むから、必要な x の変域が最適な t の変域に対応するような変換

$$\left. \begin{aligned} t &= \alpha_i T x \\ P &= \alpha_i T d/dt = \alpha_i (pT) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.9)$$

を行なう必要がある。この α_i を時間変換係数という。このような変換を行ない、さらに $pT \rightarrow p$ に正規化すれば (注 1) 式 (3.8) は

$$\varphi(p)y = \sum_{n=0}^m a_n p^n y = f \dots\dots\dots (3.10)$$

また、各演算器の出力電圧には限界があり、基準値 1 (普通 $1=100\text{ V}$) 以内で演算が保証されている。一方、入力電圧が小さいときにはドリフトあるいはグリッド電流などによる誤差を考慮しなければならなくなるから、演算器の出力電圧、すなわち演算器出力におこる変数が、この規準値以内でできるだけ大きくなるような変数の変換を行なう必要が生じる。

式 (3.10) での変数 $p^n y$ の最大値を M_n とするとき、

$$p^n y = M_n Y_n, \quad n=0, 1, 2, \dots, m \dots (3.11)$$

なる変換を行なえば $|Y_n| \leq 1$ であり、 Y_n は $-1 \sim +1$ を最大変域とするから上の条件を満足する。

アナコンはこのような変換の行なわれた後の方程式

$$\left. \begin{aligned} \varphi(p)y &= \sum_{n=0}^m b_n Y_n = f \\ b_n &= a_n M_n, \quad n=0, 1, 2, \dots, m \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3.12)$$

を解くことになる。ここで n 番目の積分器の倍率を μ_n とするとき

$$Y_n = (\mu_n/p) \cdot Y_{n+1} = \mu_n Y_n M_n / M_{n+1}$$

であるから

$$\mu_n = M_{n+1} / M_n, \quad n=0, 1, 2, \dots, m-1 \dots (3.13)$$

また、

$$M_n = M_{n+1} / \mu_n = M_m / \prod_{k=n}^{m-1} \mu_k$$

を用いて

$$b_n = a_n M_n = a_n M_m / \prod_{k=n}^{m-1} \mu_k \dots\dots\dots (3.14)$$

b_n は分圧器と係数器の縦続接続回路で設定されることになるから、図 2.5, 式 (2.19) を考えればよい。この回路の時定数 σ_n は倍率 $K_n = b_n$ の関数であり、積分器の時定数 τ_i も倍率 μ_i の関数であるから、これらの時定数によって生じる総合誤差は変数変換のやり方に依存することになる。

たとえば

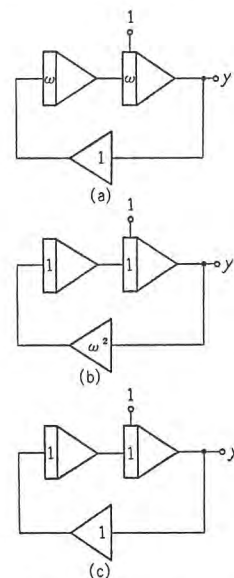


図 3.1 $(p^2 + w^2)y = 0$ を解く接続

Fig. 3.1 Computer set-up to solve the differential equation $(p^2 + w^2)y = 0$.

$$p^2y + \omega^2y = 0; y(0) = 1, py(0) = 0 \dots (3.15)$$

を解く場合を考える。解は

$$y = \cos \omega t$$

であるから

$$py = -\omega \sin \omega t, p^2y = -\omega^2 \cos \omega t$$

これより $M_0 = 1, M_1 = \omega, M_2 = \omega^2$, したがって $\mu_0 = \omega, \mu_1 = \omega$ を得る。すなわち式(3.15)を解くアナコン接続は図3.1(a)となる。一方、式(3.15)は図3.1(b), あるいは $\alpha_i = 1/\omega$ なる時間係数の変換を行なって図3.1(c)を用いても解けることがわかるが、それぞれの場合について μ_n, K_n は異なったものとなるから、時定数 τ_n, σ_n によって生じる誤差項も当然異なったものとなる。いま、かりに倍率にまったく誤差が生じないものとすれば、図2.6より $\omega > 1$ の領域では図3.1(b)の回路では τ_n, σ_n とも大きくなるので不利であるといえる。

3.3 高階微分方程式を解く場合に生じる係数の推移

微分方程式(3.1)を解く場合に生じる係数の推移を求める。時間係数変換、および変数変換を行なったあとのアナコン方程式は式(3.12)となるから、これを解くアナコンの接続は図3.2となる。簡単のため初期値をすべて零とすれば、アナコンが実際に解いている方程式は式(2.10), (2.11), (2.19)などから

$$\left\{ \sum_{n=0}^{m-1} K_n (1 + \delta_n) (1 + p\sigma_n) \cdot \prod_{k=n}^{m-1} [\mu_k (1 + \epsilon_k) I_k(p)] \cdot p^{n-m} \right\} z - f = b_m z$$

ここで、 δ_n, ϵ_n が十分小さく、また $t \gg \sigma_n, \tau_n$ なる時間領域を考え2次以上の微少量を無視すれば

$$\phi(p) \cdot y = \left\{ \sum_{n=0}^m a_n p^n \left[1 + \frac{n}{pT_L} \right] \left[1 + p\sigma_n - p \sum_{k=0}^{n-1} \tau_k \right] \left[1 + \delta_n - \sum_{k=0}^{m-1} \epsilon_k \right] \right\} y = f$$

ただし

$$\sigma_m = \delta_m = 0$$

整理して

$$\phi(p) \cdot y = \sum_{n=0}^{m+1} \left\{ a_{n+1} \frac{n+1}{T_L} + a_n \left(1 + \delta_n - \sum_{k=0}^{n-1} \epsilon_k \right) \right\}$$

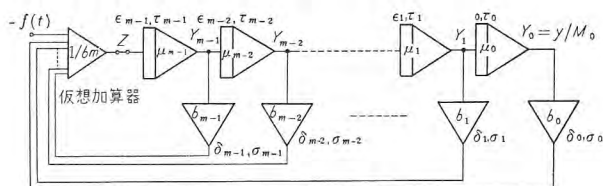


図 3.2 $\sum a_n p^n y = f$ を解く接続

Fig. 3.2 Computer set-up to solve the differential equation $\sum a_n p^n y = f$

$$+ a_{n-1} \left(\sigma_{n-1} - \sum_{k=0}^{n-2} \tau_k \right) \Big\} y = f \dots (3.16)$$

ただし

$$a_{n+1} + a_{n+2} = a_{-1} = 0$$

すなわち、方程式(3.1)を解くためのアナコン回路は、形式的に方程式(3.16)で近似される微分方程式を解いていることになる。

ここで、方程式(3.16)は、式(3.1)よりも1階だけ高くなり、余分な根を1個もつようになる。この余分な特性根は、方程式(3.1)の特性根にくらべて非常に大きいから簡単に求められる。式(3.16)の特性方程式 $\phi(\eta) = 0$ において、その一つの根 η_{m+1} が非常に大きいとすれば、

$$\phi(\eta) \cong a_m \left(- \sum_{k=0}^{m-1} \tau_k \right) \eta^{m+1} + a_m \left(1 + \delta_m - \sum_{k=0}^{m-1} \epsilon_k \right) \eta^m \cong 0$$

より

$$\eta_{m+1} \cong 1 / \left(- \sum_{k=0}^{m-1} \tau_k \right) \dots (3.17)$$

これから

$$\phi(p)y = \left(1 - p \sum_{k=0}^{m-1} \tau_k \right) \left[\sum_{n=0}^m (a_n + c_n) p^n \right] y = f \dots (3.18)$$

$$c_n = a_{n+1} \frac{n+1}{T_L} + a_n \left(\delta_n - \sum_{k=0}^{n-1} \epsilon_k \right) + a_{n-1} \left(\sigma_{n-1} + \sum_{k=n-1}^{m-1} \tau_k \right) \dots (3.19)$$

アナコンは方程式(3.18)を解いていることになるが、初期値がないものと仮定しているから、アナコン解は

$$y_1 = \frac{1 + p \sum_{k=0}^{m-1} \tau_k}{\sum_{n=0}^m (a_n + c_n) p^n} \cdot f \dots (3.20)$$

で与えられる。

さて、 y_2 を方程式(3.1)と同じ階数で、係数だけ推移した方程式の解

$$y_2 = \frac{1}{\sum_{n=0}^m (a_n + c_n) p^n} \cdot f \dots (3.21)$$

とすれば

$$y_1 = \left(1 + p \sum_{k=0}^{m-1} \tau_k \right) \cdot y_2 \dots (3.22)$$

ここで、式(3.1)の正解を y_0 とするとき、 $y_0 \cong y_2, py_0 \cong py_2$ であり、 y_2, py_2 の最大値は M_0, M_1 で与えられるものとみてよい。したがって、アナコン解式(3.20)を、式(3.21)の y_2 で近似したときの誤差は、 y_2 の最大値に対して $\sum \tau_k M_1 / M_0$ をこえないと考えてよい。これが解の読み取り精度内にはいっているものとすれば(注5)、アナコン解 y_1 が

$$y_1 \cong y_2 = \frac{1}{\sum_{n=0}^m (a_n + c_n) p^n} \cdot f$$

によって与えられたものであるとみても大した誤りは生じない。つまりアナコン解は微分方程式は階数が与えられた微分方程式の階数に等しく、係数だけ推移した微分方程式

$$\varphi(p)y = \sum_{n=0}^m (a_n + c_n)p^n y = f \quad \dots\dots\dots(3.23)$$

の解であるともみることができ、解の誤差は係数に生じる誤差 c_n によって規定されることになる。

c_n は式 (3.19) で与えられるが、これから係数の誤差は倍率の誤差 δ_n, ϵ_n のほか、時定数 T_L, τ_n , および σ_n にも関係することがわかる。低速度形アナコンではこの T_L, τ_n, σ_n は図 2.6 に示した程度であるから、隣りあう係数の比があまり大きくなければ、時定数による係数の推移は、倍率の誤差による推移にくらべて無視することができ、結局、係数に生じる誤差は倍率の誤差でまってしまう。また、式 (3.1) における a_n ($n=0, 1, \dots, m$) の値は、解くべきものの方程式 (3.8) に時間係数変換を行なうときの係数 α_i に関係するから、式 (3.19) は α_i の選び方の目安を与えることになる。

さらに、この係数の推移の程度が推定できれば、各係数をそれぞれこの推移量に相当する値だけ変化させることにより、正解の存在する範囲を指定することのできるのには前にのべたとおりである。あるいは、式 (3.7) を利用してアナコン解のもつ誤差の範囲を求めることができる。

3.4 $(p^2 + \zeta\omega p + \omega^2)y = f$ を解く場合

よく用いられる例

$$(p^2 + 2\zeta\omega p + \omega^2)y = f = \omega^2 F = \text{一定} \quad \dots\dots\dots(3.24)$$

を解く場合を考える。これを解くアナコンの接続は図 3.3

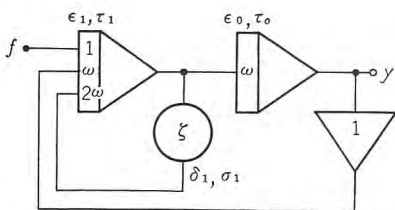


図 3.3 $(p^2 + 2\zeta\omega p + \omega^2)y = f$ を解く接続

Fig. 3.3 Computer set-up to solve the differential equation $(p^2 + 2\zeta\omega p + \omega^2)y = f$.

(注 5) 解 y_1 を記録する記録計自身が、たとえば

$$y_3 = \frac{1}{1 + 2\zeta p T_r + (p T_r)^2} \cdot y_1$$

で与えられるような演算を行なっている。われわれが読みとれる解はこの y_3 であり、一般に $T_r \gg \sum \tau_k$ であるからこの余分な根 $1/\sum \tau_k$ による誤差は、 T_r による誤差に完全に含まれてしまう。

となるが、この接続の解いている微分方程式は、式 (3.19), (3.23) より

$$(p^2 + 2\zeta'\omega'p + \omega'^2)y = \omega'^2 F' \quad \dots\dots\dots(3.25)$$

$$\left. \begin{aligned} \zeta' &= \zeta \left(1 + \delta_1 - \frac{\delta_0 - \epsilon_1 + \epsilon_0}{2} \right) + \frac{1}{\omega T_L} + \omega(\sigma_0 + \tau_1 + \tau_0) \\ &\quad - \zeta^2 \left[\frac{1}{\omega T_L} + \omega(\sigma_1 + \tau_1) \right] \\ \omega' &= \omega \left\{ 1 + \frac{\delta_0 + \epsilon_1 + \epsilon_0}{2} + \zeta \left[\frac{1}{\omega T_L} - \omega(\sigma_1 + \tau_1) \right] \right\} \\ F' &= F / (1 + \delta_0 + 2\zeta/(\omega T_L)) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(3.26)$$

となり、解の振動周波数 ω , および減衰比 ζ の両者に誤差が生じることになる。

まず $\zeta=0$ の場合を考えれば、

$$\left. \begin{aligned} \zeta' &= 1/(\omega T_L) + \omega(\sigma_0 + \tau_1 + \tau_0) \\ \omega' &= \omega \{ 1 + (\delta_0 + \epsilon_1 + \epsilon_0)/2 \} \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(3.27)$$

となり、 T_L, σ, τ による誤差と、 δ, ϵ による誤差が分離できる。これを利用して、 T_L, σ, τ などの見当をつけることができ、サークル・テストとしてよく用いられている。すなわち、正解 y_0 , アナコン解 y_1 はそれぞれ

$$y_0 = F(1 - \cos \omega t)$$

$$y_1 = F'(1 - e^{-\zeta'\omega't} \cos \omega't)$$

となるが、アナコン解に生じる減衰あるいは発散の割合を測定することで ζ' , したがって T_L, σ, τ などの値の見当が得られ、また周波数に生じる誤差から、 δ, ϵ などの見当が得られる。

ここで、誤差 $\epsilon(t)$ は、 $\zeta', \Delta\omega/\omega = (\omega' - \omega)/\omega$ は非常に小さいから、外力 f に生じる誤差を無視すれば

$$\begin{aligned} \epsilon(t) &= y_1(t) - y_0(t) \\ &= F e^{-\zeta'\omega't} \cos \omega't - F \cos \omega t \\ &\cong -F(\zeta' \cos \omega t + \frac{\Delta\omega}{\omega} \sin \omega t) \omega t \end{aligned}$$

したがって $|\zeta'| < |\Delta\omega/\omega|$ なる場合には、

$$\epsilon(t) \cong -F \Delta\omega t \sin \omega t$$

となり、誤差は $\Delta\omega/\omega = (\delta_0 + \epsilon_1 + \epsilon_0)/2$ だけでまってしまう。このことから、 $|\zeta'| < |\Delta\omega/\omega|$ となる ω の範囲ではアナコンの誤差は ω に無関係にほぼ一定となり、 δ, ϵ などできまるといえる。この範囲をアナコンの使用範囲であるとすれば、 δ, ϵ による $|\Delta\omega/\omega|$ が 10^{-3} あるものとするとき、図 2.6 より $1/T_L = 10^{-5}$, また ω が大きいところでは積分器倍率が大きくなることから $|\sigma_0| = |-5 \times 10^{-6}| \gg |\tau_1|, |\tau_0|$ がいえるから、 $0.01 \leq \omega \leq 200$ (rad/sec) の範囲で使用できることになる。ここで、この ω の両端における ζ' , すなわち解の 1 サイクルあた

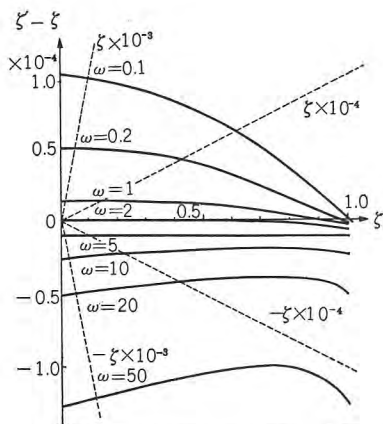


図 3.4 T_L, τ, σ による ζ の誤差
Fig. 3.4 Errors in ζ due to T_L, τ , and σ .

りの減衰比は 0.1% にすぎない。

つぎに $\zeta \neq 0$ の場合について、 ζ に生じる誤差をみれば図 3.4 のようになる。ただし、上の場合と同様 $\sigma_0 = -5 \times 10^{-6}$, $1/T_L = 10^{-5}$ とし、また σ_1 は図 2.7 より $\sigma_1 = (1 - \zeta) \cdot 3 \times 10^{-6}$ とした。このことから、 $0.1 \leq \zeta \leq 1$ においては、 σ, τ による誤差は $0.1 \leq \omega \leq 20$ において完全に無視できることがいえる。

4. 演算の周波数範囲、および演算器誤差の記述法

これまでのにべたように、解に生じる誤差は、特性根の位置に無関係な ϵ, δ によるものと、特性根の位置に関係する T_L, τ, σ によるものの 2 種を考え合わせなければならない。3.4 節では解が単一周波数の場合についてこの両者の大きさの比較を行なったが、ここではより一般的な場合について検討し、アナコンの使用範囲を指定する方法を考える。

3.3 節でみたように、演算器単独での誤差のうち、 p に関係する項を $\theta_n(p)$, p に無関係な項を Δ_n とするとき、微分方程式

$$\varphi(p)y = \sum_{n=0}^m a_n p^n y = f \quad \dots\dots\dots (4.1)$$

を解くためのアナコン接続は、一般に、微分方程式

$$\psi(p)y = \sum_{n=0}^m a_n \left(1 + \sum_{k=n}^{m-1} \Delta_k + \sum_{k=n}^{m-1} \theta_k \right) p^n y = f \quad \dots\dots\dots (4.2)$$

を解いているものと考えることができる。したがって、式 (4.1) の特性根を ξ_r , 式 (4.2) の根を η_r とするとき、演算器の誤差が小さく、根推移も小さく収まるものとするれば、

$$\psi(\eta_r) = \sum_{n=0}^m a_n \left(1 + \sum \Delta_k + \sum \theta_k(\eta_r) \right) \eta_r^n$$

$$\cong \sum_{n=0}^m a_n \left(1 + \sum \Delta_k + \sum \theta_k(\xi_r) \right) \eta_r^n = 0 \quad \dots\dots\dots (4.3)$$

これを利用して、 ξ_r ($r=1, 2, \dots, m$) がわかっているときには、根推移を求めることができる。とくに、積分用コンデンサの漏洩を考慮する場合、あるいは演算増巾器に表 2.1 中のもののように単純ではない場合に対しても有効であり、また根の重複度についても考慮しなくてもよい。

さて、式 (4.3) から次のことがいえる。すなわち、方程式 (4.1) を解くアナコンの総合誤差を最小にするためには、式 (4.1) の特性根 ξ_r において、

$$\left. \begin{aligned} |\Delta_k| > |\theta_k(\xi_r)| \\ k=0, 1, 2, \dots, m; r=1, 2, \dots, m \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

が成立するように ξ_r の範囲を、適当な時間係数変換によりきめればよいのである。また、式 (4.4) が成立する範囲におけるアナコンの誤差は主として Δ_k によってきまることになる。この Δ_k は Random な量であるから、解が含む ω の全範囲について

$$|\Delta_k| > |\theta_k(j\omega)| \quad \dots\dots\dots (4.4)'$$

が成立すれば、 $\theta_k(j\omega)$ を改善しても総合した演算精度の向上はあまり期待できないことがいえる。

これらのことは、演算器の単独での誤差を、 Δ_k , および $\theta_k(j\omega)$ の両者で表示する必要があることを示している。第 2 章でのべたように、一般に Δ_k は演算用インピーダンス自身の静的な精度できまり、現在の低速度形アナコンでは 0.1% の程度である。また、 $\theta_k(j\omega)$ は演算器の周波数特性にほかならず、その実数部、振巾特性は、その虚数部、位相特性にくらべて一般に小さく、 $\theta_k(j\omega)$ としては演算器の周波数位相特性を考慮すればよいことになる。3.4 節での ζ に生じる誤差 $1/(\omega T_L)$, $\omega \sigma_0$ などは、それぞれ積分器の低周波域での位相誤差、係数器の高周波域での位相誤差にほかならない。

このこと、および 3.3 節でのべたことから、アナコンの総合演算誤差は、演算インピーダンスの誤差と、演算器の周波数一位相特性から推定できることがいえる。サークル・テストが位相特性の測定法として重要であるのはもちろんである。

5. む す び

アナコンで問題を解く場合に生じる総合誤差について検討した。誤差として何を考えるかは、アナコンを用いてどのような情報を得ようとしているかによって変るも

のであろうが、ここでは解の瞬間値でとらえるものとして検討した。

定数係数の線形微分方程式を解く場合には、演算器の誤差がわかっていれば、正解の存在する範囲を指定することができ、また、総合誤差がもっとも少なくなるような時間係数変換の目安をうることができる。非線形の場合については考察しなかったけれども、非線形演算器の誤差は、方程式そのものの形を（単に係数だけでなく）変えてしまう可能性があるから、線形演算器よりも、より高い静的精度とより小さい位相誤差をもたなければならぬものと考えられる。

現在の低速度形アナコンで、線形の問題を解く場合に生じる誤差は、使用法さえ誤らなければ、一般に倍率の誤差でまわっていると考えてさしつかえない。アナコンの精度を上げることはもちろん必要なことではあるけれども、対象とする方程式、あるいは物理系自身の定数のもつあいまいさを考えないで、アナコン解の精度を考えることは現実的ではないと思われる。要は、問題を簡単にセット・アップでき、簡単に操作でき、計算機との情報交換が容易であるというアナコンの特長を生かして使用することである。

最後に、始終ごべんたつを賜わっている電気試験所、野田課長、黒川技官、および日立製作所、三浦氏に感謝の意を表す。また本文で用いた 2, 3 の数字については当社、無線機製作所、第三技術課、柴谷、松本両技師

にお教え願った。合わせて感謝したい。

参 考 文 献

- (1) 野田, 黒川: 演算器制御回路に基づく演算誤差について (その 1), 演算器回路構成と外力投入の同時制御の検討, 電気試験所彙報, 21, 3, pp. 167-173 (昭 32 年 3 月)
- (2) 三浦, 阿部, 永田: 低速度形アナログ計算器用積分器の演算誤差について, 電気学会誌, 77, 8, pp. 1038-1051 (昭 32 年 8 月) 8 節以下
- (3) A. B. MacNee: Some Limitations on the Accuracy of Electronic Differential Analyzers IRE, 40, 3, pp. 303-308, (March, 1952)
- (4) V. A. Marsocci: An Error Analysis of Electronic Analog Computers, Trans. IRE, EC-5, 4 pp. 207-212, (Dec., 1956)
- (5) 三浦, 青木, 日比, 沼倉: 低速度形アナログ計算機の精度について, 電気学会誌, 76, 8, pp. 896-905, (昭 31 年 8 月)
三浦, 阿部, 永田: 低速度形アナログ計算機の総合演算誤差について 電気学会誌, 78, 7, pp. 921-933, (昭 33 年 7 月)
- (6) 野田, 黒川: 高精度アナログ計算機の総合誤差算法, 電気試験所彙報 22, 3, pp. 189-202
- (7) P. C. Dow: An Analysis of Certain Errors in Electronic Differential Analyzers I-Bandwidth Limitations, Trans. IRE, EC-6, 4, pp. 255-260, (Dec., 1957)
- (8) たとえば 阿部: 通信と誘電体, 通信工学講座, II-3, 共立出版, (昭 31 年)
- (9) 野田, 林: アナログ計算機の演算誤差算法, アナコン研究会資料 16-3, 日科技連, (昭 33 年 10 月)

次 号 予 定

三菱電機 Vol. 33 No. 8 (電力用乾式整流器特筆)

- 125 V, 2,100 A 電解用シリコン整流器
- 化学用大電流シリコン整流器
- 電気鉄道用シリコン整流器
- 電力用シリコン整流体
- ゲルマニウム整流器
- バリスタ
- 電力用半導体整流器回路の諸問題 (その 3)
- 商用周波数の交流専用電圧主電動機
- ジルコニウムおよびその合金の高温酸化 (1)

- 耐圧防爆容器の強度計算と爆発試験
- IBM-650 形電子計算機による電力線事故時の通信線誘導電圧発生確率の計算 (Ⅲ)
- 発電機絶縁の直流試験 (2)
- 技術解説: 火力発電シリーズ 火力発電所における灰処理装置
: 半導体整流器の電力工業界への応用
: 自動電子計算機 (2)

電波吸収壁材とその測定法

世田谷工場 尾島 学 二*・大久保 貫 一**
研 究 所 喜連川 隆***・有田 不二男***

Broadband Microwave Absorber and Measurement of Its Performance

Setagaya Factory Gakuzi OZIMA・Kanichi OKUBO
Research Laboratory Takashi KITSUREGAWA・Fujio ARITA

Microwave absorbers find wide use in microwave applications; in lining walls of a microwave anechoic chamber or, more generally, in eliminating reflections from any materials for the assurance of accurate measurements on microwave equipment. In the Mitsubishi organization have been kept on study and trial manufacture of the broadband microwave absorbers, which have finally borne fruits to turn out products having excellent performance. The new absorbing materials are made of rubberized hair in which the rubber has been made conductive with carbon black dispersed. These absorbers are proved not to reflect more than 2% of incident energy for the wavelength of below twice their thickness, irrespective of the position of the metal plate behind them.

1. ま え が き

音響諸装置の実験を行なうのに防音室を用いて外来音波の影響、室内での反響などを防止するのとまったく同様の目的で、アンテナ輻射特性の測定などを行なうのに電波無響室があれば非常に便利である。かかる無響室は電波の出入を防止するため金属板しゃへいを行なうとともに、この室の内部反響を防止するため室の内壁に電波吸収壁材をはり付ける。電波無響室用としてだけでなく、アンテナあるいはラドームの屋外測定の場合または機器の内部などにおいても一般に妨害反射または妨害電波発射の可能性のあるものはこの電波吸収壁材でおおえば簡単にその妨害効果をおさえ得て至極便利である。航空機用レーダなどにおいてはアンテナ近傍金属部からの反射波で輻射特性が乱されることがあるが⁽¹⁾、この際もその妨害効果をおさえるためには電波吸収壁材がきわめて有効である。

米国ではかかる吸収壁材がすでに市販されているがわが国ではまだ国産市販品はない。当社では航空機用ラドーム測定のため、以前よりかかる吸収壁材の試作研究を進めてきたが、最近すぐれた性能を有するものが作れるようになったのでその大要を紹介し、あわせて高周波特性測定法の詳細をも説明する。

2. 電波吸収壁材の構造

2.1 電波吸収壁材の構成

当社で試作研究を行なっているものは獣毛ヘアーロックにカーボンブラック入りゴム溶液の適量を含浸固定する形式のもので、電波反射をできるだけ少なくし、しかも電波透過を十分抑制するよう積層形に構成してあり、表面層は含浸量が少なく裏面層に至るに従い含浸量を増してある。その外観を図 2.1 に、その構成を図 2.2 に示す。この試料は軽量でかつ可とう性があり、わん曲した表面に沿わせてはり付け、あるいはこれに巻きつけて



図 2.1 獣毛ヘアーロック形電波吸収壁材の外観
Fig. 2.1 Microwave absorber of rubber-impregnated animal hair.

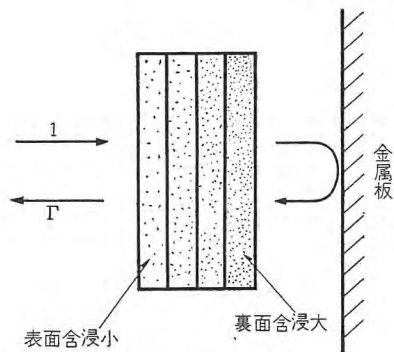


図 2.2 積層電波吸収壁材の構成

Fig. 2.2 Construction of the laminated absorber.

使用するなどのことも可能である。

2.2 電波吸収壁材の設計方針

電波吸収壁材の試作研究を系統的に行なうため、まず均質単層材の電気特性を調べ適良な積層構成のおおよその目安をつけた上、その近傍で種々組合わせ実験を行ない、背後の金属板位置いかに関係せず反射量が所定値をこえない周波数下限をなるべく下げるように最適積層法を定めた。

この吸収壁材を単に無響室壁面へのはり付け用としてだけ使用する目的であれば、たとえば金属板を背後に密着した位置だけにつき反射が少なくなるようにすればよいが、より一般的に任意の反射物体の表面をこれでおおうことによりその反射を少なくしようといった用途にも供するためには、吸収壁材と反射体との距離いかに関係せず反射の少ないことが要求されるからである。

また試料に対し電波が斜入射する場合には試料内伝播実効経路長が直角入射の時と変るために試料自体の反射と背後の金属板からの反射との干渉状態も変るから、斜入射の場合も含めて試料の特性をよくするためには背後に常時金属板を密着しておいて最低限界付近の周波数において上記二種の反射を干渉相殺させて使用周波数下限を下げるという方式では十分でなく、たとえば背後に金属板を密着使用するような用途に供する場合でもわれわれの試作実験方針として採用したように背後の金属板位置いかに関係せず低い周波数まで反射を小さくするように試料の反射透過とも十分小さくおさえる方式によるほうがよい。

一般的傾向としてかかる試料は周波数の低下とともに電波の透過率は増大し、また均質試料についての表面反射、あるいは積層試料についてはそれに加えて積層界面での反射も増大するという特長をもち、上記のように低周波数に至るまで自身の反射ならびに透過を十分に抑制

しうる試料をうるには製作上非常な注意と努力が必要であるが、とくに積層を構成するおのおのの均質単層材について、その均質性が十分でなくたとえば導電性ゴムの含浸密度が外面部だけとくに過大となるような現象が生じれば試料の反射特性が非常にそこなわれることになるので、各単層材中のかかる不均等含浸が生じないように格段の注意を払った。

3. 高周波特性の測定法

3.1 大形導波管による測定法

試料の高周波特性の測定には図 3.1 に示すような大形導波管を用い、その内部に入れた試料の背後にある短絡板を連続的に移動し、その反射波をテーパ導波管を介して接続した定在波測定器で測った。この方法により試料単独の反射とその透過率も同時に求めることができる。その具体的手順としてはたとえば Deschamps の方法⁽²⁾による測定ならびに計算方式を用いるとよい。参考のためにその要領を記すると次のようである。

(1) 図 3.1 のように試料を固定位置に挿入した状態

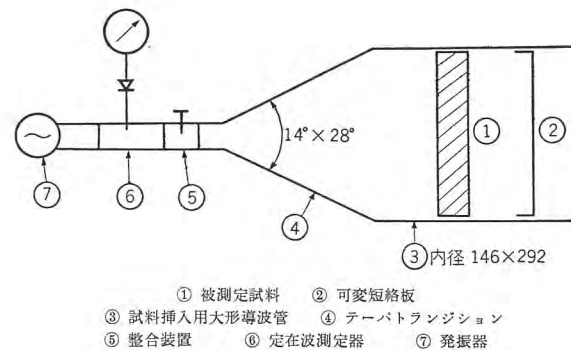


図 3.1 導波管法による高周波特性測定配置

Fig. 3.1 Arrangement for measuring RF characteristics in the waveguide.

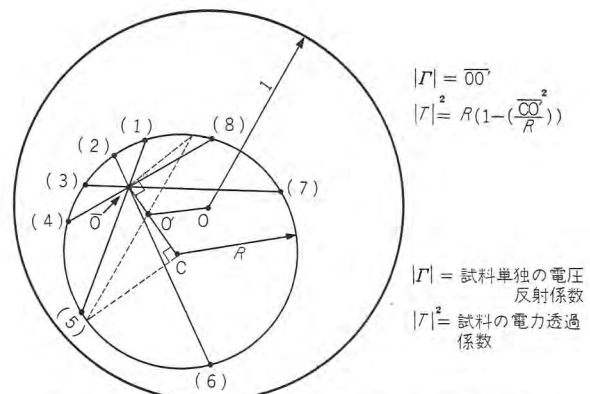


図 3.2 Deschamps 法による試料単独の反射率、透過率の算定

Fig. 3.2 Calculation of the reflectivity and transmittivity of the absorber by means of Deschamps' method.

で背後の短絡板位置をたとえば $\lambda_g/16$ ずつ $\lambda_g/2$ の範囲にわたって移動し、その各位置につき定在波測定器で読取った電圧反射係数の大きさと位相とをスミスチャート上に記入する。上記 λ_g とは試料挿入大形導波管における管内波長である。このようにして測った点をたとえば図 3.2 の点 (1)~(8) で示す。これらは一つの円周上に乗っているはずで、その円の中心を C、半径を R とする。

(2) 上記 8 個の点を三つおきに直線で結ぶとそれらは 1 点に会するはずである。交点を \bar{O} とする。

(3) C および \bar{O} から直線 $C\bar{O}$ に直角に、図 3.2 点線のように 2 本の直線を引き、それが円 C と交わる 2 点を結ぶ直線が $C\bar{O}$ と交わる点を O' とする。

(4) 以上の作図が終れば次式に従って試料単独の電圧反射係数ならびに電力透過係数の大きさを求めることができる。

$$\text{試料単独の電圧反射係数 } |\Gamma| = \bar{O}\bar{O}' \dots\dots\dots (3.1)$$

$$\text{試料の電力透過係数 } |T|^2 = R[1 - (\bar{C}\bar{O}'/R)^2] \quad (3.2)$$

かかる導波管式測定法において試料挿入部の管径を図 3.1 のように大きくとった理由は次のようである。

a. 今回の測定においては平面波が試料にほぼ直角入射する場合の特性を検討することを目的としたが管内伝播主要姿態波 TE_{10} モードは両側管壁で交互に反射を受けつつ伝播する二つの平面波の合成と考えられ、管径が小さければその平面波の試料への入射角が大きくなって都合が悪い。入射角 θ と管巾 a 、波長 λ の関係は

$$\theta = \sin^{-1}(\lambda/2a) \dots\dots\dots (3.3)$$

で与えられるが、たとえば 2,500 Mc ($\lambda=120$ mm) で測定するにあたり、3Gc 帯標準導波管 ($a \approx 72$ mm) を用いる時は $\theta \approx 57$ 度で非常に大きい。一方図 3.1 のように $a=292$ mm の大形導波管にすると $\theta \approx 12$ 度でこの程度ならばほとんど実用上の問題とならない。

b. 測定さるべき試料は比較的まばらな物質でできている場所的なムラが含まれる。試料の平均的な性質を知るためにはそのムラをカバーしう程度に大きい試料で

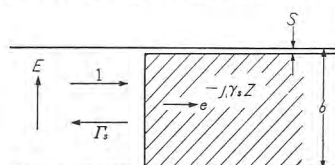


図 3.3 試料と管壁間のすきま
Fig. 3.3 Illustration of the gap between the specimen and the waveguide wall.

測定しうることが必要である。

c. 試料を導波管に挿入するに際して管壁との間に若干の間げきを生じることがありうるが、その

ような場合の反射量測定誤差は管径が大きいほど小さくできる。この場合導波管内 E ベクトルと平行な管壁との間に若干の間げきができてその部は電界強度が弱いので導波管の大小に関せず大きい問題を生じないから、図 3.3 のように E ベクトルと直交する方向の管壁との間げきが生じる場合につき、主要姿態波に対する試料の表面電圧反射係数および試料の実効厚さを左右するところの試料内主要姿態波伝播常数の概算式を参考のために記すると次のようである：

$$\Gamma_s \approx \Gamma_0(1 - \sqrt{\epsilon} s/b) \dots\dots\dots (3.4)$$

$$\gamma_s \approx \gamma_0(1 - (1/2)(\epsilon - 1)s/b) \dots\dots\dots (3.5)$$

ただし

Γ_s = 空げき s が存在するときの試料表面電圧反射係数

Γ_0 = 空げきが存在しないときの試料表面電圧反射係数

γ_s = 空げき s が存在するときの試料内主要姿態波伝播
常数

γ_0 = 空げきが存在しないときの試料内主要姿態波伝播
常数

$b = E$ 面方向管高

ϵ = 試料の複素比誘電率

式 (3.4), (3.5) は s/b の 2 次以上のオーダーの項を省略した式である。これを見て知れるように同じ空げき s が存在するときも、管高 b を増すことにより誤差を減少しうることがしれる。とくに電波吸収壁材のようなものでは ϵ はあまり大きくないので、図 3.1 程度の導波管高を与えておけば実用上十分と考えられる。

なお以上のような大形導波管を採用する場合に主として問題となりうることは大形導波管に接続したテーパ部で発生する高次姿態波が測定精度を害しうることである。すなわち、

a. かかる高次姿態波は管軸に対し大きい傾斜をもって伝播する平面波と同様に考えられ、したがって試料からの反射量は主要姿態波によるものとは異なりうる。

b. 各種高次姿態波相互間、およびそれらと主要姿態波の管内伝播位相速度は互に相異なるため、たとえそれらが試料面で同一反射係数をもって反射されたとしても、それら各姿態間の位相関係がテーパ開口を出発するときと、試料より反射後テーパ開口まで帰ってきたときとで異なる。したがってこの帰還波の開口面上界分布形状が出発時と異なるため、たとえ給電導波管よりテーパ側を見たインピーダンス整合ができていても、帰還波の全量が給電導波管側に進むことを得ず、その一部はテーパで

反射され、これが給電導波管上で見られる見掛けの反射量を変化させることになる。などのことである。

しかしこれらの困難はテーパ部より高次姿態波が多く発生しないように十分そのテーパ角を小さくすることにより解決される。とくに電波吸収壁材程度の反射量の小さいものを対象とする限り図 3.1 程度のテーパを用いれば実用上支障のない程度にまでその影響をおさえることができる。参考のため次に具体的に高次姿態波による測定誤差範囲の理論的推定結果を示す。

まず実際の仮定としてテーパ部からの 1 次的な高次姿態波発生量があり強くなく、また試料の反射も小さいとし、また大形導波管を無反射端で終端する場合に給電導波管側よりテーパ側を見たインピーダンス整合がとれているものとする。すると上記の原因による反射量測定誤差限界はほぼ次式により与えられる：

$$2t^2 - 1 - \sqrt{1-t^2} |\Gamma_0| \leq |\Gamma_a/\Gamma_0| \leq 1 + \sqrt{1-t^2} |\Gamma_0| \quad (3.6)$$

ただし

$|\Gamma_a|$ = 見掛け電圧反射係数の大きさ

$|\Gamma_0|$ = 試料の真の電圧反射係数の大きさ（簡単のためここでは入射波姿態のいかによらずほぼ同じ大きさの電圧反射係数をもつものとする）

t^2 = 給電電波がテーパを通過して大形導波管に出た場合の主要姿態波電力と全電力との比率（ $1-t^2$ のエネルギーが高次姿態波となる）

上記式 (3.6) の限界値は各種高次姿態波の位相がすべて測定誤差をもっとも大きくする方向に加わった場合を仮定して導いてあって、実際上は相当余裕を見積っての誤差評価式であり限界誤差が出現する確率は非常に小さい。 t^2 は 1 より小さい値をもつがテーパ角があまり大きくない限り 1 に近い値となるので、もし $|\Gamma_0|$ の値も小さければ測定誤差は十分小さくできる。 t^2 の値の正確な計算は繁雑であるが、たとえば図 3.1 に示したようなテーパにつき、4,000 Mc 付近での値を推算した結果は $t^2 \approx 0.95$, $\sqrt{1-t^2} \approx 0.22$ である。ただしこの数値は E 面管壁巾ならびにテーパ角は H 面のそれに比し小さくしたがってその影響も小さいので省略し H 面テーパだけの効果として導いた。そこでたとえば電波吸収壁材のようなものでは電力反射率 $|\Gamma_0|^2$ の値が 5% をこえない程度のところがおもな測定対象になるものと仮定し、したがって $|\Gamma_0| \approx \sqrt{0.05} \approx 0.22$ として以上の諸数値を式 (3.6) に代入して測定誤差限界を計算すると、

$$2 \times 0.95 - 1 - 0.22 \times 0.22 \leq |\Gamma_a/\Gamma_0| \leq 1 + 0.22 \times 0.22$$

電波吸収壁材とその測定法・尾島・大久保・喜連川・有田

すなわち

$$0.85 \leq |\Gamma_a/\Gamma_0| \leq 1.05 \quad (f \approx 4,000 \text{ Mc}) \quad \dots\dots (3.7)$$

となる。結局状況がよほど悪くなる場合を見積っても測定値の 15% 以内程度の誤差におさめることができ、この範囲ならばほぼ実用上の支障はないものと考えられる。なお電波吸収壁材のように比較的 low 反射のものでなく大きい $|\Gamma_0|$ を有するものにかかる導波管法により正確に測りたいときは t^2 の値がより 1 に近くなるように、図 3.1 に示したよりもさらに小さいテーパをもつトランジションを必要とするであろう。トランジション両端開口径をもとのままに保ってテーパ角 θ をかえるとき、 θ が小さい範囲では t^2 の 1 より偏差をほぼ θ^2 に比例して小さくできるからである。

3.2 自由空間中における測定法

電波吸収壁材の反射を測定するには必ずしも前節に述べたような導波管法を用いなくても、比較的大形試料を使うことが許されるならば試料を自由空間中におき、これに電磁ラップをもって電波を吹付けるという方法を採用してもよい。これはわれわれがかつてラドーム板の反射係数の測定に用いた方法⁽³⁾と原理的にまったく同一であって、反射係数既知の標準反射板と試料との両者につき見掛け反射量を測り、その両者の比をとることにより正しい試料反射を求める方式である。測定配置を図 3.4

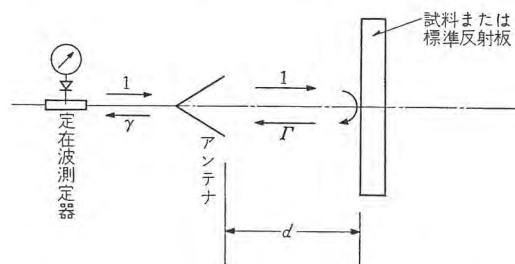


図 3.4 自由空間中における測定のための配置

Fig. 3.4 Arrangement for measurement in free space.

に例示する。この測定に際し試料または標準反射板とアンテナ間の電波の往復反射干渉に基づく見掛け反射電力の変化影響を消去するための手段を講じる必要があり、詳しくは上述論文⁽³⁾に記してあるが、その大略は次のようである。

測定はアンテナと反射体との距離をある範囲にわたり連続的にかえて実施する。標準反射板および試料の両者につき、上記の各測定位置ごとにアンテナ給電線上定在波測定器に見られる電圧反射係数を読み取り、それを図 3.5 実線のようにグラフ上に記録する。この曲線は極大極小の振動を繰り返しつつ距離とともに次第に減少して

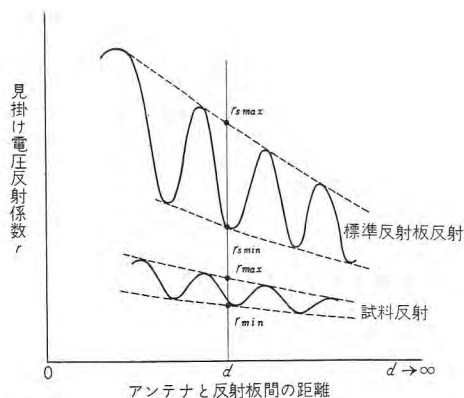


図 3.5 γ_{\max} , γ_{\min} , $\gamma_s \max$ および $\gamma_s \min$ の決定要領
Fig. 3.5 Determination of γ_{\max} , γ_{\min} , $\gamma_s \max$ and $\gamma_s \min$.

行く。この曲線の極大値または極小値を連結する曲線を図 3.5 点線のように作り、それらがある一定距離 d においてもつ値を標準反射板につき $\gamma_s \max$, および $\gamma_s \min$, また試料につき γ_{\max} , および γ_{\min} とする。かかる数値を用いて試料の電圧反射係数が次の式 (3.8) より求められる。

$$|I| = |\Gamma_s| \left\{ \frac{1}{\gamma_s \max} + \frac{1}{\gamma_s \min} \right\} \left\{ \frac{1}{\gamma_{\max}} + \frac{1}{\gamma_{\min}} \right\}^{-1} \dots (3.8)$$

ただし

$|I|$ = 試料の電圧反射係数の大きさ

$|\Gamma_s|$ = 標準反射板の電圧反射係数の大きさ

これより求まる $|I|$ の値は一般には選定距離 d に依存し $d \rightarrow \infty$ の外挿極限值が平面波入射に対する試料反射係数を与える。かかる外挿値を推定しう程度に距離を離れた時についてもなおアンテナの輻射ビームを実質的に完全におおいう程度に試料および標準反射板の面積を大きくとらなければならない。その具体的な所要面積は使用アンテナの種類、および使用周波数などにより定まる。

導波管法による図 3.1 のような測定方式の利点はかかる自由空間中の測定方式に比し小形試料による測定が可能であるということである。なお斜入射に対する反射係数の測定を行なうには導波管法では不具合で本節のような自由空間法を用いるを要するが、その際はもちろん送受別個のアンテナを用いなければならない。またビームを完全におおうための試料および標準反射板の所要の大きさも入射角の増大に応じて増大することになる。

4. 電気特性

4.1 直流電気抵抗

電波吸収材の電気特性と獣毛ヘアロック基材に含浸させるべきカーボンブラック入り導電性ゴム含浸量との

関連のおおよその目安をつけるために含浸密度と試料の直流電気抵抗との関係を調べた。

これには適當の間隔をおいて試料中に一定の深さにさし込んだ 2 本の棒状電極間の抵抗を測るという方法を用いたが、もちろんその値は試料の固有抵抗を示すものではなく単に相対値を示すにすぎない。またその値は電

極と試料繊維との接触状態によっても左右され、たとえば基材種が変れば含浸密度と見掛け抵抗値との関係も変りうるので、そのような場合も含めてかかる測定値から一律に電波吸収能力比較上の目安をうるのは無理であるが、今回のように同類の基材を用いた試料についての含浸量と電気特性との関連のおおよその目安をうる目的にはこれで十分である。

測定結果の一例を図 4.1 に示す。

4.2 高周波性能の測定結果

3.1 記載のような導波管法により、まず単層均質材につき導電性ゴム含浸量と電波透過率ならびに表面反射率との関係を調べて適良積層構成のおおよその目安をつけた上、厚さ約 70 mm の 4 層構成試料につき種々積層組合せ実験を行なった。かかる実験の結果得られた積層

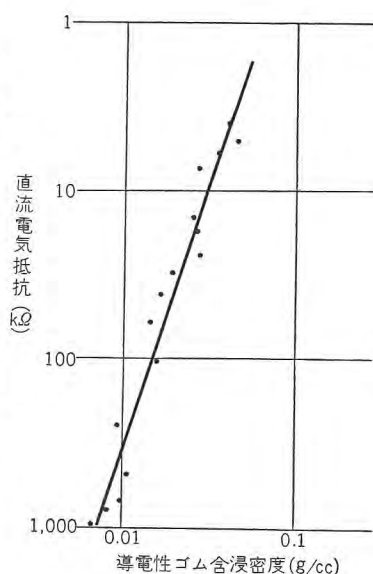


図 4.1 導電性ゴム含浸密度と直流電気抵抗
Fig. 4.1 Impregnation density vs. DC resistance.

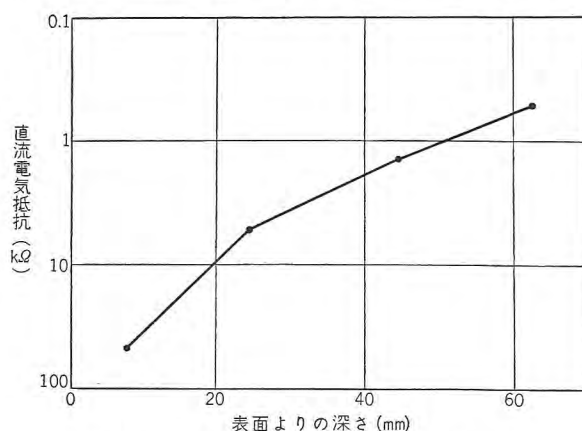


図 4.2 適良積層試料の直流電気抵抗配分
Fig. 4.2 DC resistance vs. depth for a suitably laminated absorber.

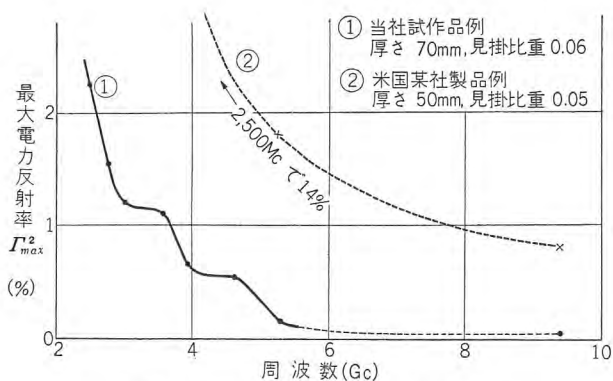


図 4.3 積層試料の高周波特性例
(背後の金属板位置を連続的にかえてうる最大電力反射)
Fig. 4.3 RF characteristics of the absorber.
(Maximum power reflection as obtained by the continuous variation of the position of the metal plate behind the absorber.)

試料の高周波特性の一例を図 4.3 に示す。なお図 4.2 にはこの試料について 4.1 記載の方法により測った各層電気抵抗の値を示してあるが、ここでかかる適良構成試料については電気抵抗がほぼエキスポネンシャル形のテーパをもっているということが示されている。

図 4.3 の高周波特性曲線より知れるようにこの試料はほぼ 2,600 Mc 以上の周波数で試料背後の金属板の位置いかに関係せず電力反射率が 2% 以下となっている。妨害電力反射率が 2% 以下ならばどのような測定を行なうにも十分であるとは必ずしもいえないが、これで十分間に合う場合も多いと考えられる⁽⁴⁾。なお比較のため米国某社製品についての一例を述べると、厚さ約 50 mm の試料につき 2,500 Mc 以上で電力反射率 2% 以下が公称性能となっているが、これは背後に金属板を密着させることにより最低限界周波数付近では試料単独の反射と裏面金属板からの反射とを干渉相殺させる、という特定条件が満たされたときだけで、たとえばこの吸収壁材につき背後の金属板位置を連続的にかえた場合の最大電力反射率は 2,500 Mc 付近で約 14%、これが 2% 以下となるのは 5,000 Mc 以上の周波数においてである。この米

国製品の特性を図 4.3 点線で示してある。もちろん当社試作品とこの米国製品の性能の比較判定にあたっては前者が厚さ 70 mm、後者が 50 mm 程度であることを勘案しなければならないが、かりに当社試作品の厚さを後者と同様 50 mm にしたとすれば、それに応じて背後金属板位置いかに関係せず電力反射率が 2% 以下となる周波数下限はほぼ $2,600 \text{ Mc} \times 70/50 \approx 3,600 \text{ Mc}$ となり、依然米国製品例についての 5,000 Mc よりは大部低い。結局任意の妨害反射物をしゃへいするために電波吸収壁材をおおいかけるといった広い用途にも供する場合については当社試作品のほうが上例米国製品よりもすぐれていることが明らかである。

5. む す び

上記したように、すでに現在までに米国製品に比しよりすぐれた性能をもつ電波吸収壁材を得られたが、電気特性をさらに向上し、あるいは同じ電気特性に対してさらに軽く、または薄い吸収壁材を作り、それによりいっそう便利かつ広範囲に使用しうるものとするための研究を目下続行中である。

参 考 文 献

- (1) 喜連川隆：Radome について、「三菱電機」, 29, (1955) 7, 臨時増刊無線機特集 pp. 73~79
- (2) Georges A. Deschamps: Determinations of Reflection Coefficients and Insertion Loss of a Waveguide Junction, Journal of Applied Physics, 24, Aug., (1953) 8, pp. 1046~1050
- (3) 尾島学二・喜連川隆・信岡正祐・有田不二男：レイドームの設計および測定法と新製品の紹介、「三菱電機」31, (1957) 7, 臨時増刊無線機特集 pp. 588~596
- (4) Allan J. Simmons and William H. Emerson: Anechoic Chamber for Microwaves, Tele-Tech & Electronic Industries, 12, July, (1953) 7, pp. 47~49, 100, 102~103, 105~107

カラーテレビジョン用受像管

研究所 鷺尾 信雄*

Color Kinescope

Research Laboratory Nobuo WASHIO

Although diversified types of picture tubes for color TV have been invented and developed, a three-gun shadow-mask color kinescope is the only one put to practical use of TV sets up to the present moment. Even in Japan this type of color tubes have been manufactured for trial by several picture tube makers for these years. As a result trial production of 17 inch rectangular color kinescopes has been actively made. The general principle and construction of the three-gun shadow-mask color kinescope is described herein by the writer together with introduction to the manufacturing process and characteristic of trial products.

1. ま え が き

テレビジョン技術の日進月歩は、より高性能のセットをより安価に提供することを可能とし、昨今のいわゆるテレビブームを招来した。テレビ関係技術にとって次の問題は白黒映像を天然色にすることにあることはいうまでもない。しかしこのカラー TV については、先進国であるアメリカにおいても種々論議されており、当初予想されたほどに普及は伸びておらず、わが国においては正式の放送方式も未決定(34年5月現在)である。しかし一昨年来東京地区において NTSC 方式による実験電波の発射がおこなわれるや、にわかに万人の注目するところとなった。カラー TV の実現に際しての一つの問題点として、これに使用される三色受像管がある。この

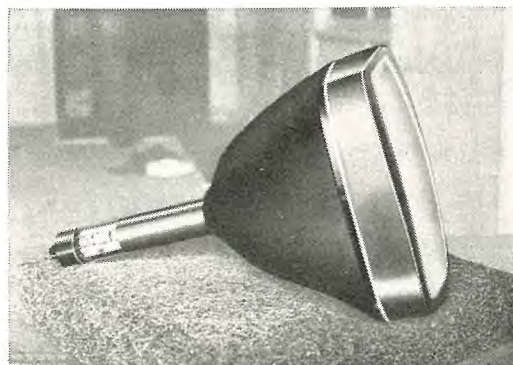


図 1.2 17 形角形カラー受像管の構造

Fig. 1.2 17 rectangular color kinescope.

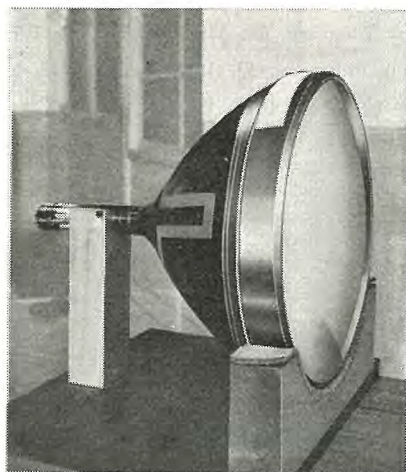


図 1.1 シャドウマスク式三色受像管 21 CYP 22

Fig. 1.1 Three gun shadow-mask color kinescope 21 CYP 22.

三色受像管については歴史もかなり古く、いろいろの考案が発明されている。すなわちフィルコ会社で開発されたアップル管(信号帰還形カラー管)、ローレンス博士によって開発されたクロマトロン(ローレンス管ともいう。線格子後段加速管)、および RCA で開発され、カラー TV セットに実用に供されている唯一の管種である三電子銃シャドウマスク形三色受像管などがある。わが国ではカラー受像管試作委員会(電波技術協会主催)が中心となり、おのおの利害得失を有するこれらカラー受像管のうち、回路構成にも特別の困難性は少なく、部品さえしっかりしたものを使用すれば、量産に比較的適しているとおもわれる三電子銃シャドウマスク形のものの試作がおこなわれている程度であって、他の管種はまだよく検討されていない現状である。ここにシャドウマスク形カラー管の説明と試作管の特性について簡単にのべることにする。

2. シャドウマスク式三色受像管の構造

図 2.1 はこの種類の管の構造を示すもので、RCA では 21 CYP 22 という形名で製作販売しており、わが国ではこのほかに同一の原理にもとづく 17 形角形管が試作研究されている。この管の外囲器は全面ガラスでできている、ケイ光面はわん曲しており、その内面にはいわ

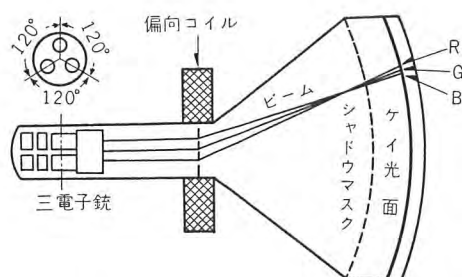


図 2.1 シャドウマスク式三色受像管の構造

Fig. 2.1 Construction of three gun shadow-mask type picture tube.

ゆる三色ケイ光体ドットが塗着されている。ケイ光面から約 10 mm はなれてシャドウマスクがある。電子銃は 3 組がそれぞれ 120 度ずつの間隔で、中心に向かっていくぶん傾いて組合わされて封止されている。3 本の電子銃はそれぞれ緑青赤の三つの信号によって強弱をつけられた 3 本の電子ビームを出す、これらのビームはシャドウマスクの 1 個の穴に集まり、たとえば赤色の信号で変調される電子銃から出たビームはシャドウマスクの穴を通った後正しく赤色に発光するケイ光体ドットに到達するように規則正しく配置されている。したがって三電子銃からの 3 本のビームはおおの緑青赤のドットを発光させ、その量の割合が適当の時は白色となるわけである。その模様を図示したのが図 2.2 である。

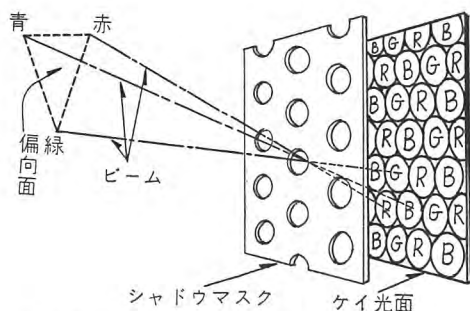


図 2.2 シャドウマスク式三色受像管の原理

Fig. 2.2 Principle of three gun shadow-mask type picture tube.

2.1 ガラスバルブ

この種の管に使用される外囲器としては、RCA で 21 CYP 22 形が開発されるまでは、もっぱらメタルコーンが使用されてきたが、それ以後は全面ガラスが使用されるようになった。ただ白黒受像管と異なって、管の組立作業中にシャドウマスクを数回出し入れする必要がある、パネル部分とコーン部分(通常ファンネルと呼ぶ)は別個になっていて、組立工程の途中で低融点ガラスで両者を封着する。ガラスの材質は 21 CYP 22 では陽極電圧が高くて X 線を放射するので、それをよく吸収するセリウム入りのガラスを使用しており、融点も通常の白黒受像管の生地より高いようである。国産部品を使用する 17 形角形では目下のところ白黒と同一の生地を使用している。しかしこれは軟化温度が低くて、排気の際の加熱のためにパネルの曲率に変化するようであるので、この対策が強く望まれている。またパネルにはシャドウマスクを取付けるためのピンが 3 個または 4 個正確な位置に取付けられている点が、白黒受像管のそれと異なる点である。

2.2 シャドウマスク

シャドウマスクは従来は 0.2 mm 厚の銅ニッケル板で作られていたが、最近では 0.15 mm 厚の鋼板が使用されるようになってきた。これらの板に写真印刷の方法で、21 CYP 22 の場合には直径 0.3 mm 程度の細孔が正確なピッチ(約 0.71 mm)で約 357,000 個あけられている。これら細孔の直径はパネル全面にわたって一様ではなく、中央部ではやや大きく(0.31 φ)周辺では小さく(0.25 φ)になっていて、管になった時画面の中央部がとくにあかるくなるよう配慮されており、また穴の断面も電子銃側の直径が小さく(0.31 φ)、パネルに面した側が大きく(0.36 φ)になっていて、画のコントラストが上がるように工夫されている。このようにして細孔があけられた平面状の金属板をプレスによりパネル面の曲率に近い曲面とし、さらにわくを取付け、前記パネルのピンにかん合するように 3~4 枚のスプリングを正確な位置に溶接する。なおシャドウマスクの透過率は 15% 前後にすぎず、動作中電子銃より放出される電子ビームの大部分はこれに吸収されるため温度上昇をきたすので、熱放散がよいように表面を蒸気によって黒化处理するのが通例である。国産マスクとしては、0.2 mm 厚の銅ニッケル板で 21 CYP 22 と同一ピッチの穴をあけたものの試作に成功しており、近い将来材質は鋼板におきかえられ、

ピッチも 17 形用としてはそれに最適のピッチのものが試作される予定である。

2.3 三色ケイ光体

カラー受像管として利用される 3 原色は緑青赤であって、緑色発光のケイ光体としてはケイ酸亜鉛：マンガン ($\text{Zn}_2\text{SiO}_4: \text{Mn}$)、青色赤色に対しては普通硫化亜鉛：銀 ($\text{ZnS}: \text{Ag}$)、リン酸亜鉛：マンガン ($\text{Zn}_3(\text{PO}_4)_2: \text{Mn}$) が用いられる。これらのケイ光体に要求される特性も発光揮度が高いことなど白黒受像管に対するものと同様であるが、さらにその上に感光性結合剤と混合してその特性が劣化しないこと、また未感光部分のケイ光体が現像時容易に流出して混色を起さないことなどいっそう要求が苛酷である。したがってその表面処理なども通常のケイ光ランプ用や単色ブラウン管用のケイ光体とは異なった処理を要求されている。

2.4 三電子銃

この種の管の電子銃は図 2.3 に示すとおりで、静電集束、パイポテンシャル形である。白黒受像管用とことなっていて、青色電子ビームの位置を調整するためのポールピース (ラテラルコンバーゼンス) およびビームをシャド

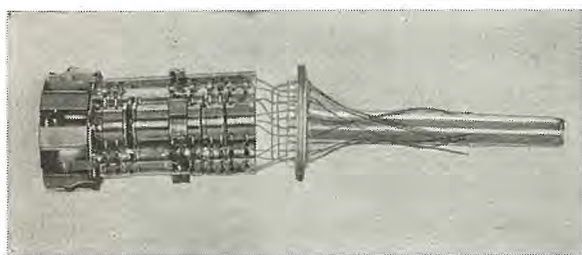


図 2.3 三電子銃

Fig. 2.3 Three electron gun.

ウマスク穴に集中させるためのポールピース (ラジアルコンバーゼンス) を備えており、各電子銃の軸は平行ではなくシャドウマスクの中心で一致するように管軸よりわずかにずれている。各電子銃はヒータ、カソード、第 1、第 2、第 3、第 4 格子があって、ヒータは三電子銃とも並列につながれている。第 3 格子是集束電極でこれも各電子銃とも共通に管内で接続されており、第 4 格子も共通で、陽極電圧と同電位となっている。

3. シャドウマスク式三色受像管の製法

3.1 三色ドットケイ光面の製法

先にものべたようにケイ光面には 3 原色に発光する 3 種のケイ光体ドットが規則正しく配列されなければならないが、それには次のような方法がとられている。すな

わちパネル面にまず感光性をもった単色のケイ光体を一様に塗着したのち、露光台によって焼付をおこなうのであるが、このケイ光面の塗布方法として現在は二つの方法がとられている。一つの方法は白黒受像管の塗着方法と類似していて、まずケイ光体だけを沈降塗着したのち感光性結合剤をその上にさらに塗布する方法であり、他はスラリ法といわれるものである。

このスラリ法は前者に比して一工程に要する時間が短く、適当な塗布条件を押さえさえすれば沈でん法よりもキレのよいドットが得られるようで、将来はおいおいこの方法によってゆくものとおもわれる。これにはまずケイ光体の所要量を取り、適当な粒度分布が得られるようにボールミリング (ドライボールミリングまたは純水などによるウェットボールミリング) をおこなう。つぎに 10 % くらいの濃度のポリビニールアルコール (PVA) 水溶液をこれに加えよく混合したのちさらに感光剤として重クロム酸アンモンの 10 % 水溶液を加えよく混合してスラリができ上がる。このスラリはケイ光体の種類によっては調整後時間の経過とともに粘度がいちじるしく変化するものがあるから、使用直前に調整されることが望ましい。また温度によっても特性が大巾に変動するものであるから、調整室は恒温恒湿であることが必要である。

このようにして調整したスラリをシルクスクリーンを通してあわを除きながら、あらかじめスラリ機上にセットされ一定速度で回転しているパネル内面に滴下し、全量滴下し終ったならば回転速度とパネルの傾斜を適度にかえてこのスラリを一様な薄膜にのばしてパネル全面をカバーさせる。カバーが終ったならば暫時そのまま回転を続行して膜面をある程度乾燥 (必要によっては乾燥した清浄な空気を吹きつけて) させたのち、スラリ機よりとりはずし、すぐに静止の状態で温風を吹きつけ 35°C 前後で乾燥を完全におこなう。図 3.1 はスラリ機の写真であってパネルを真空チャックで保持して、一定速度一定傾度で回転しているところである。このスラリ機上の諸操作はケイ光体ドットのでき上がりに非常に影響する工程で最適の回転速度と傾度変化との関係が求められたならば、全自動化することが望ましい。

このようにして均一なケイ光膜の塗布されたパネルの乾燥が終ったら次は焼付をおこなう。まずパネルに将来その球に組みこまれるべきシャドウマスクをピンとスプリングによって正しい位置に固定した後、露光台上の正規の位置に正しくおく。一方パネル面に対して三電子銃



図 3.1 スラリー機

Fig. 3.1 Slurry machine.

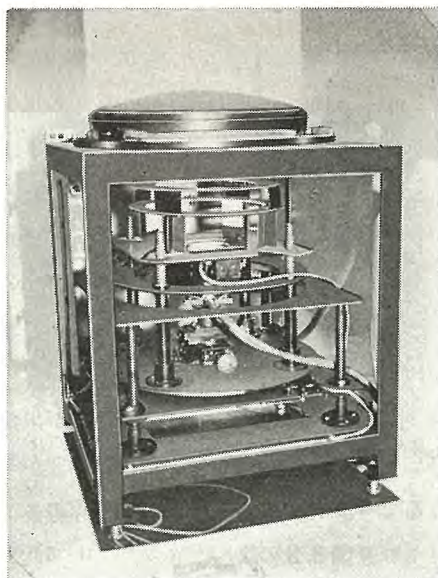


図 3.2 露光台

Fig. 3.2 Optical lighthouse used for phosphor screen production.

のうち塗布されたケイ光体に相当する電子ビームの予想偏向位置に正しく適合するように、超高圧水銀灯の点光源の位置を調整して適当の時間水銀灯を点灯して露光をおこなう。この露光時間は使用水銀灯の発光能率、分光感度によりまたケイ光面に使用した感光性結合剤の分光感度などによって一概にいくらとはいえないが、現像後ドットの直径が 0.45 mm 程度 (21 CYP 22 の場合) になるように積算光量計などを使用して調整する必要がある。またパネル面の曲率やパネル内面と点光源間の距離との関係および超高圧水銀灯の直上にそなえつけられた石英集光レンズの曲率などの影響で普通パネルの中央の照度が高く周辺が低いのでこれを補正するためにフィルタを光路の途中に置いて全面が均一照度になるよう努める必要がある。また電子ビームの通路と光路との差によるミスランジンを補正するために補正レンズをやはり光路の途中に挿入する必要がある。

このようにし露光が終了したならばシャドウマスクをパネルより取はずし、純水による現像をおこなう。現像には流水現像とスプレ現像の2方法があるが、後者のほうが均一で時間的にもすみやかに現像ができるようである。すなわちスプレによって純水をパネル内面に一様に吹きつけながらゆっくりパネルを回転させると、露光によって光のあつた部分は PVA が固化して水に溶けにくくなるため光のあたらない部分だけ溶出して、シャドウマスクの穴と同数のケイ光体ドットが焼付けられることとなる。

ドットの現像が終れば再度乾燥をおこなって、一面目のケイ光体ドットの塗着が完了することになる。これと同一の操作を他の2色についてもおこない順次かさねて塗着してゆくわけであるが、ただ露光の際にはパネル面の中心軸に対して点光源の位置を正確に 120 度ずつ回転しておこなう必要がある。

このようにして三色ドットの焼付が完成するが、露光台の水平ならびに鉛直度、回転中心軸、点光源のパネル中心軸よりの偏心距離などが十分正確に調整されていないと、三色ドットがちょうど工合

よく相接触して焼付かず、いわゆるグルーピングあるいはデグルーピング状態となり管に完成した場合に色の純度に悪影響をおよぼす原因となることがある。

これらの作業は温度湿度によって敏感に影響される光化学反応物質を使用する上、寸法的にも 100 分の 1 mm の精度が要求されるものであるから、直接外光をシャ断して黄色の室内光を有する恒温恒湿の無じん室でおこなう必要があり、収容諸機械の振動も極力減少させることが肝要である。

かくて焼付の終わったパネルは白黒受像管と類似の方法でフィルミングラックを吹付塗装したのち、アルミバックをおこない一度炉中に入れて 420°C 約 30 分間保持して PVA およびラックを加熱分解除去して三色ドットパネルが完成する。

3.2 フリット溶着

RCA で以前に開発した 21 AXP 22 までのカラー受像管はメタルコーンを使用していたので、パネルとファンネルの溶着はアルゴンガス溶接であった。21 CYP 22 および国産 17 形角形カラー管ではオールガラスバルブであるのでこの溶着にはフリットガラスといわれるハンダガラスが使用されている。つぎにフリット溶着について説明する。

溶着に先だってファンネル、パネルおよびフリットを準備しなければならない。ファンネルは必要箇所にアクアダックを内塗しなければならないが、その塗装方法および焼付方法は白黒受像管と類似であるのでくわしい説

明はさけたい。内塗の
 終わったファンネルはその
 の封止部を糸くずの出
 ないように布にアルコ
 ールまたはアセトンを
 浸みこませて油、アク
 アダックおよび指紋な

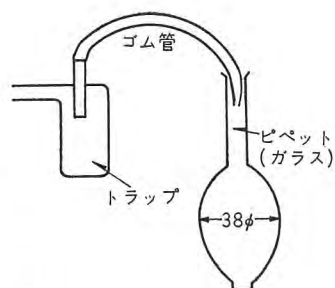


図 3.3 フリット塗着用ビベット
 Fig. 3.3 Pipette for frit coating.

備する訳であるが、フリットは 270 メッシュ以上のガラス粉末で、これに醋酸アミールおよび硝化綿の混合液を加えて十分かくはんし適当の粘度になるよう調合する。フリット懸濁液ができ上がったならばこれを図 3.3 のような塗着器具にに入れて静かに回転するファンネル台に封止部を上向きにおかれたファンネルの封止部に手ぎわよく一定の巾、一定の厚さにフリットを塗着してゆく。

このフリット塗着の良不良はすぐに次のフリット封止の良否に影響するもので、封止部の漏洩などの事故を起さないよう異物の混入は絶対にさけ塗着面が一様になるよう十分修正をおこなう必要がある。かくしてフリットの塗布が終わったならば、醋酸アミールを完全に分解させるため予備乾燥をおこなう。これは炉中で 125°C、15～30分保持するものであって、この前後の作業でフリット表面がよごされないよう注意する必要がある。

一方三色ドットの塗着を完了しアルミバック、PVA ベーキング、ラッカベーキングの終わったパネルはファンネルと同様その封止面の油類を十分除去したのち、三色ドット塗着に使用したのと同じのシャドウマスクを正しい位置にはめたのち迷走電子による映像品位の低下をさけるためにエレクトロンシールドを必要数溶接する。

フリット乾燥の終わったファンネルを封着装具の中に正

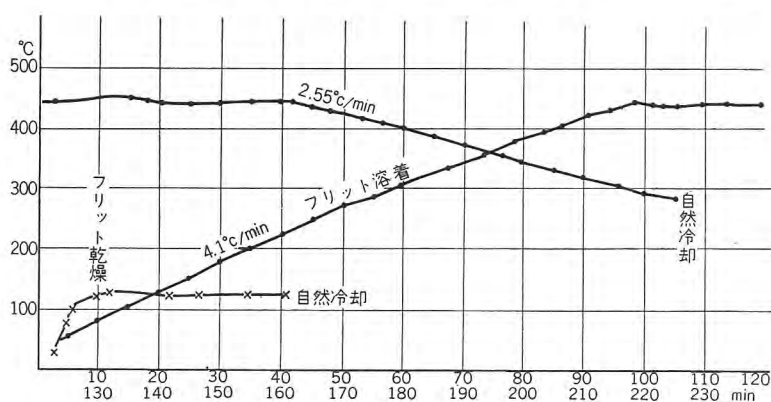


図 3.4 フリット乾燥およびフリット溶着温度時間曲線
 Fig. 3.4 Frit drying and frit sealing temperature-time curves.

しくマウントしてその上にパネルを正しい位置にフリットがくずれないように静かにのせる。乾燥したフリットはパネルの重量には十分耐えうるけれども不注意で乱暴な取扱いによりフリットがくずれたりかけたりすると、封止不良となり漏洩の原因となるから極力ていねいに取扱わなければならない。フリットは温度の上昇とともに粘度が低下するから溶着作業中にパネルが移動しないようにあらかじめ治具で固定しておくことが望ましい。使用する炉がガス炉である場合は炉内気体が還元性となって溶着部が黒化するのをさけるため酸素または空気を送りこむ必要がある。溶着の標準工程は次のとおりであるが、実際のスケジュールの例を図 3.4 に示す。

0～440°C	5 度/毎分	上昇
440°C 保持	60 分間	一定温度
440～300°C まで	3 度/毎分	下降
300～150°C まで	5 度/毎分	下降
150°C になったら炉外にとり出す。		

(温度はいずれもフリット部分の温度である)

3.3 三電子銃の封止

三電子銃の封止工程そのものは白黒受像管とそう変わった点はないが、封止位置および方向の精度はパネル面の三色ケイ光体ドットと対応させるためにはるかに高いことが要求される。このため封止機としてはバルブとステムを寸法精度高く固定してバーナが回転するような構造が通常とられているが、バルブとステムを正しい位置に固定したのち正しく同期して両者が回転すればバーナ固定方式でも封止は可能である。封止前のステムのなまし、封止後の封止部のなましは白黒受像管の場合と同様である。

3.4 排 気

排気も本質的には白黒受像管とほぼ同一である。ただ異なる点は加熱工程であって、フリット封着を使用しているため温度の管理には十分の精度が必要である。排気用の真空ポンプは通常油回転ポンプと油拡散ポンプを使用する。排気工程は排気台に管を取付けることよりはじまるが、取付が終わったならばまず油回転ポンプだけを始動して荒引をおこなう。この際急激にコックを開くとそのショックでケイ光面やシャドウマスクにアクアダックなどの汚染物を付着させたり、まれにはアルミバック膜のはがれをおこしたりするからできるだけゆ

るやかに開く必要がある。コック全開に達したならばテスラコイルなどで真空漏洩のないことを確かめたのち油拡散ポンプを始動する。21 CYP 22 についての標準工程は次のとおりである。

- (1) 排気台に取付け。
- (2) 油回転ポンプ始動。コックをゆっくりひらいてゆく。
- (3) コック全開。テスラコイルで真空を検する。
- (4) 油拡散ポンプ始動。
- (5) 炉の温度上昇開始。4.5~6°C/min の上昇速度で 425°C (フリット封着部分) まで上昇。
- (6) 425°C に到達。その後 425°C 保持1時間。
- (7) 温度下降開始。300°C まで 2.5°C/min で下降。
- (8) 300°C に到達した時より電極をボンバーダで加熱。吸蔵ガスの排出をおこなう。
- (9) 陰極分解およびヒータフラッシングをおこなう。
- (10) さらにいま一度ヒータ点火のまま電極をボンバーダする。
- (11) 8~10 の間引続き 2.5°C/min の速度で温度下降。
- (12) 125°C まで下がったならば炉の扉を開きゲッタをフラッシングする。
- (13) ゲッタフラッシング後ただちにチップオフし、ステム部はあらかじめ加熱したアスベスト布をまいて急冷しないようにする。

しかし実際の排気にあたっては種々の事情よりなかなか上のスケジュールどおりになりにくい。21 CYP 22 の実際の排気工程の例を図 3.5 に示した。以上のように排気工程としては排気台にのっている時間が約5時間であっ

てその前後の準備時間を考慮にいれると、1本の排気に7時間くらいかかるのが通例である。

以上は 21 CYP 22 についての例であるが、17 形角形管については多少異なる点がある。それは現在この管のガラス生地は白黒受像管用と同一のものを使用しているため、最高 425°C までも温度をあげるとバルブガラスが軟化しとくに排気中のため外気の圧力のためにパネル面の曲率に変化を生じ、このためでき上がった管の色純度がわるくなり（電子ビームがそれに対応したケイ光体ドットの上に正しくランジング landing しなため）使用に耐えなくなる。したがって現在のところでは最高温度を 350°C くらいにおさえて排気している。そのスケジュールの一例を図 3.6 に示す。その結果長い使用時間

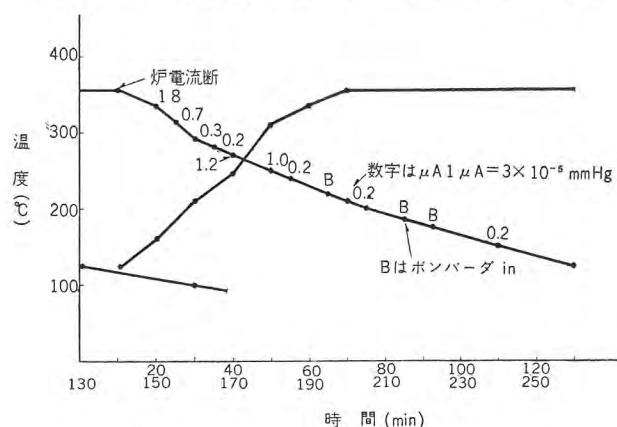


図 3.6 17 形角形カラー管の排気温度時間曲線
Fig. 3.6 Exhausting temperature-time curve of type 17 rectangular color tube.

の間には電極やシャドウマスクその他に吸蔵されているガスが放出されて真空度の低下をきたすおそれがあるので、この解決が目下の急務となっており種々の対策が考えられている。

3.5 エージングその他

このようにして排気の終った管は白黒受像管と同様の方法でエージングをおこなう。ただカラー受像管では電子銃を3組もっておりこれを別個にエージングすることは好ましくないので3組同時におこなう必要がある。エージング後の工程は白黒受像管とまったく同一で、ベース付、外部塗装などをおこなって完成管となる。

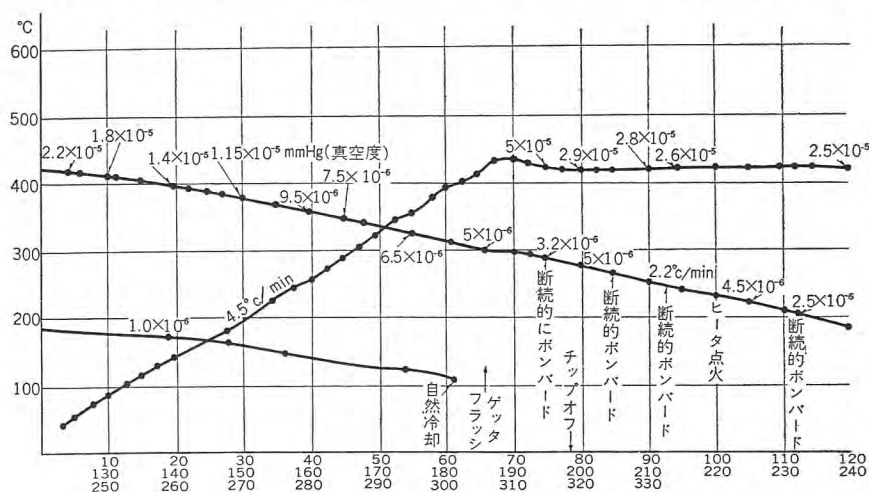


図 3.5 21 CYP 22 の排気スケジュールの一例
Fig. 3.5 Example of exhausting schedule of 21 CYP 22.

4. 試作管の試験結果

カラー受像管の試験法についてはまだ CES 規格の規定もなく 34 年 5 月ブラウン管技術委員会で審議が開始されたところである。暫定的には昨 33 年 4 月カラー受像管試作委員会（電波技術協会主催）が RCA より 21 CYP 22 を輸入した際に試験法小委員会を結成してとりきめた試案がある程度である。試験項目として考慮されるのは

- (1) ビームランジグ特性
- (2) ラスタ消去電圧
- (3) γ 特性
- (4) ケイ光面の欠点
- (5) ヒータ電流
- (6) 耐圧, ストレエミッション
- (7) ガス比
- (8) 漏洩電流
- (6) 色度
- (10) 明るさのむら

などであり、試作した 21 CYP 22 についてその概略の傾向を説明することとしたい。

4.1 ビームランジグ

先にものべたように 21 CYP 22 のシャドウマスクは穴の径が周辺部のほうが中央より約 2 割ほど小さく、さらにマスクとパネル内面との間隔が周辺にゆくに従い狭くなっているため、でき上がった三色ケイ光体ドットは周辺で小さく、さらに補正レンズを使用しなかったためにそれらが互にグルーピングしている。このためラスタを出した場合に色純度がいかになるか憂慮されたがさほど問題となるほどわるくなかった。ビームランジグの偏心の程度は最大 0.16 mm, 最小 0 であって RCA の平均値 0.03 mm にくらべ平均値では多少わるくなっている。

4.2 ラスタ消去電圧, γ 特性

試作管に使用した三電子銃は RCA 製の輸入品であったのでラスタ消去電圧, I_b の γ 特性はとくに取上げる点はない。ただ明るさの γ についてはケイ光体に国産のものを使用した上その塗着工程にも左右されるので、輸入品と比較した場合問題であるが大差は認められない。 $I_b=300\mu A$ のとき各色の明るさを比較すると RCA 製品では R : B : G = 1 : 1.4 : 6 となっているが、試

作管では 1 : 5 : 15 となり赤が明るさの点で劣るようである。

4.3 ケイ光面の欠点

ケイ光体ドットの脱落は比較的少ないが青色に変色ドットがやや多く、またドットの塗着順序によっては赤色に変色ドットが生ずる場合もあった。これはケイ光面の塗着工程の微妙な点に左右されるらしく、その改良は今後の問題である。

4.4 色 度

色度の点では青色は RCA のものに非常に近い 3 色係数を示すが、緑と赤色はややかけはなれているものが多いようである。これは 3 色の塗着順序にかかわりなく青色はよいようであるので、塗着順序だけが原因とはいえないようである。塗着に際してはポリビニールアルコール、カゼール、重クロム酸アンモンなどの薬品を使用するしまた使用機器より混入してくる不純物イオンなども考えられるので、これらに対する汚染度の問題かも知れず、これまた今後検討を要する点である。

5. む す び

カラー TV 用受像管とくに現段階ではもっとも実用化の可能性の大きいシャドウマスク式三色受像管について、構造製法などの概略を説明した。カラー受像管については将来ともいろいろの新規案が発表されるであろうし、果していかなる形のもが標準管種になるか予断を許さない現状である。しかしわれわれがシャドウマスク式の管をとりあげてその製作技術を会得することは、将来いかなる管種が標準となるにしても、その基本製作技術として役だつものと確信する。なお試作管の製作にあたり特別など支援とご鞭撻をいただいた、NHK 技術研究所電子管研究部山下部長はじめ関係各位に深甚の謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) H.B. Law : Proc. of The I.R.E., 1186, Oct., (1951)
- (2) H.R. Seelen et al : RCA Review, 122, Mar., (1955)
- (3) R.B. Janes et al : RCA Review, 143 June, (1956)
- (4) C.P. Smith et al : RCA Review, 334, Sept., (1958)
- (5) 山田雅美 : テレビジョン 12, 58 (昭 33)
- (6) 山田雅美 : テレビジョン 12, 106 (昭 33)
- (6) 山下彰他 : テレビ用電子管, 221 (昭 32)



1. まえがき

Maser は Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation (輻射波の誘導放出によるマイクロ波増巾) の連頭語で、1955 年最初の実験者、米国コロンビア大学の C.H. Townes の命名したものであって、分子増巾器、時には原子増巾器とも呼ばれているが、以後日まだ浅いにもかかわらず雑音特性がきわめてすぐれている点に注目され、その研究は各国で先を競って行なわれており、今日その名はすでに人口に膾炙されるに至った。

メーザは分子の内部エネルギーを直接マイクロ波エネルギーとして放出させマイクロ波増巾を行なうので、従来の電子管増巾器に固有の電子ビームに伴う雑音がなく、実用上はこれをまったく発生しないと考えるといほどで、普通の増巾器の増巾可能最小電力 Threshold Level の数百分の 1 程度のきわめて微弱な入力信号を増巾しうる。またある種のメーザは周波数帯域がきわめて狭く、周波数安定度が本質的に良いのが特長である。

メーザはまだ研究開発途上のものであるが、すでに電波望遠鏡に試用され、吸収形原子時計よりも 1 けた以上精度のよい原子時計も試作されており、やがて長距離レーダ、超高周波見通し外通信にも重用されるであろうほか、分光学的研究にも有用な手段となり、その将来が期待されている。

2. メーザの原理

分子や原子の内部エネルギーはすべて量子化されていて不連続な分布をしているが、その中の二つのエネルギー準位 E_1, E_2 ($E_2 > E_1$) の間に遷移が許されているとすると、これらの系はよく知られているように、

$$E_2 - E_1 = hf_0 \quad h: \text{プランクの定数}$$

で決まる周波数 f_0 の電磁波を放出したり吸収したりする。このエネルギーの放出には誘導放出と自然放出があるが、メーザには誘導放出が重要である。すなわち系が周波数 f_0 の電磁界におかれている時には、高いエネルギー準位 E_2 にある分子は、電磁波のエネルギー密度に比例した確率で周波数 f_0 の電磁波を放出し、 hf_0 だけ低いエネルギー準位 E_1 に移る。しかし一方低いエネルギー準位 E_1 の分子は、その電磁波のエネルギー密度に比例した確率でその電磁波のエネルギーを吸収し、 hf_0 だけ高いエネルギー準位 E_2 に飛び上がる。そしてこれら両者の確率は相等しい。

系が熱平衡状態にあるときには、エネルギー準位 E_1, E_2 の分子数をそれぞれ N_1, N_2 とすれば、この比はボルツマンの分布則で与えられている。

$$\frac{N_2}{N_1} = \exp\left(-\frac{E_2 - E_1}{kT}\right)$$

k : ボルツマン定数

T : 絶対温度で測った分子

系の温度

すなわち熱平衡状態では、低いエネルギー準位にある分子数 N_1 は高いエネルギー準位の分子数 N_2 よりつねに多い。 $E_2 \rightarrow E_1$ なる誘導放出と、 $E_1 \rightarrow E_2$ なる吸収の確率は等しい

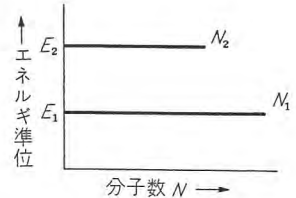


図 2.1 エネルギー準位

から、マイクロ波電磁界にある熱平衡状態の分子系では吸収量が誘導放出量をこえることになり、差引き吸収だけしか観測されない。

もしも $N_1 > N_2$ なる分布状態をなんらかの方法で逆転させ、高いエネルギー準位のほうを多く、 $N_1 < N_2$ なる状態にしておくことができれば誘導放出が得られる。誘導放出による輻射は、放出を誘導するための入射電磁波と同じ周波数、同じ位相であり、その量は電磁波のエネルギー密度に比例するので、マイクロ波による誘導放出が行なわれることになり、ここにメーザが誕生する。すなわちより多くの分子が高いエネルギー準位にあることがメーザにとって根本的な要求であり、この要求を満たすことがメーザを作り上げるための第 1 の条件である。

ところが $N_1 < N_2$ なる励起状態は誘導放出によらなくとも通常熱的緩和作用によって $N_1 > N_2$ なるものと熱平衡状態にもどってしまう。すなわち励起状態にあるガス分子系ではマイクロ波エネルギーとして放出すべきその内部エネルギーを衝突によって熱エネルギーの形で消散してしまう。また固体では内部エネルギーを結晶の格子振動に与えて熱エネルギーとして消耗し、もとの熱平衡状態にもどってしまう。かくして励起状態から熱平衡状態へもどる時間を熱緩和時間と呼んでいる。

通常物質では緩和時間が非常に短いので誘導放出をうけることは容易なことではなく、緩和時間を長くするなんらかの処置が必要で、これを満たすのがメーザ実現の第 2 の条件である。

励起状態はまた自然放出によっても熱平衡状態にもどるが、この作用は周波数の 3 乗に比例するもので、マイクロ波領域では熱的緩和作用に比して無視できる。自然放出は電磁波の誘導がなくとも電磁波を自発的に放出する遷移で、その電磁波の位相がでたらめであるため、メーザの内部雑音の一因となる。

なお $N_1 < N_2$ なる励起状態はボルツマンの分布則で系の温度が負であることに相当する。この場合の負温度 ($-Te$) は次のように定められる。

$$1 < \frac{N_2}{N_1} = \exp\left[\frac{-hf_0}{k(-Te)}\right]$$

メーザは、いわば系の中に等価的な負温度を作って増巾作用を行なわせるものといってよい。負温度を作るには種々の方法が考えられており、メーザの種類はこの方法によっても分類され

ている。

3. メーザの種類

メーザの生みの親はマイクロ波分光学であって、アンモニアガスのマイクロ波共鳴吸収は 1934 年にすでに C. E. Cleeton および W. H. Williams⁽⁷³⁾ によって観測されていたが、マイクロ波分光学が新しい道を開いてきたのは戦後マイクロ波技術が非常な進歩をとげたためである。また一方常磁性体の研究もマイクロ波技術の発達によりいちじるしく進歩し、1945 年には E. Zavoisky⁽⁷⁵⁾ によって常磁性体の共鳴吸収が観測された。1955 年に C. H. Townes が新原理によるマイクロ波増巾器にメーザなる名をつけて以来その進展はめざましく、種々のメーザが提案、実現された。すなわち 1955 年米国コロンビア大学の C. H. Townes はアンモニアガスをを用いた初のメーザを完成、周波数 23,870 Mc, 安定度 10^{-12} , 出力 10^{-10} W の発振出力を得た⁽⁴⁸⁾。

1955 年ソ連の N. G. Basov などは負温度を作る方法として三つのエネルギー準位を利用することを提案した⁽¹⁵⁾。

1956 年フランスのバリ大学の J. Combrisson などがシリコン中の不純物常磁性を利用した 2 準位固体メーザの実験に半ば成功した⁽⁵⁷⁾。

1956 年米国ハーバード大学の N. Bloembergen は常磁性体を用いた 3 準位固体メーザの具体的な提案を行なった⁽¹⁷⁾。

1957 年ベル研究所の H. E. D. Scovil などは N. Bloembergen の提案に基づいて 3 準位固体メーザを完成、9,000 Mc で 20μ W の発振出力を得た⁽⁶⁰⁾。

以後各種メーザの開発研究は非常な勢いでひろまっている。

今までに文献に現われたメーザをおおざっぱに分類すれば気体メーザと固体メーザに分かれる。気体メーザでは気体の圧力を減ずることにより分子間の衝突を押え、緩和時間の伸長をはかっている。一方固体メーザでは固体を液体ヘリウム温度まで冷却して緩和時間を長くするのがつねである。両者の相対的特長は、気体メーザは周波数安定度にすぐれ、固体メーザは周波数が可変で帯域巾が広いということである。

またメーザを $N_2 > N_1$ なる負温度にする励起法によって分類すれば表 3.1 のようになる。

表 3.1 メーザの励起法による分類

励起法		準位数	実現された例	説明
準位選別	シュタルク分離法	2	アンモニアビームメーザ	3.1
	ゼーマン分離法	2	(セシウム原子時計)	
	熱格子分離法*	2		3.2
準位反転	パルス反転法	2		3.3
	断熱的急速掃引法	2	2 準位固体メーザ	3.4
多準位ポンプ	マイクロ波ポンプ法	3	3 準位固体メーザ	3.5
	光ポンプ法	3 以上	ルビジウムメーザ	3.6

* エネルギー源は熱エネルギー 分離はシュタルク分離。

3.1 アンモニアビームメーザ

C. H. Townes が 1955 年最初の実験に成功して以来、周波数雑音、出力などの特性について理論と実験の両面から詳しい研究がなされている。わが国でも大学その他の研究機関で研究が

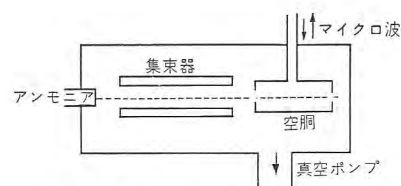


図 3.1 アンモニアビームメーザ

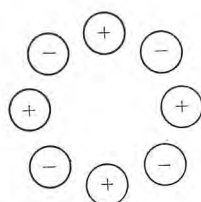


図 3.2 集束器断面図

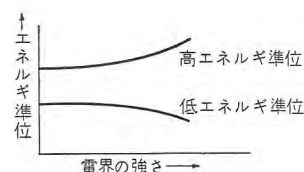


図 3.3 シュタルク効果

進められている^{(48)~(51), (68)~(70)}。

負温度はシュタルク効果を利用し低いエネルギー準位の分子を分離除去し高いエネルギー準位の分子だけ選別する方法で得ている。また緩和作用を押えるには、分子が互いに衝突しないようにアンモニアガスをビーム状にして高真空中に放射している。装置の概略は図 3.1 に示す。アンモニア分子は左側の管から高真空中へビーム状に放射される。ビームは集束器にはいるが、集束器は中心部が電界弱で周辺部の電界が強くなるよう図 3.2 に示すように直流高電圧がかけてある。アンモニア分子は電界中で 2 次のシュタルク効果を受け、メーザ作用の行なわれる二つのエネルギー準位はそれぞれ図 3.3 のように変化する。したがって高い準位の分子は集束器の周辺部にあるほど内部エネルギーが高まるから中心方向に向う力を受け、結果としてこの分子は中心部に集束される。低い準位の分子にとっては事態はまったく反対であって、中心部から発散してしまう。発散した分子は液体空気で冷却されている集束器に達するとこれに付着凍結してしまう。こうしてできた負温度の分子系は次いで共振空洞へはいる。空洞に両エネルギー準位差に相当する周波数のマイクロ波を入射すれば、誘導放出によって増巾されたマイクロ波を反射波として取出することができる。このメーザには原理的に正帰還がかかっており、放出電力が空洞内の消散電力をこすときは発振がおこる。発振器としての出力は、空洞へ単位時間にはいり込む分子数できる以上にはなり得ず、今までの例では 10^{-9} W 程度である。しかしこのアンモニアメーザは発振器として周波数安定度がきわめてすぐれており、周波数標準として画期的なものである。増巾器としてのアンモニアメーザの特長は内部雑音が非常に少ないことであって、約 1 db という結果が発表されている⁽⁶⁰⁾。しかしビームメーザは帯域巾が狭く周波数を変化できないため、増巾器としての用途は限られてしまう恐れがある。

3.2 熱格子分離法

文献 (8) に RCA の H. Dicke よりの私信として発表されている。目下 RCA で研究中とあるが、その後文献は出ていない。

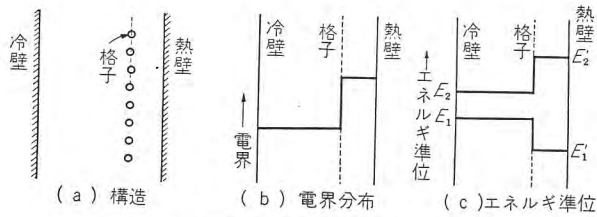


図 3.4 熱格子分離法

図 3.4 に示すように平行平板からなる導波器には分子相互の衝突が無視できるほどの低い圧力にアンモニアガスがつめてある。右側の壁と格子の間には高压がかけてあるので、左側から格子へ向う分子のうち、高い準位の分子はビームメーザの場合と同じようにシュタルク効果によってはね返され、低い準位の分子は格子の右側へ引き込まれる。この原理によって左半分の領域により多くの高い準位の分子を集め、負温度をつくり出している。左側の壁の温度を下げるのはこの壁を離れる分子の速度を弱め、高い準位の分子が格子で反射されやすいようにするためである。また右側の壁の温度を上げるのは熱壁をエネルギー源とするためであるがこの壁で反射して冷壁へ向う全体として吸収性の分子系の速度を高め、その有害効果を軽減するためにも役だっている。このアンモニアメーザはまだ成功に至っていないが、ビームメーザと異なってアンモニアガスを封じ切れることが特長とされている。

3.3 パルス反転法

文献 (8) に出ているが、方法がむつかしくまだ実験に着手されていない模様でその後文献は出てない。

分子の共鳴周波数に等しい周波数の強いマイクロ波パルスとその分子系に加えると、高い準位にある分子と低い準位にある分子がその準位を交換するので負温度が作り出されるとされている。しかしパルスの巾、電力、周波数などにきびしい制約があり、これらの条件を満たすことがむつかしいために、この種のメーザはまだ実現していない。パルス反転法では励起、この操作は通常ポンピングと呼ばれている、と増巾とが交互に繰り返されなければならないから、連続的な増巾作用を行なわせることはできない。

3.4 2 準位固体メーザ、断熱的急速掃引法

この方法は F. Block が 1946 年に核磁気共鳴の実験手段として見出したものである。1956 年 J. Combrisson が半ば成功

した⁽⁵⁷⁾のを初めとして 1958 年にベル研究所⁽²⁷⁾、および Westinghouse で成功した⁽⁵⁸⁾。

断熱的急速掃引法も二つの準位の分子数の分布を反転させる方法の一つであって、分子系に十分に強いポンピング電力を加えその周波数を分子の共鳴周波数の一方から他方へ掃引する。掃引は緩和時間よりも十分速く分子の内部運動に比べてはゆっくりさせる。分布が反転し負温度になった系は緩和時間の間メーザ作用が可能である。もし材料に常磁性体を用いれば、その印加直流磁界の強さを掃引することによっても分布を反転させることができる。

常磁性イオンには磁氣的に縮退しているエネルギー準位に分かれる。これらの準位を利用したメーザが固体メーザである。常磁性イオンは非磁性体の結晶中にちりばめて用いられるが、結晶内の熱振動に起因する緩和作用が大きいため常温ではメーザ作用が不可能である。緩和時間を伸ばすために、この種の固体メーザは現在のところほとんど液体ヘリウム温度 (2~4°K) まで冷却している。

この反転法による 2 準位固体メーザは増巾が間欠的ではあるが、帯域巾がガスメーザに比べて広くでき周波数の調整が容易であることから種々の実験が行なわれている。表 3.2 にこの例を示す。

3.5 3 準位固体メーザ

1956 年 N. Bloembergen が提案⁽¹⁷⁾ 1957 年 H.E.D. Scovil などが実験に成功⁽⁶⁶⁾ して以来実験結果を主とする文献が多数でており、米国での研究活動はきわめて盛んである。最近には進行波形メーザも発表されている⁽⁵⁹⁾。

このメーザはメーザ作用を行なわせる常磁性体中の二つのエネルギー準位のほかに、この系をつねに負温度にしておくため、

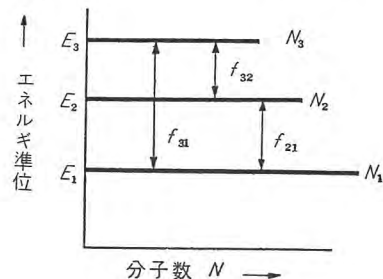


図 3.5 エネルギー準位

表 3.2 2 準位固体メーザの実験例

研究者	研究所	材 料	ポンピング	出 力		空 調 Q	温 度	文 献
				増 巾	発 振			
Combrisson Honig Townes	パリ大学		断熱的急速掃引法 9 kMc パルス 10 ⁻² 秒		9 kMc パルス 10 ⁻² 秒 数 μW		2°K (液体 He)	Compt Rend 242 (1956) p. 245 L'onde Elect 36 (1956) p. 989
Fehér Gordon Buehler Gere Thurmond	ベル研究所	シリコン 0.3 cm ³ 4×10 ¹⁶ 電子	断熱的急速掃引法 9 kMc パルス		9 kMc パルス 50 μs 2.5 μW	20,000 (1.2°K)	1.2°K (液体 He)	Phys Rev. 109 (1958) p. 221
Chester Wanger Castler, Jr.	ウェスチン グハウス 研 究 所	水晶 10 ¹⁸ スピン MgO 10 ¹⁷ スピン	断熱的急速掃引法 9 kMc パルス 5~100 μs 繰り返し 10 cps~ 0.5 W	9 kMc パルス 1.2 ms (水晶) 利得 8~ 21 db (MgO) 利得 20 db 125 μs 3 db 720 μs √G·B=5×10 ⁻⁶ s ⁻¹	9 kMc パルス 10 μs 12 mW ピーク	6,000	4.2°K (液体 He)	Phys Rev. 110 (1958) p. 281

表 3.3 3 準位固体メーザの実験例

研究者	研究所	材 質	ポンピング	出 力		空 洞 Q	温 度 (°K)	文 献
				増 巾	発 振			
Scovil Feher Seidel	ベル研究所	$\text{La}(\text{C}_2\text{H}_5\text{SO}_4)_3 \cdot 9\text{H}_2\text{O} + \text{Gd} (0.5\%) + \text{Ce} (0.2\%)$	17.5 kMc 300 mW H=2,800 oe		9 kMc CW 20 μW	1,000 (17.5 kMc) 8,000 (9 kMc)	1.2	Phys Rev 105 (1957) p. 762 Bell. L. Records 35 (1957) p. 109
Scovil	ベル研究所	$\text{La}(\text{C}_2\text{H}_5\text{SO}_4)_3 \cdot 9\text{H}_2\text{O} + \text{Gd} + \text{Ce}$	11.5 kMc 38 mW H=1,800 oe	6 kMc CW 利得 20 db バンド巾 100 kc			1.2	IRE Trans MTT-6 Jan (1958) p. 29
McWhorter Meyer	MIT リンカン 研 究 所	$\text{K}_3\text{Co}(\text{CN})_6 + \text{K}_3\text{Cr}(\text{CN})_6 (0.5\%)$	9.4 kMc 30 mW H=2,200 oe	2.8 kMc CW 利得 ~30 db バンド巾 100 kc	2.8 kMc CW 3 μW		1.25	Phys Rev 109 (1958) p. 312
Artman Bloembergen Shapiro	ハーバード 大 学	$\text{K}_3\text{Co}(\text{CN})_6 + \text{K}_3\text{Cr}(\text{CN})_6 (0.5\%)$	8 kMc 9 mW	1.373 kMc CW ($\lambda=21$ cm)	1.373 kMc CW ポンピングで 9 mW で発振	2,000 (1.373 kMc) 5,000 (8 kMc)	2	Phys Rev 109 (1958) p. 1392
Kingston	MIT リンカン 研 究 所	$\text{K}_3\text{Co}(\text{CN})_6 + \text{K}_3\text{Cr}(\text{CN})_6 (0.5\%)$	5.3 kMc 10 mW H=60 oe	300 Mc CW 利得 10 db バンド巾 100 kc	300 Mc CW 0.1 μW		1.6	IRE 46 (1958) p. 916
Makhov Kikuchi Lambe, Terhune	ミシガン 大 学	ルビー $\text{Al}_2\text{O}_3 + \text{Cr} (0.1\%)$	24.2 kMc 120 mW H=4,230 oe	9.22 kMc 利得 20 db	9.22 kMc パルス		4.2	Phys Rev 109 (1958) p. 1399
Strandberg Davis Faughnan Kyhle, Wolga	MIT 電子工学 研 究 所	$\text{K}_3\text{Co}(\text{CN})_6 + \text{K}_3\text{Cr}(\text{CN})_6 (0.5\%)$	X バンド (~9.4 kMc)	S バンド (~2.8 kMc) バンド巾 数 Mc	S バンド CW ~15 μW		4.2	Phys Rev 109 (1958) p. 1988
Aulter McAvoy	MIT リンカン 研 究 所	$\text{K}_3\text{Co}(\text{CN})_6 + \text{K}_3\text{Cr}(\text{CN})_6 (0.5\%)$	9.070 kMc 28 mW H=1,200 oe	1.382 kMc CW バンド巾 ~1 Mc ~50 kc			1.25	Phys Rev 110 (1958) p. 280
DeGrasse*	ベル研究所	ルビー $\text{Al}_2\text{O}_3 + \text{Cr} (0.1\%)$	18,900~19,500 Mc 100 mW	5,900 Mc (同調可能範囲) 350 Mc 利得 23 db 帯域巾 25 Mc			2	Wescon Convention Record Part 3 (1958) p. 29
Ditchfield Forrester		結晶は 16 mm ϕ の 球形 0.1% の Cr を 含む	24 kMc	9.3 kMc 利得 30 db 帯域巾 130 kc	50 μW	20,000	56	Phys Rev Letter 1 (1958) p. 448
Kingston	MIT リンカン 研 究 所	$\text{K}_3\text{Co}(\text{CN})_6 + \text{K}_3\text{Cr}(\text{CN})_6$	5,400 Mc	300 Mc 利得 10 db 帯域巾 100 kc 450 Mc 利得 25 db 帯域巾 30 kc	0.1 μW	10,000	1.6	IRE Trans MTT-7 No. 1 Jan. (1959) p. 92

* このメーザは進行波形であって、増巾は単方向性である。

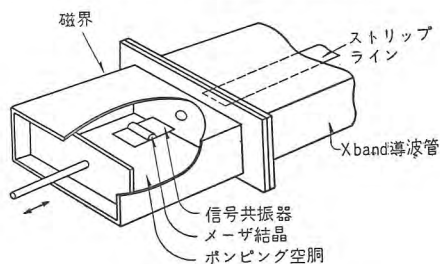


図 3.6 3 準位固体メーザ

すなわちポンピングと増巾とを同時に行ない連続的な増巾ができるように、いま一つの補助的な準位を採り入れた三つの準位を利用する固体メーザである。磁界中の常磁性イオンの準位中の三つの準位を $E_1, E_2, E_3, E_1 < E_2 < E_3$ 、として各準位の分子数を $N_1, N_2, N_3, N_1 > N_2 > N_3$ 、とする。これらの準位の間に3通りの遷移が許されているとき、 $E_3 - E_1 = hf_{31}$ で決まる周波数の十分に強いマイクロ波でこの系をポンピングすると、準位 E_1 と E_3 との間の分子数の分布が $N_3 < N_1$ なる熱平衡状態から $N_3 \approx N_1$ なる飽和状態になる。この状態で $E_3 \rightarrow E_2$ と $E_2 \rightarrow E_1$ の緩和時間のうち一方が長く一方が短かければ、緩和時間の長いほうの準位の間に負温度が作り出されメーザ作用が可能である。実際例ではポンピングおよび増巾さるべきマイクロ波の取出しの能率をよくするため、常磁性イオンを含む結晶はポンピングと増巾の二つのマイクロ波周波数で共振する空洞に入

れてある。熱的緩和作用を押えるためにやはり液体ヘリウムで冷却している。この種の3準位固体メーザは周波数可変、帯域巾の広いことなど2準位固体メーザと同一であるが、増巾作用が連続的であるということが大きな特長である。3準位固体メーザの実験例を表3.3に示す。

図3.6はベル研究所の3準位固体メーザ⁽⁶⁵⁾の略図である。11.5 kMc のポンピング電力は X バンドの導波管で導入され、 $3/2 \lambda$ モードで共振する可調直方体空洞にはいる。6 kMc の信号はストリップラインに沿って伝播する。直方体のポンピング空洞の中には信号共振器を構成する $1/2 \lambda$ (6 kMc で) の長さのストリップラインがある。メーザ結晶は両マイクロ波磁界の極大点に置かれている。空洞全体は液体ヘリウム槽に入れている。出力信号はストリップラインを反射波として伝播、外部のサーキュレータで入力信号と分けられる。

3.6 光ポンプ法

元来は分光学に関連してフランスで出たアイデアである。最近米国のプリンストン大学でこの原理によるメーザが成功したと伝えられている⁽⁸⁾。

ガスに偏光を照射してマイクロ波領域の二つのエネルギー準位間に負温度を作り出す方法でガスとしてはルビジウムの蒸気が有望とされている。ガス圧を 10^{-6} mmHg 程度とすれば帯域巾が 100 c/s くらいになり原子時計発振器として好適である。特長はポンピングに光を用いることで、光でマイクロ波を発生さ

せらることである。プリンストン大学の R.H. Dicke および T.R. Carver の例ではポンピングの波長は $7,500 \text{ \AA}$ なる赤外線、信号周波数は 6.83 kMc である。

4. メーザの長所と短所

長 所

(1) 従来の電子管は超高周波電磁界とその界を走行する荷電粒子すなわち電子との相互作用によって荷電粒子の運動エネルギーが超高周波電磁界のエネルギーに変換されたが、メーザでは分子の内部エネルギーが直接マイクロ波エネルギーに変換されるのであって、自由電子の運動を介しないので、電子管では避けられなかった電子に伴う雑音がない。したがってメーザの雑音源は主として熱雑音だけとなり、超低温で使用する固体メーザの内部雑音はきわめて小さいものになる。3 準位固体メーザでは雑音温度が 4°K (雑音指数 0.06 db) 程度となり、進行波管の雑音指数を 10 db とすれば雑音温度は $2,700^\circ\text{K}$ になるゆえ、メーザはこれの約 700 分の 1 の内部雑音しか発生しないことを意味する。またメーザを前置増巾器としたマイクロ波受信器では雑音温度を 25°K 、雑音指数 0.35 db 程度になしうるといわれているが、このように受信器全体としても内部雑音は約百分の 1 程度である。

(2) アンモニアメーザでは共鳴周波数が利用する準位に固有のものとして決まっております外部の影響で変る割合がきわめて小さい。周波数の安定度は従来の発振器に比べれば数けたすぐれており、 10^{-10} ～ 10^{-12} で、周波数標準として有用である。

(3) 従来の電子管では周波数の高くなるほど取扱いうる電力が小さくなり能率が落ちるが、メーザではメーザ物質についていえば、むしろ周波数の高いほど能率が良くなる。すなわち光子 1 個のエネルギーは周波数の高いほど大きく、分子原子を等価的ダイポールと考えると、これは波長に比べて非常に小さなアンテナということになり周波数の高いほど能率が良くなる。

短 所

(1) 一般に帯域巾が狭い。とくにアンモニアメーザは発振器として周波数安定度がすぐれている反面、帯域巾が狭くまた周波数も変えられないから一般増巾器としては不適当である。固体メーザではメーザ物質の帯域巾は広くとれても、これを収容している共振空洞が帯域巾を狭くするので、これを打開するため共振空洞を用いない進行波形メーザが研究されている。

(2) 超低温にしないと動作しないこと。アンモニアメーザの集束器を液体空気で冷却することは本質的な問題でないが、一方固体メーザでメーザ物質を冷却することはその熱的緩和作用を押えるために不可欠な条件とされ、現在までのところ液体ヘリウム温度より高い温度で実験に成功したという例⁽⁵⁸⁾ は少ない。この点に関しても研究が進められている。

(3) 固体メーザでは増巾のためのエネルギー源はマイクロ波電力であって、そのいわゆるポンピング周波数は増巾すべき信号周波数と同一かこれより高くなければならないが、このことは電子管の電源が直流でよいのに対してメーザのもっとも特異な点である。信号周波数がポンピング周波数より高いメーザも

原理的には四つ以上の準位を用いて可能であるといわれている。ポンピング周波数を下げるのではなく、これを光領域まで高めたいいわゆる光ポンプメーザが完成されたと伝えられるが、この方法はポンピングの問題に対する一つの解決策といえるであろう。

(4) メーザ物質を共振空洞に入れたいいわゆる空洞形メーザは回路的にみると両方向性の負性抵抗形の増巾器なので、サーキュレータあるいはアイソレータを必要とする。したがってメーザの動作周波数範囲および動作特性はこれらの素子によって制限を受ける。動作特性のほうに大きな犠牲を払ったそれらの素子を用いない例もあるが、進行波メーザはアイソレータを内蔵した単方向性増巾器である。

(5) 取扱いうる電力が小さいこと。出力はメーザ物質中の有効分子原子数で決まってしまう。そして構造上また設計上利用しうる分子原子の数には限度がある。しかし雑音特性のすぐれていることが、このことを補償しているともいえる。

(5) 構造が複雑で寸法重量大なこと。実験装置としてアンモニアメーザには真空装置、固体メーザには強力な大形の電磁石、また両者に対して冷却装置などマイクロ波回路以外に種々の装置が必要なので、実用段階では小形軽量化という問題が生ずる。しかし米国ではすでに軽便可搬形のアンモニアメーザが製品化した例があり⁽⁷⁶⁾、またコロンビア大学で製作、Naval Research 研究所の直径 15 m のパラボラに装填された 3 準位固体メーザの重量は約 70 kg ⁽⁷⁷⁾ と報ぜられており、この点は技術的に解決のつくものといわれている。

5. む す び

メーザはまだ開発途上にあり解決されなければならない問題も多いため、実用化の例はまだ多くは報ぜられていないが、アンモニアメーザ原子時計およびセシウム原子時計はすでに成果が上がっており、3 準位固体メーザが電波望遠鏡に取付けられたという報告もある⁽⁷⁷⁾。そして近い将来、長距離レーダや見通し外通信の前置増巾器に利用されてその性能を一段と向上するであろう。

以上によってメーザの原理および現況が知れたことと思う。メーザと同じくすぐれた雑音特性を有するメーバについては次回、その後メーザおよびメーバの雑音についても解説する予定である。

参 考 文 献

〔総合解説〕

- (1) R. W. Damon: Maser shows promise, some drawbacks (Part I) and Maser's potential rests on further work (Part II), Aviation week, August 19, (1957) pp. 76-89 and Aug. 26, (1958) pp. 91-104.
- (2) H. Heffner: Masers and Parametric amplifiers, (1958) IRE WESCON Convention record, Part 3, pp. 3-8.
- (3) H. Heffner: Solid state Microwave amplifiers, IRE Trans, MTT-7 No. 1 Jan., (1958) pp. 83-91.
- (4) J. W. Meyer: The solid-state maser—a super cooled

- amplifier, *Electronics*, **31**, Aug. 25, (1958) pp. 61-71.
- (5) W.V. Smith: Microwave amplification by maser techniques, *IBM J. Res. Dev.*, **1**, July, (1958) pp. 232-238.
 - (6) M.W.P. Strandberg: Quantum mechanical amplifiers, *Proc. IRE*, **45**, Jan., (1957) pp. 92-93.
 - (7) G.E. Weibel: Masers and related quantum mechanical devices, *The Sylvania Technologist*, **10**, Oct., (1957) pp. 90-97; and **11**, Jan., (1958) pp. 26-43.
 - (8) J.P. Wittke: Molecular amplification and generation of microwaves, *Proc. IRE*, **45**, Mar., (1957) pp. 291-316.
 - (9) J.P. Wittke: New approaches to the amplification of microwaves, *RCA Rev.*, **18**, Dec., (1957) pp. 441-457.
 - (10) 霜田光一: メーザ, *物理学会誌* **13**, April, (1958) pp. 239-242.
 - (11) 鳩山道夫: メーザの原理と応用, 昭和 33 年電気 4 学会部門講演
 - (12) 小笠原直幸: パラメトリックアンプおよびメーザ, *通学会誌* **41**, Sept., (1958) pp. 876-881.
- 〔一般理論〕
- (13) P.W. Anderson: The reaction field and its use in solid state amplifiers, *J. Appl. Phys.*, **28**, Sept., (1957) pp. 1049-1053.
 - (14) J.O. Artman: The solid state maser. *Proc. of the symposium on the role of solid state phenomena in electric circuit*. April 23. 24. 25., (1957) pp. 71-89.
 - (15) N.G. Basov and A.M. Prokhorov: Possible methods of obtaining active molecules for a molecular oscillator, *J. Exp. Theor. Phys.*, USSR, **28**, Feb., (1955) pp. 249-250.
 - (16) N. Bloembergen: Electron spin and phonon equilibrium in masers, *Phys. Rev.*, **109**, Mar. 15, (1958) p. 2209.
 - (17) N. Bloembergen: Proposal for a new type solid state maser, *Phys. Rev.*, **104**, Oct. 1, (1956) pp. 324-327.
 - (18) S. Bloom: Effects of radiation damping on spin dynamics, *J. Appl. Phys.*, **28**, July, (1958) pp. 800-805.
 - (19) S. Bloom: Molecular ringing, *J. Appl. Phys.*, **27**, July, (1956) pp. 785-788.
 - (20) D.I. Bolef and P.F. Chester: Tow-level solid state masers, *Sci. Paper #6-94466-5-P11*, Westinghouse Res. Lab., May, (1957).
 - (21) D.I. Bolef and P.F. Chester: Some techniques of microwave generation and amplification using electron spin states in solid, *IRE Trans.*, MTT-6 Jan., (1958) pp. 47-52.
 - (22) R. Braunstein: Proposal for a nuclear quadrupole maser, *Phys. Rev.*, **107**, Aug. 15, (1957) p. 1195.
 - (23) P.N. Butcher: Theory of C.W. Solid state maser, *Stanford Electronics Labs.*, Stanford Univ., Stanford, Calif.; Tech. Rep. No. 155-1; Dec. (1957)
 - (24) P.F. Chester and D.I. Bolef: Super regenerative masers, *Proc. IRE*, **45**, Sept., (1957) pp. 1287-1289.
 - (25) A.M. Clogston: Suceptibility of the three level maser, *J. Phys. Chem. Solids*, **4**, (1958) pp. 271-278.
 - (26) J. Combrisson and C.H. Townes: Production and Amplification of microwaves by atomic process, *Onde élect.*, **36**, Nov., (1956) pp. 989-991.
 - (27) G. Feher, J.P. Gordon, E. Buehler, E. A. Gere, and C.D. Thurmond: Spontaneous emission of radiation from electron spin system, *Phys. Rev.*, **109**, April 1, (1958) p. 221.
 - (28) R.P. Feynman, F.L. Vernon, Jr., and R.W. Hellwarth: Geometrical representation of the Schrödinger equation for solving maser problems, *J. Appl. Phys.*, **28**, Jan., (1957) pp. 49-52.
 - (29) A. Gamba: Cooperative phenomena in quantum theory of radiation, *Phys. Rev.*, **110**, May 1, (1958) pp. 601-603.
 - (30) A. Javan: Theory of a three-level maser, *Phys. Rev.*, **107**, Sept. 15, (1957) pp. 1579-1589.
 - (31) A. Kastler: Quelques suggestions concernant la production optique et la detection optique d'une inegalite de population des niveaux de quantification spatiale des atoms, *J. Phys. Rad.*, **11**, June, (1950) pp. 255-265.
 - (32) V.M. Kontrovich and A.M. Prokhorov: Nonlinear effects of the interaction of resonant field in the molecular generator and amplifier, *J. Exp. Theor. Phys.*, USSR., **6** June, (1958) pp. 1100-1102.
 - (33) H. Motz: Negative temperature reservoir amplifiers, *J. Electronics*, **2**, May, (1957) pp. 568-578.
 - (34) H. Heffner: Maximum efficiency of solid-state maser, *Proc. IRE*, **45**, Sept., (1957) p. 1289.
 - (35) A.E. Siegman: Gain-band width and noise in maser amplifiers, *Proc. IRE*, **45**, Dec., (1957) p. 1737.
 - (36) M.L. Stitch: Maser amplifier characteristics for transmission and reflection cavities, *J. Appl. Phys.*, **29**, May, (1958) pp. 782-789.
 - (37) M.W.P. Strandberg: Quantum mechanical amplifiers, *Proc. IRE*, **45**, Jan., (1957) p. 92.
 - (38) M.W.P. Strandberg: The versitron—a new solid-state quantum mechanical amplifier, *Proc. of the symposium on the role of solid state phenomena in electric circuit* April 23, 24, 25, (1957) pp. 73-70. Polytechnic Institute of Brooklyn.
 - (39) J. Weber: Amplification of microwave radiation by substances not in the thermal equilibrium, *IRE Trans.*, ED-3, June, (1953) pp. 1-4.
- 〔雑音理論〕
- (40) M.W. Muller: Noise in a molecular amplifier, *Phys. Rev.*, **106**, April, (1957) pp. 8-12.
 - (41) R.V. Pound: Spontaneous emission and the noise figure of maser amplifiers, *Annals of Physics*, **1**, April, (1957) pp. 24-32.
 - (42) K. Shimoda, H. Takahashi, and C.H. Townes: Fluctuations in amplification of quanta, *J. Phys. Soc. Japan*, **12**, (1957) p. 686.
 - (43) M.W.P. Strandberg: Computation of noise-figure for quantum mechanical amplifiers, *Phys. Rev.*, **107**, Sept., 15, (1957) p. 1483.
 - (44) M.W.P. Strandberg: Inherent noise of quantum-mechanical amplifiers, *Phys. Rev.*, **106**, May 15, (1957) pp. 617-620.
 - (45) J. Weber: Maser noise considerations, *Phys. Rev.*

108, Nov. 1, (1957) pp. 537-541.

〔負性温度理論〕

- (46) A. Abragam and N.G. Proctor: Spin temperature, Phys. Rev., 109, Mar. 1, (1958) pp. 1441-1458.
- (47) N.F. Ramsey: Thermodynamics and statistical mechanics at negative absolute temperatures, Phys. Rev., 103, July 1, (1956) pp. 20-28.

〔ガスマーザ理論〕

- (48) J.P. Gordon, H.J. Zeiger and C.H. Townes: The maser new type of microwave amplifier, frequency standard, and spectrometer, Phys. Rev., 99, Aug., (1955) pp. 1264-1274.
- (49) J.C. Helmer: Theory of a molecular oscillator Stanford Univ., Stanford, Cali., Microwave Lab. Rep. No. 311; June, (1956)
- (50) K. Shimoda, T.C. Wang, and C.H. Townes: Further aspects of the theory of the maser, Phys. Rev., 102, June, (1956) pp. 1308-1321.
- (51) C.H. Townes: Comments on frequency-pulling of maser oscillators, J. Appl. Phys., 28, Aug., (1957) pp. 920-921.

〔固体メーザの実験〕

- (52) F.R. Arams and G. Kray: Design considerations for circulator maser system, Proc. IRE, 46, May, (1958) pp. 912-913.
- (53) J.O. Artman, N. Bloembergen, and S. Shapiro: Operation of three-level solid-state maser at 21cm, Phys. Rev., 109, Feb. 15, (1958) p. 1392.
- (54) S.H. Autler and N. McAvoy: 21cm solid state maser, Phys. Rev., 110, April 1, (1958) p. 280.
- (55) J. Brossel, A. Kastler, and J. Winter: Creation optique d'une inegalite de population entre les sous-niveaux zeeman de l'etat fondamental des atoms, J. Phys. Rad., 13, Dec., (1952) p. 668.
- (56) P.F. Chester, P.E. Wagner, and J.G. Castle, Jr.: Two-level solid state maser, Phys. Rev., 110, April 1, (1958) p. 281.
- (57) J. Combrisson, A. Honig, and C.H. Townes: Utilisation de la resonance de spins electroniques pour realiser un oscillateur ou un amplificateur en hyper frequences, Compt. Rend., 242, May, (1956) pp. 2451-2453.
- (58) C.R. Ditchfield, and P.A. Forrester: Maser action in the region of 60°K, Phys. Rev., Letter, 1 No. 12 (1958) p. 448.
- (59) R.W. DeGrasse: Slowwave structure for unilateral solid state maser amplifiers, 1958 IRE WESCON Convention record Part-3 pp. 29-35.
- (60) R.H. Kingston: A UHF solid-state maser, Proc. IRE,

46, May, (1958) p. 916.

- (61) A.L. McWhorter and F.R. Arams: System noise measurement of solid state maser, Proc. IRE, 46, May, (1958) pp. 913-914.
- (62) A.L. McWhorter and J.W. Meyer: Solid state maser amplifier, Phys. Rev., 109, Jan. 15, (1958) pp. 312-318.
- (63) A.L. McWhorter, J.W. Meyer, and P.D. Strum: Noise temperature measurement on solid state maser, Phys. Rev., 108, Dec. 15, (1957) p. 1642.
- (64) G. Makov, C. Kikuchi, J. Lambe, and R.W. Terhune: Maser action in ruby, Phys. Rev., 109, Feb. 15, (1958) p. 1399.
- (65) H.E.D. Scovil: The three solid-state maser, IRE Trans., MTT-6 Jan., (1958) pp. 29-38.
- (66) H.E.D. Scovil, G. Feher, and H. Seidel: Operation of a solid state maser, Phys. Rev., 105, Jan. 1, (1957) pp. 762-763.
- (67) M.W.P. Strandberg, C.F. Davis, B.W. Faughnan, R.W. Kyhl, and G.J. Wolga: Operation of solid-state quantum mechanical amplifier, Phys. Rev., 109, Mar. 15, (1958) pp. 1988-1989.

〔ガスマーザの実験〕

- (68) J.P. Gordon: Hyperfine structure in the inversion spectrum of $N^{14}H_3$ by new high-resolution microwave spectrometer, Phys. Rev., 99, Aug. 1, (1955) pp. 1253-1263.
- (69) J.C. Helmer and M.W. Muller: Calculation and measurement of noise figure of maser amplifier, IRE Trans., MTT-6, April, (1958) pp. 210-214.
- (70) W.H. Wells: Maser oscillator with one beam through two cavities, J. Appl. Phys., 29, April, (1958) pp. 714-717.

〔その他〕

- (71) N.G. Basov, V.G. Veselago, and M.E. Zhabatinski: Improvement of the quality of a cavity resonator by means of regeneration. J. Exp. Theor. Phys., USSR, 28, Feb., (1955) p. 242.
- (72) F. Bloch: Nuclear Induction Phys. Rev., 70, (1946) p. 460.
- (73) C.E. Cleeton and N.H. Williams: Electromagnetic waves of 1.1 cm wavelength and absorption spectrum of ammonia, Phys. Rev., 45, Feb. 15, (1934) p. 234.
- (74) E.M. Purcell and R.V. Pound: A nuclear spin system at negative temperature, Phys. Rev., 81, Jan. 15, (1951) p. 279.
- (75) E. Zavoisky: J. Phys. (USSR) 9, (1945) p. 211, p. 245, p. 447.
- (76) Electronics News: Monday Sept. 15 (1958)
- (77) Electronics News: Monday Sept. 22 (1958)



発電所全般 (6)

—遠隔測定装置—

1. まえがき

電力関係に用いられる遠隔測定装置としては主として給電業務に利用される給電用遠隔測定装置と、大規模な発電所や変電所内で用いられる所内用遠隔測定装置とがあり、なおこれらの中間的存在として小規模の発電所を無人化して近傍の発電所から遠方制御する場合に用いられる遠隔測定装置がある。

電力系統の運用上もっとも大切なことは、負荷と発電力をつねに平衡させ、かつその発電力を最小の費用で発生させ、最小の損失で負荷に供給することであろう。現在の電力系統は非常に広範囲に連れいされていて、その系統内にはそれぞれ特性の異なった各種の水力発電所や、効率の異なった火力発電所があり、これらがさまざまな様式をもった多数の送電線によって連れいされている。このような大電力系統を合理的に運用していくためには、給電所においては時々刻々の負荷の状況に対応しておのおのの特性を生かした系統運用を行なっていかなければならない。こうした給電業務の目となって系統内の主要点の運転状況たとえば主要発電所の状況とか他社との融通の状況あるいは主要変電所とか連絡線の状況などの資料を絶えず提供しているのが遠隔測定装置である。最近のように系統の規模が拡大してくるとこうした給電業務も人為的判断だけでは限度があり、前記の系統運用法を漸次自動化していく傾向がみられる。すなわち負荷と発電力を平衡させるためにはその不平衡分を系統周波数の偏差として検出し、この偏差に対応した発電力を調整発電所に適当に分担させて、負荷と発電力の平衡をはかり(自動周波数制御)この発電力を最小の費用で発生させるためにはその配分方法を計算する経済配分計算機を使用してこの計算結果によって各調整発電所を制御するという電力協調制御方式が実用化されようとしている。こうした方式の基礎となる遠隔測定装置はますますその重要性を増しているといわなければならない。

以上主として給電用遠隔測定装置の使命についてのべたが、所内用遠隔測定装置はその規模がたとえば一発電所内というように局所的なものではあるがその重要度に差異はない。すなわち最近の発電所などではその規模がいちじるしく増大し、かつ複雑な各種機器の総合動作を必要とするのでこれら各部の状況を1箇所に集中指示させ、これら各部の状況を総合的に判断して、逆にここから次の操作をすすめるといったいわゆる集中制御を行なうことが運用の合理化には必要欠くべからざるものとなっている。この場合の各部監視の役をひきうけるのが所内遠隔測定装置であり、これは前者が系統運用の目であるとすれば後者は発電所運転上の目であるとも考えられる。

このような遠隔測定装置にはその使用目的によって、各種各

様のものが実用化されており、これら全部についてここに記述することはほとんど不可能に近い。

遠隔測定を広義に解釈すれば、基本的には電気的なもの空気式のもの、あるいは水圧式のものなどがあるが、特殊な場合以外は電気式のものが一般にすぐれており、かつ現在もっともひろく使われ将来もますます発展する傾向にあると考えられるので、ここでは主として当社で製作している電気式のものについて説明することとする。

2. 遠隔測定装置の具備条件

遠隔測定装置には各種各様の方式があり、それぞれ長短があるから使用目的によって、それぞれにもっともよく適合したものを採用すべきであるが一般的にいて次のような性能をもつことが必要である。

- (1) 本質的に伝送距離の制限をうけないこと。
- (2) 伝送回路の状態によって誤差を生じないこと。
- (3) 測定の確度が高く、被測定量の急激な変化にも迅速に追従しうること。
- (4) 補助電源を要するものでは、その電圧周波数などの変化が測定確度に影響しないこと。
- (5) 測定値の総合および再伝送が容易であること。
- (6) 伝送回路を多重利用できること。また選択計測が容易にできること。
- (7) 既設の線路または回線が利用でき、他の回線に妨害を与えないこと。
- (8) 動作が安定確実で信頼度が高いこと。

構造が簡単で保守が容易であり、廉価であること。

これらの条件の中には互に相反するものもあり、すべてを満足するような方式は非常に困難であるが、使用目的によってはさほど重要でない条件もあるので、個々の目的に応じて必要な条件を検討し、所要の性能を具備した方式を選定することが必要である。

3. 遠隔測定装置の一般的構成

遠隔測定装置は一般に送量部、伝送部、および受量部の三つの部分から構成される。

送量部は被測定量を計測する計測部とこれを伝送に便利な電氣量に変換する変換部とからなっていて、変換部の出力は伝送部へ送りこまれて受量部へ伝送される。なお計測部と変換部は明了に区別できるものもあるが、これらが一体となっていて両者に区分できないようなものも多い。

伝送部は送量部からの信号をうけてこれを受量部へ伝送するものであり、伝送距離とか、所要の回線数によって各種の構成

が用いられるか、その安定化には十分の注意が払われなければならないが一般に近距離の場合には直送式（送量部の出力を直接金属回路によって受量部へみちびくもの）が用いられるが、場合によっては電話回線と金属回路を共用する場合もあり、この場合には適当なるは器とか増巾器が併用されることもある。また遠距離伝送の場合には通信線搬送、電力線搬送、無線、マイクロウェーブなどの回線を用いるのが一般的であり、この場合には伝送の多重化が容易である。

受量部は伝送部によって送量部から送られてきた信号をうけて、これを指示に便利な電気量に変換する変換部とそれを指示する指示部とからなっている。指示部には一般の指示計器のほか記録計器も用いられている。

4. 遠隔測定方式の分類

遠隔測定装置は被測定量の種類とか、伝送方式の相違などによって多数の方式があり、現在なお発達の過程にあると考えられるため、これらを明確に分類することは困難である。もっとも一般的な分類として伝送方式による分類が広く行なわれているが、ここでもこの分類に従うものとする次のように直送式と搬送式に大別される。

直送式は、比較的近距離の測定に用いられる方式で、送受量器間の伝送線路として専用の金属回路を用い、伝送される電気量を直接送受する方式である。この方式のうちには被測定量をこれに比例する直流（または交流）の電圧または電流に変換して伝送する電圧、電流式とか二つまたは三つの電圧（または電流）の比として伝送する形式のブリッジ式、セルシン式などが含まれる。電圧、電流式では自動平衡形増巾器を併用して数十 km の伝送距離を確保している例もあるが、ブリッジ式、セルシン式などでは数百 m 程度の近距離に用いられるのが普通である。

搬送式は遠距離の伝送を目的とした方式で、一般には送量側において被測定量に比例した周波数（周波数式）または時限（時限式）に変換し、これを搬送波に変調して伝送するもので、伝送中は被測定量が周波数または時限という形になっているから、長距離伝送によって信号の減衰をうけてもそれが誤差の原因とはならず、したがって長距離の場合にはこの方式によるものが原理的にもすぐれている。また各種の搬送方式を用いることによって多重伝送も容易である。なおこの搬送式は搬送による伝送を行わずに金属回路による直送式もちろん可能である。また前記の直送式においてもこれに付加装置を加えることによって搬送式とすることのできるものもあり、こうした分類も絶対的なものとはいえない。

5. 遠隔測定装置の実例

5.1 電流、電圧の遠方計測

この方式は、近距離でしかも専用線がある場合電圧、電流などを直接伝送させて計測するもので、専用線に流れる電流を直流量 mA から数十 mA 程度にすると数 km まで伝送すること

ができる。交流電流の遠隔測定のばあいには特殊変流器で通降して整流する必要がある。多くの電気量を計測するばあい、連結線の数少なく共通帰線を用いるばあいには、逆流防止装置を設けるとともに共通帰線の電圧降下を補償抵抗器で補正している。またこの方式では、誘導による障害を少なくするため連結線はケーブルの使用が望ましい。この一例を図 5.1 に示す。

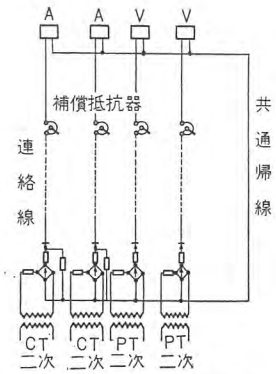


図 5.1 電圧電流の直接伝送式遠隔測定装置回路図

5.2 電子管式自動平衡形計器による各種遠隔測定

この方式も近距離の場合に広く用いられる方式で送量部としては被測定量の種類によって各種のものが用いられるが、受量側は電子管式の自動平衡形計器または記録計が用いられる。この方式の代表的なものとしてサーマルコンバータを送量側においた電力測定の例と、熱電対を送量側においた温度測定について述べる。サーマルコンバータは図 5.2 に示すように熱電対、ヒータ、PT、CT から構成されていて PT、CT から供給される電圧、電流をそれぞれ e, i としヒータの抵抗を R とすれば、ヒータを流れる電流は一方では PT に起因する $e/2R$ と CT に起因する $i/2$ の和が流れ、他方では差が流れるので、それぞれのヒータの発生する熱量は $\{(e/2R) + (i/2)\}^2 R$ および $\{(e/2R) - (i/2)\}^2 R$ に比例する。したがって熱電対に発生する熱起電力 E はヒータ間の温度差すなわち発熱量の差に比例する。

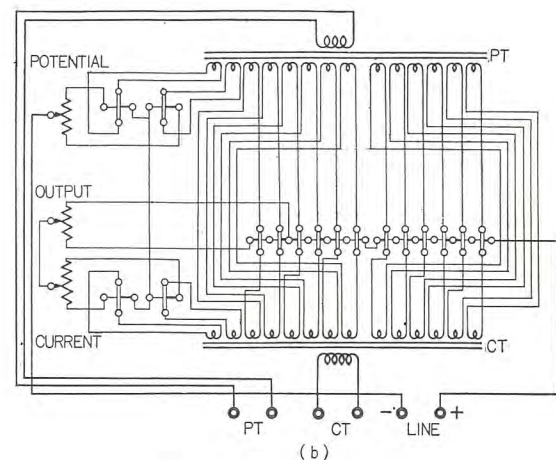
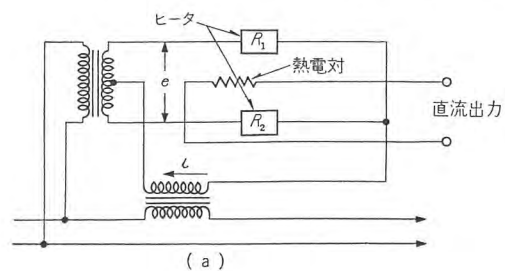


図 5.2 サーマルコンバータ

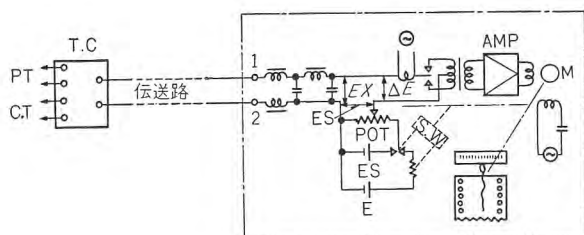
したがって

$$E \propto \frac{\left(\frac{e}{R} + i\right)^2 R}{4} - \frac{\left(\frac{e}{R} - i\right)^2 R}{4} = e i \dots \dots (5.1)$$

$$E = KVI \dots \dots (5.2)$$

となり、熱起電力 E は被測定量に比例する。この出力電圧を伝送線路により受量側に送り、受量側ではこれを電子管式計器を用いて測定指示または記録するものでこの原理図は図 5.3 に示す。つぎに熱電対を使用する温度測定についてはサーマルコンバータを熱電対に置換える以外は図 5.3 と同様であり、この場合の原理図を図 5.4 に示す。温度の測定にはこれ以外に直流または交流のブリッジの一边を測定抵抗器として、これを図 5.4 の熱電対の代りに用いる方法も広く用いられておりその原理図を図 5.5 に示す。

電子管式自動平衡計器は図 5.3 および図 5.4 の場合には起電力測定を行なう形式のものであり、図 5.5 では抵抗測定を行なう形式のものになっている。すなわち図 5.3、および図 5.4 に



T.C サーマルコンバータ
ES 標準電池
E 乾電池
POT 電位差計シュウ動抵抗
AMP 増巾器
SW 自動更正切換機構

図 5.3 電子管式自動平衡形計器による直送式遠隔測定の原理図 (サーマルコンバータによる電力測定)

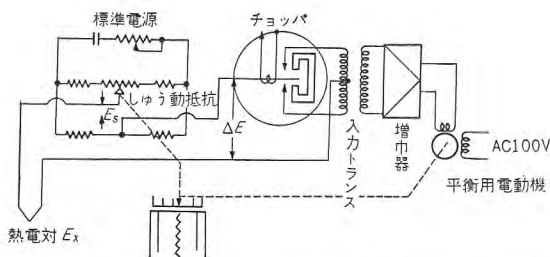


図 5.4 電子管式自動平衡形計器による温度測定の一例 (熱電対式)

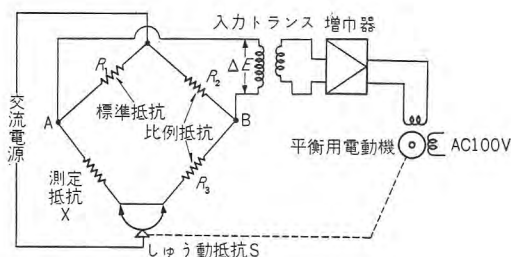


図 5.5 電子管式自動平衡形計器による温度測定の一例 (ブリッジ式)

おいては被測定起電力 E_x と標準電圧 E_s を電位差計式に接続し、その差電圧 ΔE をとりだし、チョップで交流に変換し、電子管増巾器により増巾しその出力を二相式可逆電動機である平衡電動機に入れると、この電動機は回転ししゅう動抵抗のしゅう動子を移動させ、 ΔE の零になる位置を指示記録する。なお測定回路上の標準電圧 E_s をつねに信頼できる値に保つためには標準電池により自動的に較正するような方法がとられている。また図 5.5 の場合には測定抵抗 X 、標準抵抗 R_1 、比例抵抗 R_2 、 R_3 によって交流ブリッジを形成しており、温度が変化して X が ΔX だけ変化すると、ブリッジの検流計回路 AB 間には、不均衡電圧 ΔE があらわれる。これを入力トランス T でとり出して増巾器で増巾しその出力電圧を平衡電動機に入れると、この電動機は回転し、しゅう動抵抗 S の接点位置が変わり、同時に指針がうごき、ブリッジの平衡する位置にとまる。したがって、しゅう動抵抗の接点位置を温度で較正しておけばそのまま温度を直読できることになる。このような電子管式自動平衡形計器の特長を列記すれば次のようになる。

- (1) 高精度であること。
- (2) 高感度であること。
- (3) 耐震性の大きいこと。
- (4) 経年変化がないこと。
- (5) 電圧、電流直接伝送式に比して伝送距離を長くすることができる。

この方式では、適当な変換装置によって被測定量を直流の mV に変換すれば各種の量を図 5.3 または図 5.4 のような方法で測定することができ、また抵抗変化に変換すれば図 5.5 の方法を用いることができる。

5.3 ポテンショメータ式水位計

この装置はポテンショメータを用いて水流、タンクその他の水位を遠距離に伝送し精密に指示させるもので図 5.6 はその接続図である。送量器には滑車の両側に浮子とオモリがあって水位の変化に応じて浮子が上下しこれによって滑車を回転しその軸と歯車を介して連絡した 2 個のポテンショメータを回転させる。一方のポテンショメータは全水位変化に対し 300 度回転し他方は数回転するようになっているからそれぞれのポテンショメータと連絡線を介して結ばれた指示計に m 単位と cm 単位で指示させることができる。この方式の水位計では高精度の水位測定をすることができかつ連絡線の本数が 3 本ですむ。また電源電圧の変動の影響をなくするため定電圧装置が取り付けられている。なおこの方式は水位に限らず、被測定量を回転角度に変換しうのようなものにはそのまま使用できる。

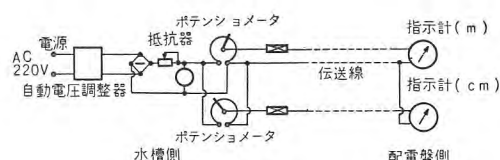


図 5.6 ポテンショメータ式水位計接続図

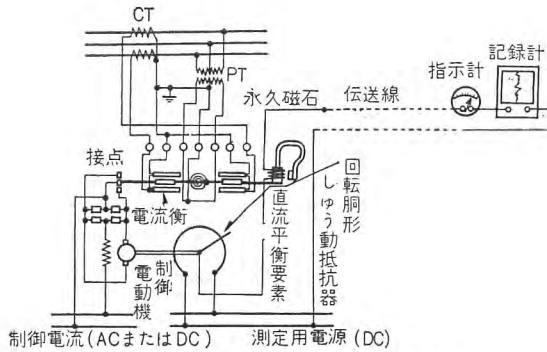


図 5.7 電流平衡式電力遠隔測定装置

5.4 電流平衡方式（図 5.7 参照）

この装置は電流平衡方式の原理による S 形伝送計を送量器とし遠隔の地においた直流電圧計指示計器あるいは記録計器を受量器とした遠隔測定装置であって伝送計によって測定量に比例した直流電流を補助電源から伝送線に通じこれを指示計器あるいは記録計器に指示または記録させるものである。伝送計は測定量に比例した直流電流を自動的に受量器に流すものであって電流衡、直流平衡要素、回転胴形しゅう動抵抗器およびこれを制御する小形電動機などからなりたっている。電流衡はいわゆるケルビン衡の構造により測定しようとする量に応動するトルクを生じ直流平衡要素は永久磁石可動コイル形の構造でそのコイルはしゅう動抵抗を経て伝送線および受量器のコイルとともに直列に補助電源に接続されて両者ともその可動コイルは共通のレバーに取りつけられて両者のトルクが相反するようになっている。したがって電流衡は測定量によって生じたトルクと直流平衡要素を流れる電流すなわち伝送回路の電流によって生ずるトルクとが等しくなったときに平衡の位置をとるが測定量が増減すれば平衡を失いこれに取りつけられた接触子を閉じて電動機を回転させる。この電動機は伝送用電源に接続された回転胴形しゅう動抵抗器を回転して電動機形しゅう動子を移動させる。しゅう動子が移動すれば伝送回路にかかる電圧が変り直流要素に流れる電流がふたたび測定量と一定の比になったとき平衡を取りもどし接触子を開いて電動機を停止させる。電動機の制動はダイナミック・ブレーキにより確実におこなわれ、また電動機を制御する電流衡の接触子はとくに特殊合金を使用し焼損などのおそれのないようになっている。

この装置は測定量をそのまま受量器に通ずるものではなく伝送計において測定量に比例した直流電流を測定量とは別個の電源から伝送線に通じそれを受量器に指示させるのであるから、伝送回路の電源としてかならず直流の補助電源を必要とする。ただし、伝送回路の電源電圧が増減すれば測定量が増減した場合と同様に電動機が抵抗器を回転させ、伝送線に流れる電流を自動的に測定量に比例した値に保つようにするから電源電圧の変化は指示誤差に直接影響しない。電動機の制御用電源は直流あるいは交流 110 V または 220 V を使用する。この装置は伝送計の電流衡を増減させるだけでつぎに示すようないろいろの種類の遠隔測定に応用することができる。直流電流、直流電圧、

交流電流、交流電圧、交流電力、交流無効電力、このほか必要に応じては多数の回路の総合電流、総合電力、総合無効電力、その他水位、圧力などの機械的あるいは物理的な数値の遠隔測定も可能である。

5.5 セルシン伝送方式

この方式は種々の機械的角度的変化（あるいは電気量的変化に変換したもの）をセルシンモータを使用して電氣的に遠方に伝達するものである。送量器、受量器として用いるセルシンモータの固定子は単相界磁で回転子は三相電機子である。いま二つのセルシンモータの固定子を同一単相交流電源で励磁し、回転子相互間を連絡すると、常時は両者の誘導電圧が平衡して横流はないが、一方を動かせば他方には横流を生じ、これと界磁束によりトルクを発生し両者の角度がひとしくなるまで動くから信号または指示を遠隔表示できる。なお連絡線の抵抗が小さいほど誤差は少なくなる。この方式は遠隔信号、遠隔制御、同期化電力の伝送などに用いられるがそのおもなものをあげれば

- (1) 水位の遠隔制御
- (2) 水門あるいは制水門開度の遠隔測定
- (3) 水門の主弁および導翼開度の遠隔測定
- (4) 配電盤室と発電機室との信号用

などで、その応用は広範囲にわたっている。なお普通は送信電動機 1 個に対して受信電動機 1 個であるが特殊の場合は受信電動機 2 個以上を並列に接続してこれらを同時に動かすこともできる。

(1) SM 形セルシンモータ（図 5.8 参照）

この電動機は直径 79 mm 重量 1.8 kg という非常に小形のも

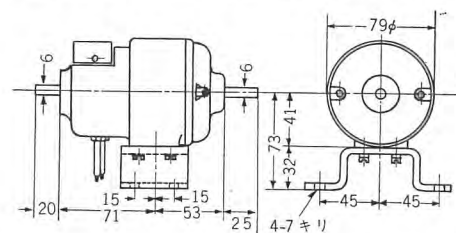


図 5.8 SM 形セルシンモータ外形寸法図 (mm)

のであるが十分なトルクを得動作はきわめて鋭敏である。軸受はほりがけはいらぬように密封形とし回転を円滑にするため玉軸受を使用しスリップリングには銀製の特別なブラシを用いて電氣的接触をよくしており、かつ摩擦を軽減してある。三つのブラシは 1 枚の絶縁板上に取りつけられていて内部点検の場合に容易に取りはずしができる。この SM 形セルシンモータの消費電力は、110 V、50 c/s 定格では平衡状態で約 20 VA、固定子と回転子が 90 度の機械的角度的をもつとき約 35 VA、110 V、60 c/s 定格ではそれぞれ約 16 VA、約 33 VA である。

(2) セルシン受量器

これはセルシンモータを半埋込形フェノール樹脂製の外箱に入れたもので他の計器といっしょに配電盤に取付けて統一がとれるようにしてある。この受量器にはつぎのような種類がある。

a. 単針形セルシン受量器

SM 形セルシンモータを1個内蔵し、その軸に1本の指針を取付けたもの。

(イ) KS-2 形単針形セルシン受量器

(ロ) K-24 形 //

b. 複針形一要素セルシン受量器

SM 形セルシンモータを1個内蔵し、その軸に取付けた親針が300度回転する間に軸と歯車を介して取付けた子針が数回転(20以下)するようになっていて精密な指示を得ることができる。

(イ) KS-2 形複針形1要素セルシン受量器

(ロ) K-24 形 //

c. 複針形二要素セルシン受量器

SM 形セルシン電動機を2個内蔵し、おのおののセルシンの軸に指針をつけにもので前後部セルシンは同軸に配置し2個の指針は同軸についている。

おのおののセルシンはそれぞれ別のセルシン送量器と連絡され二つの値(たとえば2箇所の遠隔指示あるいは予定値と実際値など)を一つの指示計に表示できる。

(イ) KS-2 形複針形二要素セルシン受量器(図5.9)

(ロ) K-24 形 // (図5.10, 5.11)

(3) SM 形セルシン水位計

この装置はセルシンモータの原理に基づいて水流、水槽その他の水位を遠距離に伝達表示するもので図5.12はその接続を



図 5.9 KS-2 形セルシン受量器



図 5.10 K-24形セルシンモータ受量器



図 5.11 K-24形セルシン受量器横面

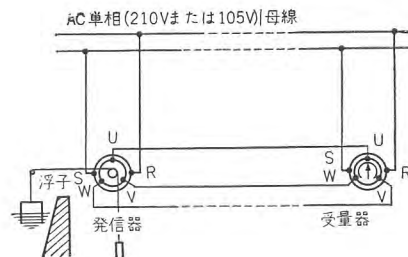


図 5.12 SM セルシン水位計接続図

示している。送量器は滑車の両側に浮子とオモリがあって水位の変化に応じて浮子が上下し、これによって滑車を回転し送信用電動機の回転軸を適当な角度だけ推移させる。計量器にある受信用電動機は送信用電動機の角度推移と同じだけ同方向に回転して回転軸に取付けられた指針により水位を表示する。標準品は浮子が最高位置から最低位置に移動する場合、電動軸は300度回転する。

(4) SM 形セルシン信号装置

これは所要の信号を甲所から乙所に正確かつ迅速に伝える装置であって、たとえば、発電所の配電盤と原動機室間において諸種の信号あるいは指令、応答用として使用される。この信号装置は図5.13に示す送信用セルシンモータと受信用セルシンモータを備え、送信用回転子をそのハンドルにより所要信号位置まで回転させると受信器回転子は送信機回転子と対応する位置まで回転してここに新たな平衡を得て静止し、受信器指針は

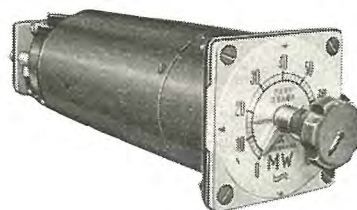


図 5.13 SM 形セルシン送量器装置

送量器と同じ信号位置を指示する。目盛角度は300度内外を標準とし多数の信号位置を区画することができる。

5.6 IM 形衝流式遠隔測定装置

前に述べた電流平衡式が同一所内あるいはごく近距離用として利用されるものであるのに対し、衝流式遠隔測定装置は測定された量を一度変換器によって衝流(インパルス)の数に直して伝送回路に送り出し受量側でふたたび変換装置によって到来電流の数に比例した電気量に直して指示計器に指示するもので、もっぱら遠隔地間の測定に使用されるものである。

この方式の特長とするところは次のようである。

- (1) 精度が高い。
- (2) 伝送回路の状況によって指示に影響されることが少ない。
- (3) 計量の総合が容易である。
- (4) 速応性がよい。
- (5) 搬送式にするのが簡単である。

a. 送量器

この送量器は図5.14のようで被測定量を衝流数に変換する

のに積算電力計二要素を利用して
る。すなわち、回転円板の周囲に16
個のみぞを刻みそのみぞを通して光
線を送りそれを光電管で受けて衝流
に変換するものであるから回転円板
にとくに力がかかることなくその精
度を高めることができ、また、接点
を用いることがないため接点消耗の
心配がない。こうして変換された衝
流はそのまま伝送回路に送り出し
たのでは出力が小さくて受量装置を
働かすことができないので、サイラ
トロンによって適当な出力にして送
出用継電器を働かせる。図 5.15 は



図 5.14 IM 形送量器

送量器の内部接続を示している。電力送量の場合についてその
動作を説明すれば、まず測定要素を積算電力計と同様に接続す
る。したがって、回転円板の回転数は被測定回路の電力に比例
する。回転円板には前述のようにみぞが刻んでありそのみぞを
通して光線が光電管にはいるようになっているから、歯の部分
がきたときには光線がシャ断され、みぞの部分のきたときには
光線が光電管に入射する。

衝流数を f サイクルとすればつぎの式がなりたつ。

$$f = \frac{16}{60} N \quad (5.3) \quad \text{ただし } N \text{ は円板の回転数}$$

したがって、衝流数 f は電力 W に比例する。

$$f = KW \quad (5.4) \quad \text{ただし } K \text{ は定数}$$

つぎに問題になるのは光電管に入射する光線と送量器の出力と
の関係で光電管に光線が入射している間光電管は通電するが、
光電管ならびにサイラトロンにはいる電源は交流 110 V から
取っているので半サイクルごとに光電管電流は間けつて流れ
サイラトロン電流もまた間けつて流れることになる。しかし、
送出継電器の巻線には相当容量のコンデンサが並列にはいて
ろは器を形成しているから励磁電流の波形は平滑され送量器出
力は光線が入射している間電流を送出する。図 5.16 はその波
形を示している。

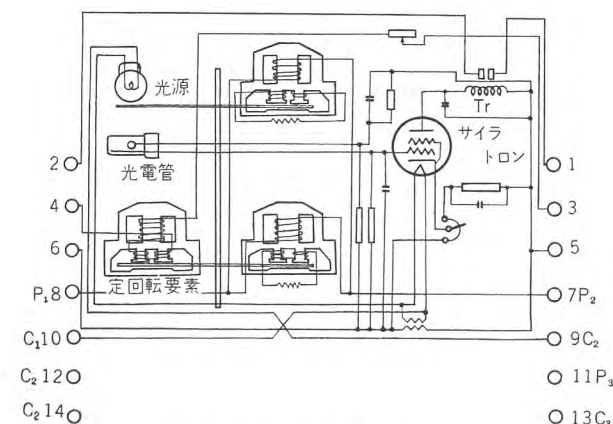


図 5.15 IM 形送量器内部接続図

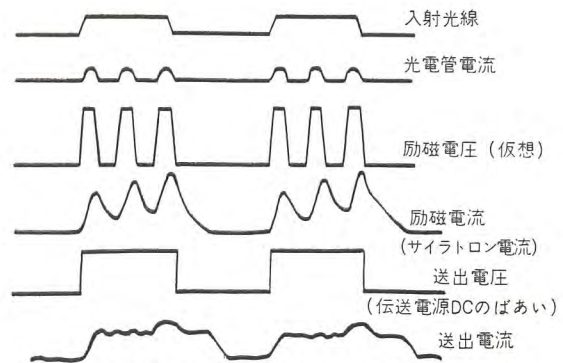


図 5.16 IM 形送量器動作原理波形図

b. 受量器

この受量器は到来電流に比例した直流電流をうるもので継電
器、一定電圧供給装置、コンデンサから成り立っている。すな
わち、伝送回路を通過してきた衝流によって受量器の継電器が働
くとその接点によって充放電用コンデンサの極性がそのつど切
換えられるようになっている。(図 5.18 参照)。したがって、
計器回路に流れる電荷は一定方向でその値は1回の充電ごとに
次のようになる。

$$q = 2EC \quad \dots\dots\dots (5.5)$$

ただし C = 充放電用コンデンサの容量

$E = C$ に加わる電圧

しかし、継電器が1回動作してもとに復すると充放電用コン
デンサの極性は動作した時1回、もとに復した時1回と2回変
化することになるから、計器回路を流れる電流値は下記のと
うになる。

$$I = 2qf = 4fCE \quad \dots\dots\dots (5.6)$$

しかし、この受量器では定電圧供給装置として定電放電管を
用いて E を一定になるようにしているから式 (5.6) は次のよ
うに書き改められる。

$$I = K_1 f \quad \dots\dots\dots (5.7)$$

ゆえに電力送量の場合には

$$I = K_2 W \quad \dots\dots\dots (5.8)$$

K_1, K_2 は定数

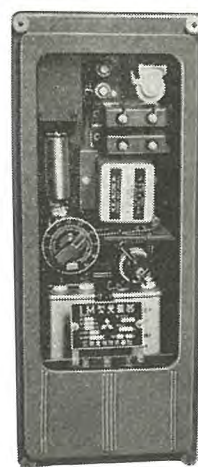


図 5.17 IM 形受量器

となる。したがって直流の電流計を
用いれば所要の電力を指示させるこ
とができる。しかし計器回路を流れ

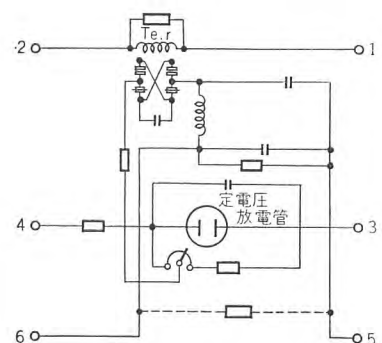


図 5.18 受量器内部接続図

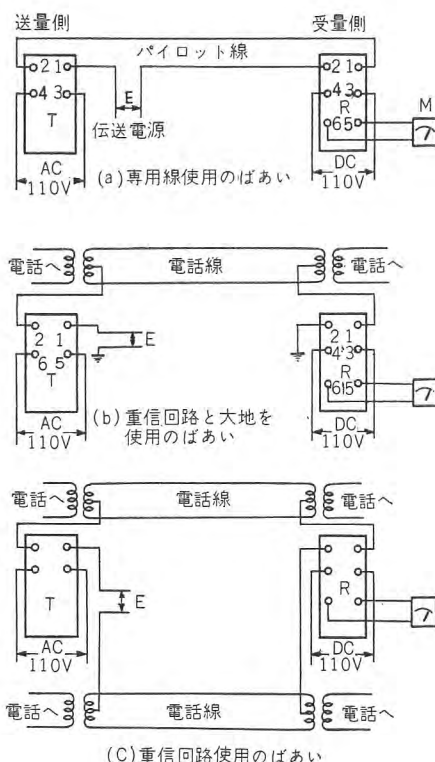


図 5.19 伝送回路接続図

る電流の波形はやはり衝流となるから、指示計器の指針のちらつきを止めるためろは装置が設けられている。

c. 伝送回路

この装置は伝送回路としては専用線（パイロットワイヤ）を設けるのが普通であるが、通信線を利用して電話と共用することもできる。図 5.19 は伝送回路の抵抗 $2,500 \Omega$ までの種々の伝送回路を用いた場合についてその結線を示したものである。

d. 零点移動

テレメータが停止しているために指示がでないのか、あるいは被測定量が零であるために指示ができないのかを区別することが必要な場合、または電力の被測定量に方向性があり、その方向によって指示計器を両振れにした場合、IM 形では測定要素のほかに電圧だけで働く定回転要素をつけて回路に一定電圧を加えることによって、被測定量が零の時でも一定衝流数を送り出し、したがって受量側指示計器に被測定量の零点を指すようにしてある。すなわち、指示計器自身の零点より目盛上の零点を移動している。ここで注意しなければならないことは定回転装置に加える電圧が正確に一定でなければテレメータの精度に直接影響することである。

e. 計測量の総合

テレメータでは各発電状況を各個に指示させることも必要であるがそれらのうち所要発電所の発電量を総合して指示させたい場合が多い。このような場合には各指針を通ったあとでそれらの回路をすべて総合用指示計につなぎ込めばよい。図 5.20 に接続要領を示してある。

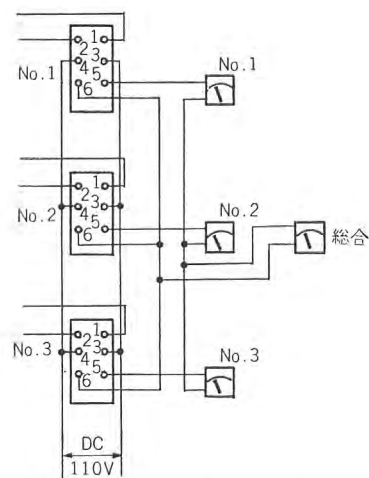


図 5.20 IM 形接続図

f. 電源

電源として特殊なものには要せず普通の交流 AC 110 V (あるいは 220 V), DC 110 V があればよくその電圧変動も $\pm 10\%$ 以内であれば精度には無関係である。

電圧変動が大きい電源しかない場合には定電圧装置を併用する。

5.7 TM 形遠隔測定装置

この装置は被測定量を周波数に変換するという点では前節の IM 形と同種のものとも考えられるが、とくに当初から搬送式として考慮されたもので、給電用遠隔測定装置として好適のものである。この装置は計測部は含まず被測定量をそれに比例した直流電圧に変換する各種の計測装置を併用するのが普通で、たとえば電力の測定には、5.2 節で述べたサーマルコンバータを計測装置として用い、その出力を送量器によって被測定量に比例した $15 \sim 30 \text{ c/s}$ の周波数に変換する。この信号は各種の搬送回線とかマイクロ波無線回線などによって受量地点へと伝送される。受量地点においては受量器によって信号周波数に比例した直流電流または電圧に再変換され指示計器また記録計を動作させる。

この装置の特長とするところは次のような諸点である。

- (1) 適応性が広く、被測定量に比例した直流電圧に変換できる量であれば、この装置によりすべて遠隔測定できる。
- (2) 送量器出力が搬送回線との結合に便利になっているので、各種の搬送回線による長距離伝送が容易である。
- (3) 被測定量の総合とか再伝送の場合すべて直流で行なうことができるのできわめて容易であり、送量側、受量側、あるいは中継所など任意の場所で行なえる。
- (4) 精度が高く、高速応性である。

つぎにこの装置の動作について述べる。

図 5.21 は送量器のブロックダイアグラムである。回路は高利得交流増巾器、変復調器として用いるチョッパ、直流増巾器、発振器、出力増巾器、直流帰還回路および送量器のベース周波数を定めるためのベース基準電圧回路とからなりたっている。

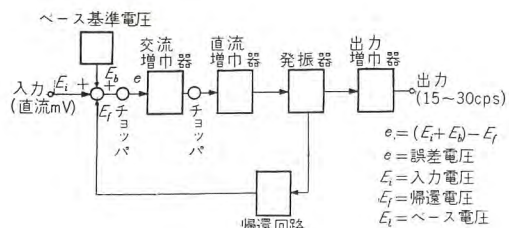


図 5.21 送量器のブロックダイアグラム

入力電圧とベース電圧との和は帰還電圧とほとんど平衡し、その微小誤差は誤差信号 e となる。この誤差信号はチョップ増巾器で変調、増巾、復調される。ここでは変復調を2組の接点をもった1個のチョップで行なうので零点移動の問題がおこらない利点がある。チョップの同期周波数の各半サイクルごとに入力直流電圧は極性が転換されてチョップ周波数の交流に変換される。この交流信号は高利得のRC結合増巾器によって増巾され、その出力はふたたびチョップによって同期整流される。

チョップ増巾器の直流出力はさらに一段増巾され、直流制御マルチバイブレータ形発振器の周波数制御に用いられる。マルチバイブレータは15~30 c/sを発振するようになっていてその出力は増巾後伝送係に与えられる。マルチバイブレータの出力の一部は入力と比較するため、直流電圧に変換される。周波数の直流への変換は図5.22に示した帰還回路で行なわれる。

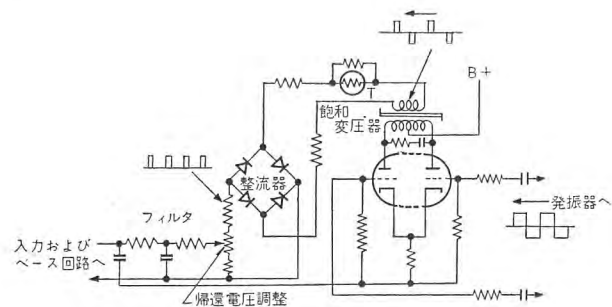


図 5.22 送量器帰還回路

周波数検出素子は形ヒステリシスループ形の磁心を用いた飽和トランスである。プッシュプルドライブ段はマルチバイブレータの出力周波数の半サイクルごとに鉄心を正の飽和領域から負の飽和領域まで駆動する。その結果、一定の大きさの交流パルスが二次巻線に誘起される。このパルスは整流ろはされて周波数に比例した直流電圧に変換され、チョップ増巾器の入力側に入力電圧およびベース電圧とちょうど逆位相の電圧として帰還される。磁心の温度係数を補償するために飽和トランス出力には直列に適当な特性のサーミスタが接続してある。

飽和トランスを周波数検出に利用することによって次のような利点が得られる。鉄心はそれ自体一定の特性をもっているのので電源電圧に無関係な帰還回路を構成することができた、真空管の経年変化は磁心を十分に飽和した領域で使用しておくことによって動作に影響を与えないようにすることができる。飽和トランスは本質的にトランスであるからそれ自身長寿命が期

待できる。また、ベース電圧は送量器入力为零のときのベース周波数を発生させるために与えられており、この電圧を調整することによりベース周波数を15~30 c/sバンド内の任意の周波数に整定することができ、したがって入力電圧が、正負両極性をもつような場合にも前記周波数範囲がそのまま適応できる。なおベース電圧の安定度が送量器の安定度を支配するから、ここでは水晶発振器によって高安定度 (1×10^{-4} 以下) の基準周波数を発生させこの周波数を前記帰還回路と類似の回路によって直流電圧に変換してベース電圧としている。したがって送量器には定電圧放電管のような要素は存在しない。また送量器は完全な閉ループサーボ系を形成しているから真空管の経年変化や交換による真空管特性の変化は回路動作に影響を与えず安定な動作が期待できる。

つぎに図5.23に受量器の主要部の回路を示す。この回路の主要部は飽和鉄心周波数検出回路、整流ブリッジ、フィルタ、差動抵抗ブリッジおよびバイアス基準電圧回路である。回路の動作は次のようである。伝送されてきた15~30 c/sの周波数は増巾整形の後、前述の送量器帰還回路とまったく同様の回路で直流に変換される。ろはされた後にこの直流電圧は差動抵抗ブリッジのac点に与えられる。バイアス電圧はブリッジのbd点に与えられ、ベース周波数でブリッジを平衡させる。ブリッジはab辺とcd辺で平衡し、これらの辺の電流は入力周波数に比例する。計器または記録計はブリッジのcd辺に接続される。

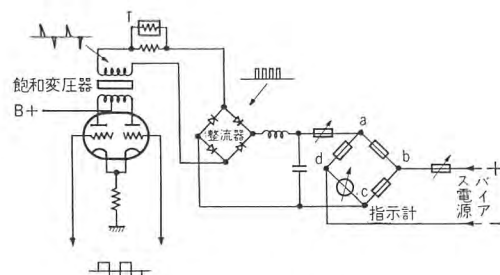


図 5.23 受量器主要部

5.8 指示計器

受量器の出力には指示計器または記録計が接続されるがこれら指示計器としては、一般の配電盤計器や広角度計器も用いられるが、各種の計器が多数集中して配置されるような箇所ではとくに小形であることが必要な場合もある。最近の火力発電所では数種の計器を一括して表示するような構造のものがよく用いられている。その他記録もかねた電子管式の自動平衡形計器も数多く用いられている。これら指示計器類を配置した新鋭火力発電所の中央制御盤の一部の写真を図5.24に示す。

6. 測定値の総合方法

測定値の総合は送量側で行なわれる場合と受量側で行なわれる場合があり、それぞれの送受量器の構成によって各種の方法が行なわれている。

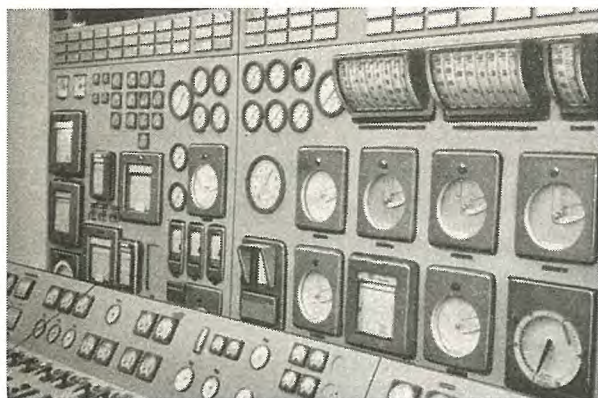


図 5.24 新鋭火力発電所中央制御盤の一部

6.1 送量側における総合方法

送量側における総合の例としては発電所の総合発生電力とか2回線以上の送電線の総合負荷などを測定する場合に使用される。

(1) CT 総合

CT 総合は変流器二次側に総合用の補助変流器を設け電流だけを総合して、電圧は共通母線から供給する方式で、図 6.1 にその一例を示す。したがってこの場合には、並列運転を行なっていることが必要条件であり、また補助変流器を挿入するために一次変流器の負担が増大するという欠点がある。

(2) トルク総合

図 6.2 のように積算電力計の測定要素を相互に干渉のないよ

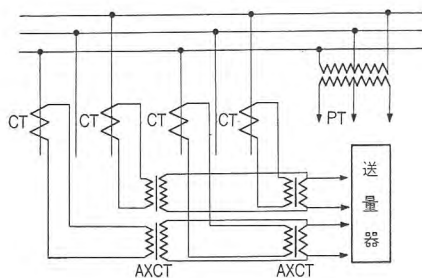


図 6.1 CT 総合の一例

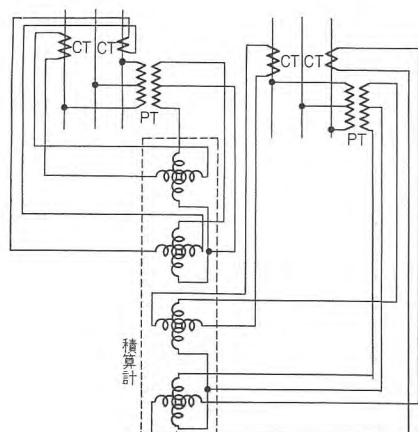


図 6.2 トルク総合の一例

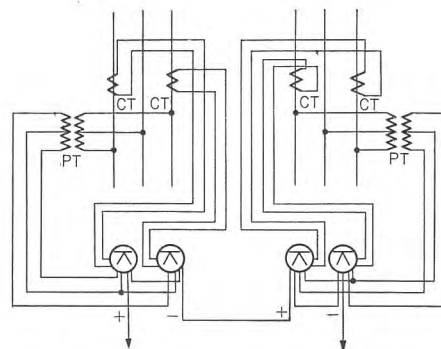


図 6.3 サーマルコンバータ総合の一例

うに複数個設けて各要素によるトルクを総合すれば積算電力計の回転は総合電力に比例したものとなる。この積算電力計を送量器として用いれば総合電力を送出することができる。トルク総合にはこのほかに電流衡を用いることもできる。

(3) サーマルコンバータ総合

サーマルコンバータは電力に比例した直流起電力を発生するが、複数個のサーマルコンバータの直流出力を互に和となるように図 6.3 のように接続すれば、総合電力に比例した直流出力をうることができる。

6.2 受量側における総合

受量側における総合は各所からおくられてくる、電力とか無効電力などから系統総合負荷とか火力総合出力などを求めるために行なわれるもので各種の方法が行なわれる

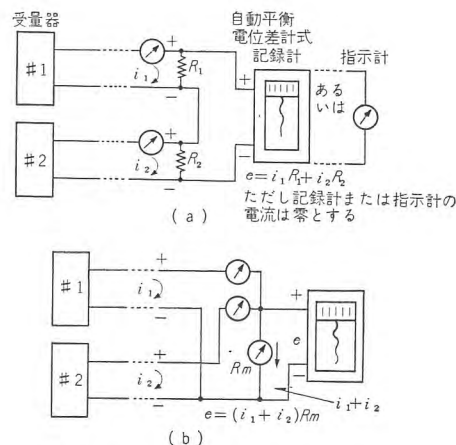


図 6.4 電流式の受量側総合回路

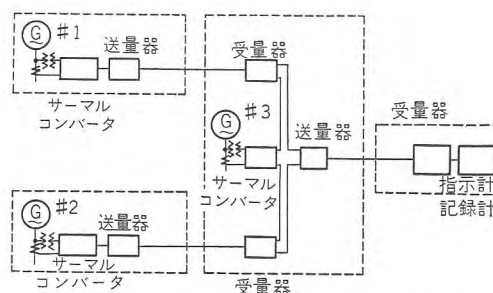


図 6.5 搬送式における総合再伝送の一例

サーマルコンバータ式のものにおいては送量側におけるとまったく同様に行なえばよい。また電流平衡式のように伝送信号が電流である場合には図 6.4 のように行なえばよい。また搬送式のように伝送信号が周波数となっているもの場合には信号は受量器によって直流に変換されるから図 6.5 のような方法によって総合値をうるることができる。なおこの周波数式で直流出力にベースサイクル分の出力を含むようなものでは適当な方法によってベースサイクル分を除去しておくことが必要である。

7. 積算量の遠隔測定

7.1 MT 形積算電力量遠隔測定装置

自動発電所、半無人発電所、無人発電所、大口需要家などで電力需給合理化と常置人員の減少のため積算電力量を遠隔測定して負荷状態を検定する必要があることも多い。これらの目的に対して積算電力量遠隔測定装置がある。

(1) 動作

a. 衡流遠隔伝送用継電器を使用しないもの (図 7.1 参照)

発信器の積算量に比例して計量器で回転し、計量器最低位の指針が $1/10$ 回転すると衡流発信器のカムが回転して接点が閉じ、衡流が受量器に送られて度数計を動作させ、文字車が回転する。さらに計量器が回転すると、衡流発信器のカムが回転して接点が開となり衡流が止まる。以下同様な動作を繰り返して計量を続ける。

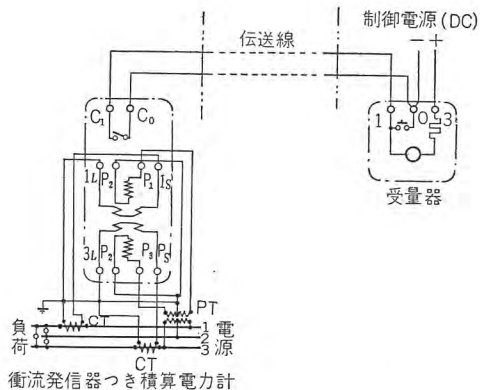


図 7.1 衡流遠隔伝送用継電器を使用しないばあいの接続図

b. 衡流遠隔伝送用継電器を使用するもの (図 7.2 参照)

この方式に使用する発信器の衡流発信器部分は二つの接点を設け計量器最低位指針 $1/10$ 回転ごとに交互に開閉するようにできていて、この回路は衡流遠隔伝送用継電器につながる。衡流遠隔伝送継電器には電磁石の動作ごとに交互に切替える切換接点と、電磁石の作動中だけ閉じる接点があり、図 7.2 のように接続してある。発信器の積算量に比例して計量器が回転し、計量器最低位の指針が $1/10$ 回転すると衡流発信器のカムが回転して片方の接点が閉じ、衡流遠隔伝送用継電器が動作する。継電器の電磁石の接極子が吸引され終る直前において切換接点が切換わり、電磁石はもとの位置にもどる。一方電磁石の作動中だけ閉じる接点によって伝送線に衡流を送り、受量器度数計を動

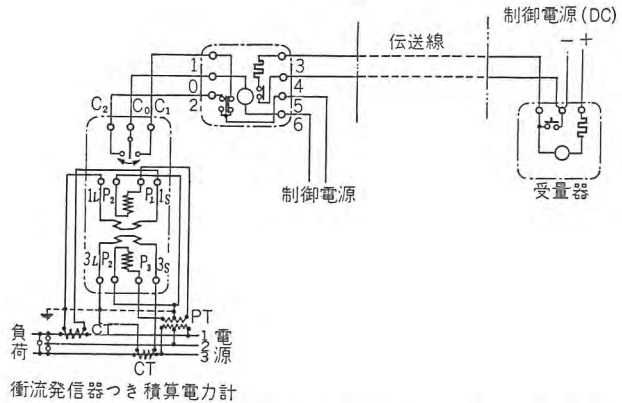


図 7.2 衡流遠隔伝送用継電器を使用するばあいの接続図

作させる。さらに計量最低位指針が $1/10$ 回転すると、衡流発信器の反対側の接点が閉じ、衡流遠隔伝送用継電器が動作して受量器に衡流を送る。以下この動作を繰り返す。上述のようにこの方式における衡流の時間は非常に短い (0.2 秒以内) ので伝送線を任意に開閉してもまた、電源が停電回復してもそのため余分の衡流が送られ、受量器の数字車が余分に進むことはほとんどなくなり、あわせて接点の寿命を長くすることができる。なお本器を電力送受の箇所に取付けた場合には、積算計器の円板を逆転することになり衡流発信器が故障することがあるから、この場合は積算計器に逆転阻止装置をつけなければならない。

(2) 構造

a. 発信器

発信器は配電盤取付構造 (半埋込形および表面取付形の 2 種類) としており、端子は裏面接続形として、美観ならびに配線に便利になっている。ベース部分に封印装置が設けてあり、カバーおよび胴は、鉄板製、ベースはアルミダイカスト製で、接合部その他には、合成ゴム製パッキンを用い、防じん、防湿に留意している。計量器はとくに精度向上のため指針計を採用している。衡流は計量最低位指針が $1/10$ 回転に 1 回発生するように設計しており、乗率は標準を 10 のベキ数とし、二重変成比のばあいは変成比の小さいほうを 10 のベキ数としている。

b. 受量器

受量器も配電盤取付構造 (表面取付形、半埋込形、埋込形の 3 種類) にしてあり、表示には現字式 4 けたの度数計を使用している。また校正装置が内蔵してある。

c. 衡流遠隔伝送用継電器

伝送継電器は配電盤裏面に取付けうるよう、表面接続式としてある。

(3) 形式および種類

衡流伝送方式は、図 7.1、7.2 に示すようである。また発信器、受量器の種類は、おのおの表 7.1 に示すものがある。

7.2 MZ-3 形記録積算電力計

前節にのべたものは積算量を指示する形式のものであるが、積算量を一定時間間隔ごとに、自動的に記録するものがあれば、

表 7.1 MT 形積算電力量遠隔測定装置
(発信器, 受量器, 衡流遠隔伝送用継電器の種類)

	形式記号	名 称	写 真
発信器	ML-BM	衡流発信器付積算電力計 (配電盤半埋込形)	図 7.3
		衡流発信器付積算電力計 (配電盤表面取付形)	図 7.4
	ML-BZ (衡流遠隔伝送用継電器を使用するばあい)	衡流発信器付積算電力計 (配電盤半埋込形)	
		衡流発信器付積算電力計 (配電盤表面取付形)	
	RL-BM	衡流発信器付積算無効電力計 (配電盤半埋込形)	
		衡流発信器付積算無効電力計 (配電盤表面取付形)	
	RL-BZ (衡流遠隔伝送用継電器を使用するばあい)	衡流発信器付積算無効電力計 (配電盤半埋込形)	
		衡流発信器付積算無効電力計 (配電盤表面取付形)	
受量器	MT-1	積算用遠隔測定用受量器 (配電盤表面取付形)	図 7.5
	MT-2	積算用遠隔測定用受量器 (配電盤埋込形)	図 7.6
	MT-3	積算用遠隔測定用受量器 (配電盤半埋込形)	図 7.7
	MT-4	積算用遠隔測定用受量器 (同 上)	図 7.8
継電器	QR	衡流遠隔伝送用継電器	図 7.9



図 7.3 ML-BM 形衡流発信器付積算電力計 (配電盤半埋込形)



図 7.4 ML-BM 形衡流発信器付積算電力計 (配電盤表面取付形)



図 7.5 MT-1 形積算量遠隔測定用受量器



図 7.6 MT-2 形積算量遠隔測定用受量器



図 7.7 MT-3 形積算量遠隔測定用受量器



図 7.8 MT-4 形積算量遠隔測定用受量器

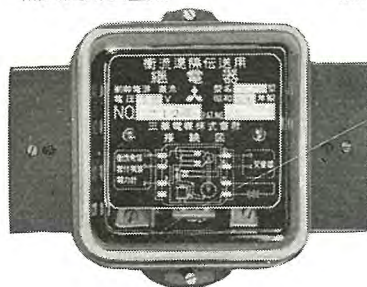


図 7.9 QR 形衡流遠隔伝送用継電器

表 7.2 MZ-3 形記録積算電力計 (発信器, 受量器の種類)

形 式	名 称	備 考	写 真
MWS-BZ	精密積算電力計 (発振装置付)	発 信 器	図 7.10 7.11
RWS-BZ	積算無効電力計 (発信装置付)	発 信 器	
MZ-3D	記録積算電力計	受 量 器	図 7.12 7.13
MZ-3D	記録積算無効電力計	受 量 器	



図 7.10 MWS-BZ 形精密積算電力計 (発信装置付)

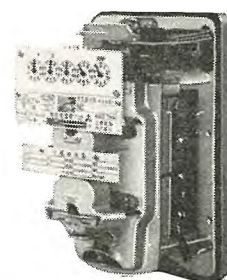


図 7.11 MWS-BZ 形精密積算電力計内部

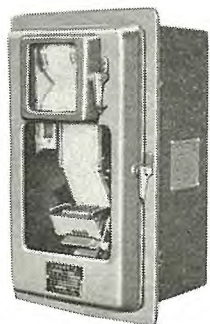


図 7.12 MZ-3D 形記録積算電力計

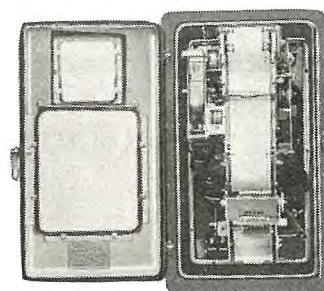


図 7.13 MZ-3D 形記録積算電力計内部

きわめて便利である。こうした目的に対しては記録積算電力計がある。これらの装置は前節にのべたものと同一原理にしたがって動作するが受量側では、指示機構のほかに、電気巻式のぜんまい時計機構と記録紙送り、打印機構を付加して1時間ごとに積算量を記録作表し印字後の記録紙は折りたたみ機構によって記録紙受け部分に収容されるようになっている。この装置には表 7.2 のような形式があり、その発信器と受量器を 図 7.10、7.11、7.12 および 図 7.13 に示す。

8. 信号の伝送

遠隔測定信号の伝送に各種の方法が用いられることは、すでに述べたが、ここではとくに搬送式の場合について簡単にふれておくことにする。

信号の伝送についてはそれが制御信号をも含むような場合にはきわめて重要になり、応答時間とか S/N の問題など今後の研究課題と考えられるものもあるが、ここではこうした問題については触れず現在一般に使用されている方法についてだけ述べることにする。なお直送式の場合についてはすでに 図 5.23 に示したのでこれ以上とくに触れないことにする。

搬送式で多数の信号を長距離伝送する場合には伝送部として通信線とか電力線の搬送回線あるいは無線 (VHF・マイクロウェーブ) 回線などが用いられるがその多重化の方法、変調方法などには各種の方法がある。しかし、現在もっとも広く用いられているのは搬送多重電信回線と同様な方式のもので、標準の音声周波数帯域に 425 c/s から 170 c/s 間隔に 2,295 c/s まで 12 チャンルの副搬送波をならべ各測定信号ごとに 1 搬送波を割当て、それを遠隔測定信号で変調する方式が採用されている。変調方式としては振巾変調式のものと周波数偏移式のものが広く用いられている。

8.1 振巾変調式搬送送受信装置

一例として図 8.1 に振巾変調式の遠隔測定回線と搬送電話回線をもった電力線搬送装置の構成を示す。搬送部分はこれを通信線搬送とか無線回線としてもよい。

この装置の遠隔測定信号用変調器は図 8.2 のように構成されていて、チャンネル搬送波発振器は 19 M-R 9 真空管 1 本を使用した陽極同調形発振器で、常時チャンネル搬送周波数を発振している。変調回路は変成器 (T2, T3) と金属整流器 (RC) からなり端子 1,2 から与えられる遠隔測定信号波によってチャンネル搬送周波数を振巾変調し、帯域ろは器を通して送出する。

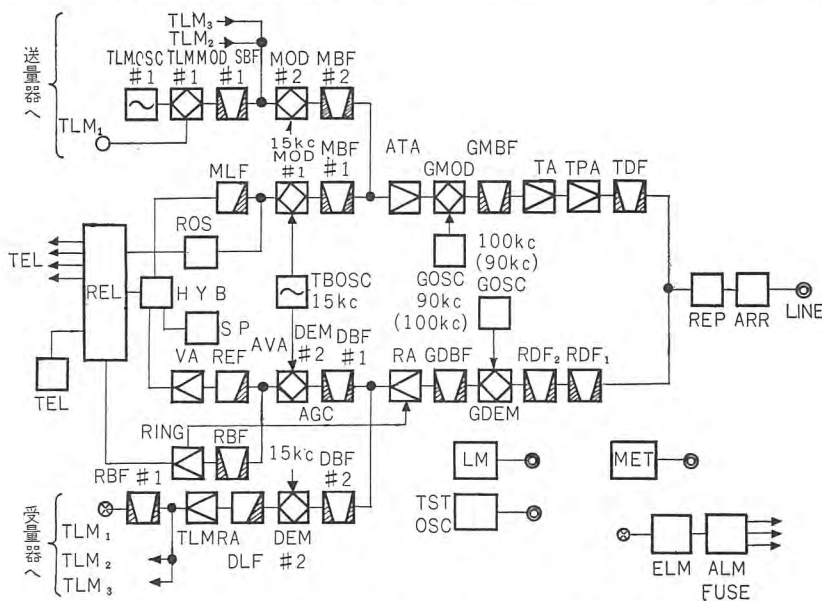


図 8.1 振巾変調式電力線搬送装置のブロックダイアグラム

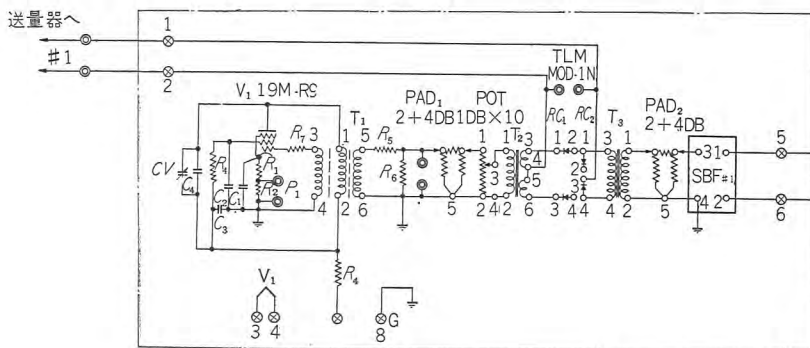


図 8.2 変調器の回路

図 8.1 において各チャンネルの変調出力は MOD #2 において 15 kc 搬送波を変調し (単側帯波変調) ATA において増巾後さらに主搬送波を G-MOD において変調 (単側帯波変調) し帯域ろは器 G-MBF を経て TA, TPA で増巾され送信方向ろは器 TDF を経て線路に送出される。一方受信側では相手端局からの受信波を受信方向ろは器 RDF を通して受信し群復調器 GDEM において復調し 15 kc を搬送波とした信号波を取り出し、RA にて増巾の後 DBF にて電話と遠隔測定信号とを分離し、DEM #2 において復調してチャンネル周波数の信号を取り出し、これを RBF で各チャンネルに分離して受量器へと供給する。図 8.2 の変調器に対応した検波器は受量器に收容されている。

回線のレベル変動に対しては自動利得調整 (AGC) が行なわれ、また受量器自身も ± 10 db 程度の範囲ならレベル変化の影響を受けないよう考慮されている。

8.2 周波数偏移方式

周波数偏移 (FS) 方式は、占有帯域巾、および信号対雑音比 (S/N) の点で振巾変調 (AM) 方式にまさっているため信号伝送方式として近年広く用いられているが以下にこれらの点について簡単にのべる。

(1) 占有帯域巾

占有帯域巾とは電波法によれば発射電波の 99% までのエネルギーを含る帯域巾をもって定義されている。

FS 波の占有帯域巾を計算する簡易式は CCIR によって次のように与えられている。すなわち 99% 以上のエネルギーが含まれる最小の巾は、ちょうどその次数が 99% を越す次数を Noc とすると

$$Noc = \frac{4}{3}(mf+1) \quad 2 \leq mf < 8$$

$$= 1.1(mf+3) \quad 8 \leq mf < 20 \quad (8.1)$$

で与えられる。ただし上の値が整数でないときは切り上げる。ここに

$$mf = \frac{\omega d}{\rho} \quad (8.2)$$

ωd = 偏移周波数

ρ = 形信号の基本波周波数

一方、AM 波の占有帯域巾は単位振巾のく形波で変調された場合には第 21 番目の側波帯までとなる。しかるに FS 波では $mf=2$ とすれば上式から第 4 番目の測波帯までにすぎない。すなわちく形波変調の場合には AM より FS のほうが占有帯域巾が狭いということがわかる。これは FS 波の大きな特長の一つである。

(2) 信号対雑音比

ここでは FS 方式が AM 方式に比して、どの程度少ない S/N でも同一の結

果をうるることができるか考えてみよう。

a. 衝撃性雑音

AM 波に衝撃性雑音が混入した場合には通信内容を阻害せずこれを除去することはきわめて困難であるが、FS 波の場合は振巾を制限してもなら通信内容をそこなわないから雑音の除去は容易に行なうことができる。

b. 連続性雑音

周波数弁別器の特性を図 8.3 のように中心角周波数 ω_0 で出力 0, $\omega_0 + \omega_1$ で出力は E_1 であるとする。そうすると ω_0 から ω_n だけはなれた角周波数での出力 E_n は、

$$E_n = \frac{E_1}{\omega_1} \omega_n \quad \dots\dots\dots (8.3)$$

で与えられる。

いま信号を e_0 とし

$$e_0 = I_0 \sin \omega_0 t \quad \dots\dots\dots (8.4)$$

雑音の一つを e_n とし

$$e_n = I_n \sin (\omega_0 + \omega_n) t \quad \dots\dots\dots (8.5)$$

とするとこの両者の和は I_n が ω_n なる角度で回転することになる。ここで

$$I_n/I_0 = k \quad \dots\dots\dots (8.6)$$

とすれば、 $k \ll 1$ なる場合には e_0 と e_n の和の角周波数 $\omega(t)$ は次の近似式で与えられる。

$$\omega(t) = \omega_0 + k \omega_n \cos \omega_n t \quad \dots\dots\dots (8.7)$$

この ω_0 を弁別器の中心周波数に一致させると、周波数弁別器出力の雑音は

$$E_n = E_1 \frac{k \omega_n}{\omega_1} \cos \omega_n t \quad \dots\dots\dots (8.8)$$

となり雑音振巾は ω_n に比例している。すなわち三角雑音スペクトラムとなる。したがってその実効値 N_F は検波後の低域ろは器カットオフ角周波数 ω_a までに対して

$$\begin{aligned} N_F &= \sqrt{\int_0^{\omega_a} \frac{1}{2} \left(\frac{E_1 k \omega_n}{\omega_1} \right)^2 d\omega_n} \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{E_1 k \omega_a}{\omega_1} \sqrt{\frac{\omega_a}{3}} \quad \dots\dots\dots (8.9) \end{aligned}$$

マーク周波数に対応した ω_1 における信号対雑音比 $(S/N)_F$ は

$$(S/N)_F = \sqrt{2} \frac{\omega_1 \sqrt{3}}{k \omega_a \sqrt{\omega_a}} \quad \dots\dots\dots (8.10)$$

で与えられる。

つぎに AM 波の場合には $k \ll 1$ ならば、直線検波として検波前の S/N は検波後も維持されるものとする、雑音エネルギーの実効値 N_A は検波後 ω_a までに対して、

$$N_A = \frac{I_n}{\sqrt{2}} \sqrt{\omega_a} \quad \dots\dots\dots (8.11)$$

よってこのときの信号対雑音比 $(S/N)_A$ は

$$(S/N)_A = \frac{\sqrt{2}}{k \sqrt{\omega_a}} \quad \dots\dots\dots (8.12)$$

したがって

$$\frac{(S/N)_F}{(S/N)_A} = \frac{\omega_1}{\omega_a} \sqrt{3} \quad \dots\dots\dots (8.13)$$

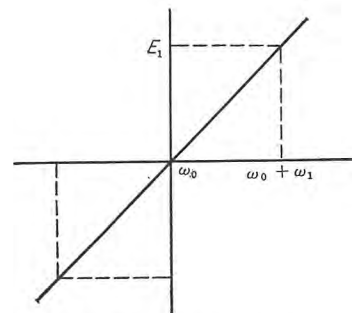


図 8.3 弁別器特性

すなわち信号対雑音比は偏移周波数に比例し、かつ検波後の低域ろは器のカットオフ周波数に反比例して改善される。たとえば $\omega_1/\omega_a = 1$ なる場合には AM 波に比して FS 波の場合のほうが約 4.7 db S/N が改善されることになる。

8.3 周波数偏移式搬送送受信装置

FS 方式を実際の電力線搬送装置に適用した場合の構成は図 8.4 に示すように、その周波数配置の一例は図 8.5 のように基礎群として 425 c/s から 170 c/s 間隔に 12 CH の FS 路を設け、この基礎群を 15 kc で群変調し、さらに主搬送波で変調して、単側帯波を得、線路に送出する。なお副搬送波の 15 kc をも側帯波とともに低レベルで送り、送受搬送波の完全同期をはかり搬送波の周波数変動による同期はずれを防ぐとともに FS 復調器の誤動作も防止しよう考慮してある。

つぎに FS 変復調を行なう回路については、図 8.6 および図 8.7 に示してある。図 8.6 は FS 変調を行なう発振器で入力形波に対応して PRA なる有極リレーにより陽極同調形発振器の同調容量を切りかえて発振周波数を偏移させる。周波数の偏移量は 50 c/s としてある。有極リレーの代りに二極管やゲルマニウム・ダイオードを使用することもできる。また発振器としては L-C 形の他に C-R 形を用いてもよい。図 8.7 は FS 波の復調を行なう回路の一例で、二周波周波数選別回路を有し、その原理は入力を二つに分け二つの成分の間の位相変化を利用して (CH, C6, R7 および R10, C7 で構成される回路網) 出力に FS 波のマーク、スペースに対応して極性の異なる直流電圧を得て有極リレーを動作させる。なおこの図のような構成以外に FM 波の復調に一般に採用されている各種の回路ももちろん使用できる。

8.4 多重化にあたり考慮すべき諸点

一般に搬送装置を用いて信号の伝送を行なう場合には、一要素だけを伝送することはまれで、多数の測定信号の伝送をはかるのが普通である。この場合に注意すべき問題は、搬送周波数、各チャネルに共通な変復調器、増巾器などの非直線ひずみ、および送受信ろは器などの問題であろう。

(1) 搬送周波数

搬送周波数はある基本周波数 (わが国では 85 c/s) の奇数倍の関係にある周波数を用いる。すなわち

$$f = f_0(2n+1) \quad \dots\dots\dots (8.14)$$

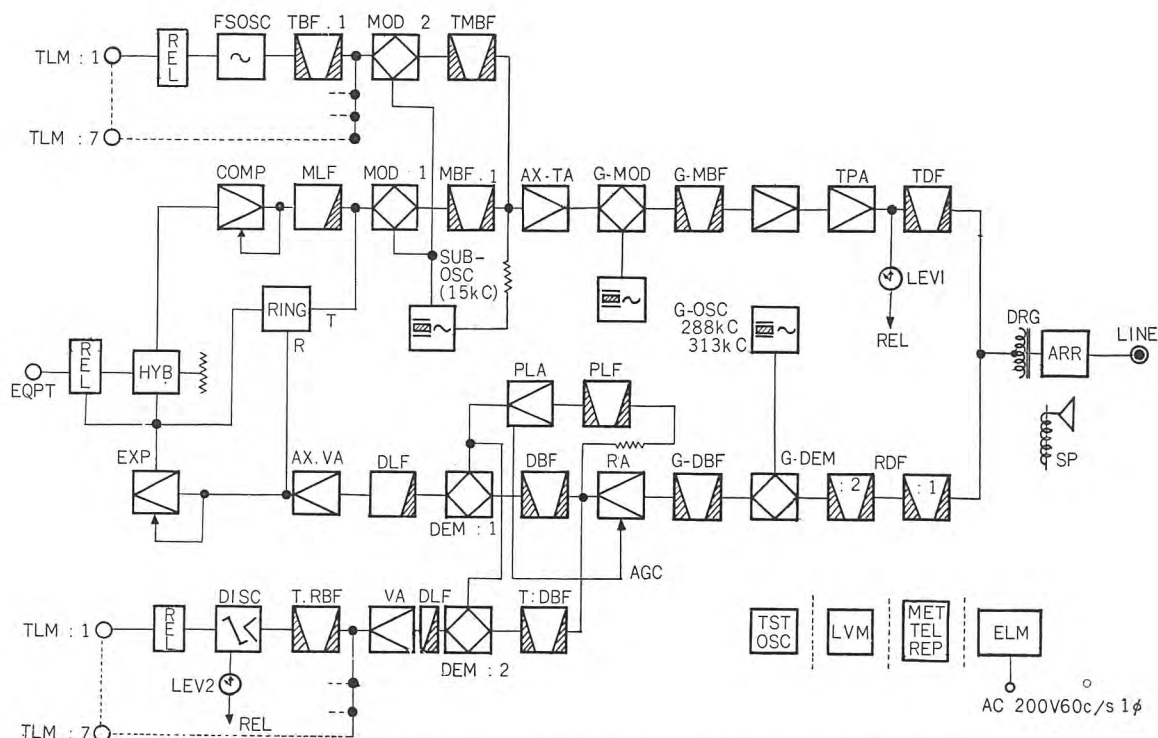


図 8.4 周波数偏移式電力線搬送受信装置 (PC-1A), ブロックダイアグラム

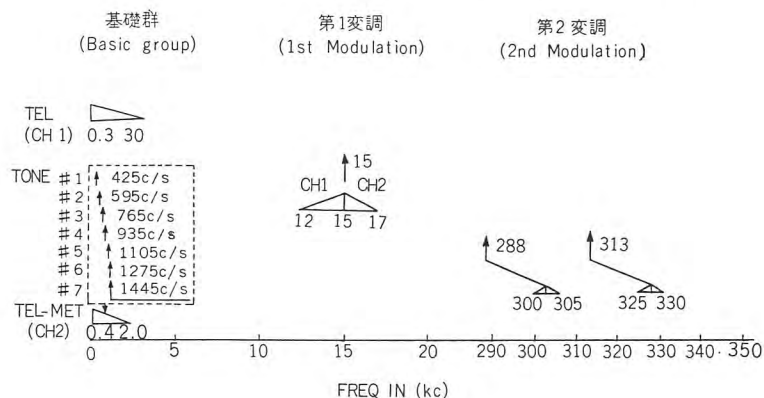


図 8.5 PC-1A 形周波数配列の一例

この周波数のうち、使用しうる最低周波数として、 $n=2$ の 425 c/s が選定されている。これは搬送波断続振巾変調方式における波形ひずみの点から決められた値である。また最高周波数としては、分離用帯域ろは器の特性から制限され、12 チャンネル方式では 2,295 c/s としている。なお、搬送周波数の変動はろは器によるひずみとか、チャンネル相互間の干渉などによってひずみを生ずることになるので、周波数の安定度については十分注意しなければならない。

(2) 非直線ひずみ

多重伝送系においては、非直線ひずみがあると多数のチャンネルの高調波の相互変調によって妨害波が同一帯域内におちてくる。この非直線ひずみとしては、増

巾器、変復調器などの二次、三次ひずみおよび各種変成器やろは器などのひずみが問題で、とくに二次ひずみは比較的大きく、帯域内に存在する数も多いので式 (8.14) の割当はこの二次ひずみによる影響を防ぐように考慮してあるが、これらひずみの問題には十分注意を払うことが大切である。

(3) 送受信ろは器

チャンネル相互間および他回線への妨害を防ぐために変調器出力側には送信ろは器が用いられる。

受信ろは器は他チャンネルからの妨害を抑圧して自己のチャンネルの信号を分離するために用い

られる。

その特性は他回線に与える妨害の程度と妨害信号による自己

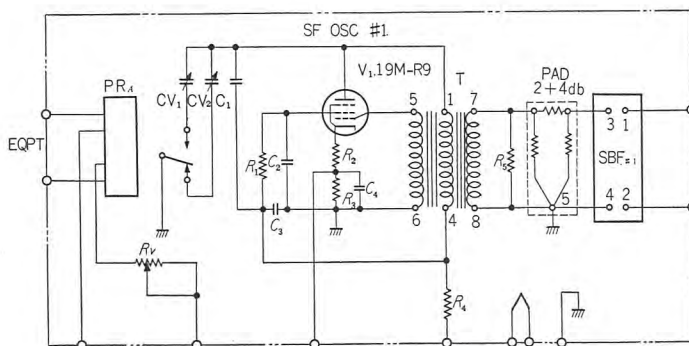


図 8.6 FS 発振器回路図

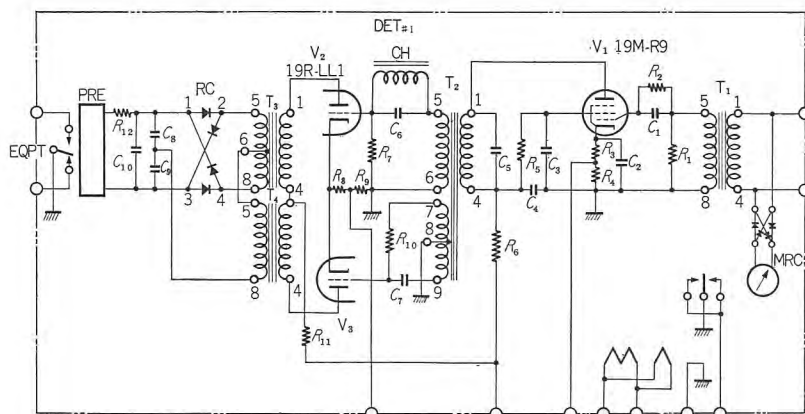


図 8.7 FS 復調器回路図

の信号波のひずみの許容限度および通信速度とを考慮して定められる。現在一般に用いられるろは器は表 8.1 のような特性をもっている。

表 8.1 ろは器の特性

	伝送損失	減 衰 量					
		40 c/s	80 c/s	120 c/s	130 c/s	170 c/s	325 c/s
送信ロハ器	10 db	2.5 db		21 db		36 db	
受信ロハ器	10 db	3 db	12 db		32 db	45 db	50 db

9. む す び

以上、遠隔測定装置について、その概略をのべた。遠隔測定装置には、各種各様のものがあり本文には触れなかったものも多数あるが、いずれもそれぞれに長短があり、被測定量の種類とか測定の精度、伝送回路の種類などによって適宜取捨選択することが必要である。この方面の技術は時代の要求とともに今後ますます発展すべき段階にあり、現在あるものもその機構が合理的に簡易化されまたトランジスタとか磁気増巾器なども広く用いられることになろうし、現在のところ例の少ない計数形の装置も今

後大いに開発されるものと予想される。

これらの装置は単独としてよりは、むしろ遠方制御装置とあいまってはじめて完璧な姿となるものと考えられるから、両者を機械的にあるいは自動計算機構を介して、有機的に連結することが今後の重要な課題とされ、それに伴ってまた信号の伝達の面からの研究も促進されていくであろう。

(無線機製作所 竜田直紀)

9 号 予 告

三菱電機 Vol. 33 No. 9

(田子倉発電所特集)

- 巻頭言
- 田子倉発電所の設計要旨
- 田子倉発電所 108,000 kW 水車
- 田子倉発電所 105,000 kVA 発電機
- 水車および発電機のすえ付
- 運転制御装置と配電盤
- 磁気増巾器形自動電圧調整器
- 調速機の試験
- 105,000 kVA 発電機の電位振動試験
- 105,000 kVA 特別三相式超高圧変圧器
- URD 形負荷時タップ切換乾式変圧器
- 300 kV, 12,000 MVA ウオッチケース形油シャ断器
- 技術解説： 火力発電シリーズ 電力経済配分計算機
： MAVAR パラメータ増巾器

ジェット・エンジン燃料制御系のシミュレータ

What's New in Engineering: Fuel Control Simulator for Jets (Westinghouse Engineer, Vol. 19, No. 2, March, 1959, p. 62)

燃料制御系シミュレータは、新しいジェット・エンジンの広範囲な試験を行なうとき、燃料供給量を制御する電子管式アナログ装置であって、燃料制御系の最終設計に必要なエンジンの試験資料を求めることができる。

この装置において燃料供給計画および燃料系の制御常数をかえて、エンジンの全作動範囲についてのエンジンの最適加速度および減速度をうることができる。

ダイヤルの操作だけで、燃料制御系シミュレータの定常状態の特性およびあらかじめプログラムされた加速度および減速度を実現するためのシミュレータの燃料供給計画をかえることができるので、エンジンの制限曲線を短時間に作成することができる。

エンジンの負荷がどのように変動しても、エンジンの燃料制御系は、エンジンを保護するようになっていなければならない。したがって負荷の変動による燃料供給量の加減は加速のさいの圧縮機の失速、タービンの過熱、および減速のさいの“lean flameout”を生じさせないように十分注意する必要がある。このためには燃料制御系の設計完了前に、エンジンの全作動範囲について、エンジンの過渡状態における燃料の最大、最小流量を定める必要がある。エンジンの作動範囲としては、エンジン回転数の変化、圧縮機吸入口の圧力変化、温度変化などがあるが、これらの全条件に対する過渡状態における燃料の許容流量を求めることは容易ではない。

燃料制御系シミュレータを採用することによって、通常の試験方法で約 200 時間のエンジン運転を要するものを、約 50 時間で十分にエンジン・マッピングを行なうことができる。これらの試験結果から制限流量が求まると、過渡状態および定常状態において、エンジンが最適に作動するように燃料制御系を設計することができる。

最新のジェット・エンジン J 34-WE-46 の定常状態の特性および過渡状態の燃料供給計画が、この計算機によって決められ、短時間に、このエンジンに最適な燃料制御系が設計され、開発期間を短縮するとともに開発費を下げる事ができた。

この装置の今後の応用によっては、さらにジェット・エンジンの開発を早め、開発費を下げることも、個々のエンジンにさらに適合した燃料制御系の設計が可能となろう。

(無線機製作所 西村昭三訳)

艦船用送信機

What's New in Engineering, Shipboard Transmitter (Westinghouse Engineer, Vol. 19, No. 2, March, 1959, p. 63)

ウ社はいま海軍向け新形艦船用中波および短波の送信機の製作中である。

本機の使用目的は艦船より艦船へと艦船より陸上への連絡用である。この海軍形送信機は、ウ社が自主的に行なった通信の安定化に対する研究の成果である。発振方式はとくに新形高性能方式とし、電子管は旧形に比し 1/4 に減少している。

機構設計関係としては潜水艦のハッチから搬入できるよう考慮したため従来のように大形機器を設置するとき潜水艦の胴に穴をあける必要がなくなった。

この新形艦船用送信機は AN/WRT-1 および 2 とよばれ 300 ~ 1,500 kc および 2 ~ 30 Mc の 2 周波数帯域をもち SSB 方式を採用して通信チャンネルの容量を増加し、通話の信頼度を上昇させた。

(無線機製作所 平岡敏也訳)

軍用通信

Applications of Power: Military Communications (Westinghouse Engineer, Vol. 19, No. 1, Jan. 1959, p. 27)

米軍では飛行中の航空機の給油や護送船のコントロールなどの非常に局限された範囲の通信を必要とするようになった。技術者達はこのような目的にかなう確実な通信装置を作るため、ありきたりの電波輻射の方法を使わず電磁誘導による通信機を採用すべく実験中である。この方法は遠くはなれたところまで電線を引かなければならないが、理論的には変圧器と同様である。試作された装置は、ジャケツの中に組込んだループアンテナをもった全トランジスタ機で、大きさはハンディトキぐらいである。試験の結果、通達距離は 60.96 m までであったがなお 2 ~ 5 倍くらい距離をのばすべく研究が続けられている。

散乱通信——散乱通信は、大電力のマイクロ波の信号を空中に発射し何マイルも離れた場所で散乱された信号をピックアップする方法で、試作試験の段階を経て軍の兵器として実用しうるまでに進歩した。ウェスチングハウスでは米空軍と契約して、ヘリコプタで十分つり上げられるような重さで音声 48 回線の同時送受話が可能な無線通信装置を製作する予定である。この新しい装置の大部分の回路方式やその他の技術上の問題は 1 年以上にわたってカナダの 160.9 km のテストリンクで行なわれた実験によりすでに改良済である。装置全部の重さは 1,033.3 kg

で、巾、高さ各 182.88 cm 長さ 243.84 cm の耐水荷造をされるが、実際使用する場所に持込まれてから約 1 時間くらいで動作させることができる。この装置は周波数変調で 4,500~5,000 Mc バンドで動作し、また出力を落して普通の見通し距離のマイクロウェーブ中継装置としても使用することができる。この場合少し手を加えることにより 240 チャンネルの機械とすることができる。(無線機製作所 上田重夫訳)

超音波縫合溶接機

What's New in Engineering: Ultrasonic Seam Welder (Westinghouse Engineer, Vol. 19, No. 3, March, 1959, p. 64)

異種金属にも使用できる超音波縫合溶接機が W 社材料研究所で開発された。この特長とするところは、異種金属にも使用可能なほか、板表面の前処理を必要としない点である。

縫合溶接する板は、20 kc で振動している二つの円輪の間を通過する。円輪は溶接する板に、点接触の状態で接しており、超音波振動によって金属面の酸化膜を破壊し、表面の金属格子を溶着する。この際、電流は通じていないが溶接点は外見上電気溶接に似ている。

振動輪の構造について触れるとつぎのようである。

振動輪の中心は磁歪振動子から結合棒を通してつながれている。磁歪振動子は縦振動を行ない、振動エネルギーは結合棒を通して円輪の中心を動かす。そのため円輪は外周自由な条件で、円板の振動を起す。これによって円輪の中心から外周に向け、半径方向に放射状にたわみ振動が起る。板に接している二つの円輪は互に位相が反対になるようにしておけば、溶接する板に対して板面に平行な振動エネルギーを与えることができ、溶接される。

今度開発された実験機では 0.25 mm 厚みのアルミニウム板 2 枚を重ねて 1 分間に 37.5 cm の速度で、連続的に縫合溶接ができる。超音波溶接の、目下の研究課題は溶接速度の向上と、溶接できる板の厚みを増すことである。

(研究所 斎藤長男訳)

測定ならびに保護装置

Measurements, Dispatch, Protection (Westinghouse Engineer, Vol. 19, No. 1, Jan. 1959, p. 11)

ホール効果利用のワットの測定

新形ワットメータは 1879 年に初めて発見されたいわゆるホール効果の原理を用いている。その結果通常の電流力計形の高感度可動コイル要素は、ホール効果をうる静止形の半導体と

直流指示要素におきかえることができた。

新ワット測定装置のかぎは薄い半導体の結晶である。単相要素はこれらの結晶の一つを測定すべき電流によって作られた磁界の中におくことにより作られる。測定されるべき電圧は結晶の表面に磁界とは直角方向に結晶を通して電流が流れるように現われる。すなわち電流と電圧の積に比例した電荷の差が磁界と電流とに直角な方向の結晶表面に作られる。したがってこれを出力電圧として取り出せばよい訳である。

新ワット測定装置は最初に自蔵形の 250 度広角度計器として応用されることになるであろう。

ピボット・ベヤリングなしの計器

新形配電盤計器では「髪の毛のような金属バンド」が通常のピボットおよびベヤリングに代った。この金属バンドつり下げ方式が回転摩擦とすべり摩擦を除去した。そのため摩擦損失が引張られた金属バンド内の分子から成るきわめて小さい摩擦だけとなる。さらに耐衝撃性はきわめて向上する。また新しい器具は船とか機関車への応用とか近くに大回転機があってひどい振動のあるような所では理想的である。

新しい器具の可動部分は両端とも短い高強度合金の髪の毛のようなバンドでささえられている。測定によれば、0.125 mm 巾で 0.0125 mm の厚さであり、バンドは寸法的に 20 万分の 1 mm の誤差以内にはいつている。バンドは衝撃と振動からまぬかれるように可動要素と U 形スプリングとの間に適当な張力をもって永久的に固定されている。

金属バンドはまた可動コイルに電流を導くためと、反抗トルクを与えることに利用されるゆえうず巻スプリングは不必要である。この種装置の非常な感度は本質的のものであり、全振 250 度の振れは 50 μ A でうることができる。新形配電盤計器は正流アンメータ・ミリアンメータ・マイクロアンメータ・ボルトメータ・ミリボルトメータを含む KX-241 形を形成し、また半導体をもった周波数計・整流器付の交流電圧計などをも含んでいる。

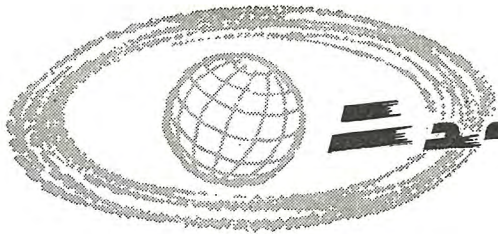
継電器に対する突入電流の知識

変圧器の差動保護用の新形高速度継電器は変圧器の差動保護範囲内に起った故障電流と、保護範囲外の故障および変圧器を最初に励磁する時の突入電流相互間の差異を判別しうる。保護範囲内故障では変圧器用シャ断器のトリップを開始し、突入電流とか保護範囲外の故障を感じた時はそのような動作はしない。

三つの状態の差を区別するためのリレーの能力は二つの電流要素から得られている。すなわち差動要素は外部故障に対してトリップ回路の形成を阻止する。一方高調波抑制要素は励磁突入電流が含まれている時にトリップの感度を抑制するようになっている。

高調波抑制要素の動作は励磁突入電流中には非常に大きな割合で第 2 高調波 (120 c/s) が含まれているという事実を基礎としている。すなわち突入電流がはいると同調回路は 120 サイクル電流を抑制要素に導く。もし第 2 高調波が突入電流波形の 15 % 以上存在するなら抑制要素が突入電流の含まれていることを感じてトリップを阻止するよう動作する。

(神戸製作所 三上一郎訳)



ニュースフラッシュ

■ 電源開発田子倉発電所納め 2,000 kVA 乾式負荷時タップ切換器付変圧器運転開始

昨年 URD 形乾式負荷時タップ切換器を完成、電氣的開閉寿命試験 10 万回、機械的開閉寿命試験 50 万回を行ないきわめて優秀な結果を得た。今回電源開発田子倉発電所向けとしてこの URD 形負荷時タップ切換器付 2,000 kVA の乾式変圧器 2 台を完成好調裏に運転にはいった。

定格事項

H 種絶縁乾式風冷式内鉄形変圧器

三相 50 c/s, 2,000 kVA 2 台

高圧 13,000 V 三角結線

低圧 3,300 V $\pm 10\%$ 乾式負荷時電圧調整器付星形結線

試験電圧

高圧側 AC 50 kV 1 分間 Surge 120 kV 全波

低圧側 AC 15 kV 1 分間 Surge 45 kV 全波

温度上昇限度 140°C 以下

能率 100 % PF 100 % 負荷で 97.8 % 以上

電圧変動率 " " " " 2.4 % 以下

インピーダンス 約 10 %

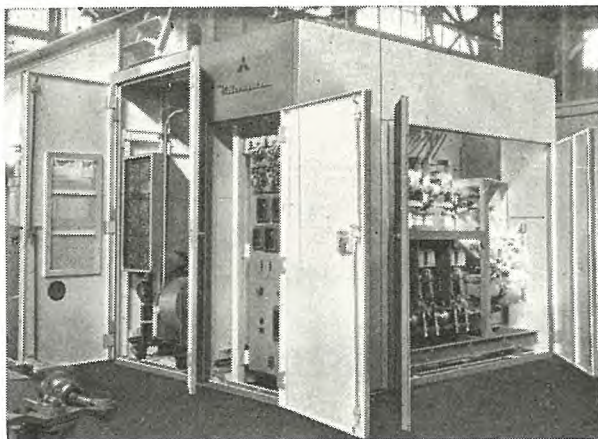
制御装置内蔵キュービクル収納構造

キュービクル外形、全重量

2,800 \times 3,550 (床) 3,000 (高) mm 約 13,000 kg

URD 形乾式負荷時タップ切換器は ± 5 段, 11 点, 2 % ステップ, 66 V 間隔で負荷時に切換えられる。

シリコン絶縁による変圧器と、気中タップ切換装置の組み合わせにより、乾式変圧器も負荷時タップ切換えが可能となり



田子倉発電所納め 2,000 kVA 乾式負荷時タップ
切換器付変圧器

定電圧の電力が得られるようになった。しかも絶縁油をまったく使用しないので、不燃性、非爆発性で安全性を増すとともに、機器は図で見られるような美しいキュービクルに収納され、保守は簡単になるなど屋内変電設備に一大進歩をもたらしたものといえよう。

いずれ本器の詳細は近く本誌に掲載する予定である。

■ 208,696 kVA 3,600 rpm 内部冷却タービン発電機完成

関西電力向け 208,696 kVA タービン発電機がこのたび完成し工場試験の結果優秀な成績を収めることができた。

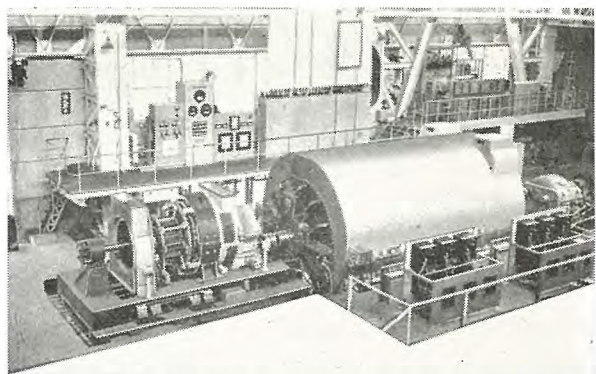
当社では新鋭火力発電機はすべて内部冷却形で製作するが本機の完成はこの第 1 号機としてきわめて意義が深いものである。従来製作された水素冷却タービン発電機はすべて普通構造形で本機が国産による新形記録品であることはもちろんわが国における最大容量機である。

この発電機は固定子コイル、回転子コイルともに内部冷却で冷却媒体には水素ガスを用いてある。

なお本機は関西電力会社大阪火力発電所に設置され本年末発電開始の予定である。

主要定格はつぎのとおりである。

208,696 kVA	0.85 PF	水素ガス圧 4.2 kg/cm ² g で
端子電圧		18,000 V
周波数		60 c/s
相数		3
回転数		3,600 rpm



大阪火力発電所向け 208,696 kVA 3,600 rpm
内部冷却タービン発電機

主励磁機	975 kW 375 V 897 rpm
副励磁機	4 kW 250 V 897 rpm
結合方式	励磁機は減速歯車を介して発電機に直結

■ 国鉄向け簡易交流電車の誕生

本年6月12、13日 国鉄交流電化試験線区の仙山線において、世界で初めての動力伝達方式によるこの電車の公式試運転が行なわれ、その状況は6月14日午後7時のテレビ・ニュースとしてNHKより全国放送された。

この方式は製作、保守、運転の簡易経済化を図る目的で電車装備を簡単化するため定速度交流電動機を使用し、速度制御は電磁クラッチ切換えの歯車装置で行ない、切換え時のショックは主電動機との間に設けた液体継手で緩衝させるようになっており、下りこう配では各速度段でそのまま電力回生ブレーキが作用するため、上り下りの多い線区でも任意の定速度運転が電力回生を伴って行なわれることが特色である。

今回の試作は、電機品を当社、機械品を新三菱重工、車体ぎ装を近畿車両で分担して行なったが、試運転の結果は予想通りの良好な性能を示し、今後の改良を経て地方線区簡易交流電化の花形となるものと期待される。

要 目	
自重	38.3 t (定員 104 人)……改造車
電気方式	50 c/s, 20 kV
主電動機	单相誘導電動機 1 台 4 P, 400 V, 134 kW, 連続
動力伝達装置	液体継手 → 磁星変速機 (最大減速比 3.99) → 終減速機 (減速比 2.46)
最大引張り	3,060 kg (動輪径 910 mm)
運転速度	最大 100 km/h, 平たん線つりあい 90 km/h
制御方式	磁星変速機用電磁クラッチ切換え 8 段 制御電源 DC 100 V
ブレーキ方式	抑速用……電力回生ブレーキ 8 段 停車用……空気ブレーキ



簡 易 交 流 電 車

■ 世界的記録品 1,500 kW 1,800 rpm 直流機完成す

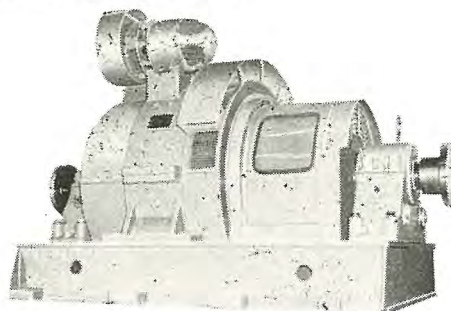
当社長崎製作所の設備用として 1,500 kW 1,800 rpm の直流機が完成した。本機は単電機子機で、その軸は 3,000 kW 1,800 rpm に対して計画されている。本機の定格はつぎのとおりである。

出力	1,500 kW	界磁巻線	他励複巻 (励磁電圧 250 V)
電圧	600 V	保護方式	閉鎖形
回転数	1,800 rpm	通風方式	他力通風・自己通風併用
時間定格	連続	絶縁	B 種

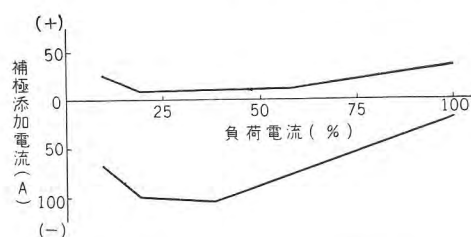
一般に回転機製作の困難度は特殊仕様のもをを除けば出力と回転数の積に比例し、その値がある限度を超過すれば製作不可能となる。その限度は技術の進歩により更新され、また回転機の種類によって相違する。直流機では整流に関する諸問題のためその値がいちじるしく制限され、単電機子で連続定格のものでは $3 \times 10^6 \text{ kW} \cdot \text{rpm}$ が現在のところ一応限度とされている。今般完成したものはその値が $1,500(\text{kW}) \times 1,800(\text{rpm}) = 2.7 \times 10^6 \text{ kW} \cdot \text{rpm}$ となり、製作可能限度にきわめて近い値を有する世界的記録品である。

試験の結果は各性能ともまったく満足すべきものであった。すなわち本機のような大容量高速直流機でもっとも問題となる整流は、全負荷においても無火花であった。また速度特性は良好で温度上昇も余裕があり、しかも各部の上昇は均勢がとれ十分過負荷に耐える能力を有することが判明した。

本機は 208,696 kVA 内部冷却タービン発電機の試験に際しその駆動用としての使命を一義的なものとして製作されたが、航洋交流船に搭載される 750~1,000 kVA 1,800 rpm 発電機の試験ならびに四極誘導電動機の試験などにも使用され、本機の優秀性を遺憾なく発揮している。



1,500 kW 600 V 1,800 rpm 直流電動機



1,500 kW 600 V 1,800 rpm 直流電動機の整流帯

■ 戸閉機械の大量生産

かねて、阪神電鉄 Jet Car 用として製作していた戸閉機械

360 組を本年 6 月完成し、各種の工場試験を終えたのち無事納入した。この戸閉機械は当社が誇る EG-102 形で性能がすぐぶるよく、しかも小形軽量で空気消費が少なく他の追いつきを許さないものである。なお、これに引き続いて、大阪地下鉄新車用として 648 組をこのほど受注し目下製作中である。



生産中の EG 102 形戸閉機械

表 2

品 種	規格 (機械性質)	規 格 化 学 成 分 (%)		
		Sn	P	Fe+Ni
リン 青 銅 線	PBW2H 相当品	5.5~7	0.03~0.35	<0.005
リン 青 銅 棒	PBB2H "			
リン 青 銅 板	PBP2H "			

表 3

品 種	寸法 (mm)	品 種	個 数	重量 (kg)
リン 青 銅 線	径 0.4~3	6	6	0.337
リン 青 銅 棒	径 10~80	10	19	138.300
リン青銅異形棒	20×40×40 25×50×40	2	18	6.700
リン 青 銅 板	厚さ 0.3~4	4	14	9.635
計		24	57	154.972

さる 6 月 5 日本器の完成ひろうが行なわれ世田谷工場は写真のような感謝状を受けた。



標準磁気儀
A-56

■ 世田谷工場 地磁気観測所長より表彰さる

国際地球観測年行事の一つとして、わが国において標準磁気儀 A-56 形および H-56 形の製作が企画された。

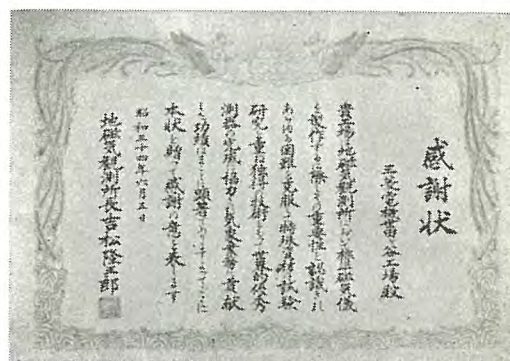
標準磁気儀 A-56 形は偏角、鉛直分力および水平分力を同時に測定するもので H-56 形は水平分力だけを測定するものであって、A-56 形は、世界にその例をみないものである。

この計画は昭和 25 年に気象庁内に標準磁気儀製作連絡会および標準磁気儀製作特別委員会の設立より始まり、表 1 のような製作経過を経たものである。この機器に用いるリン青銅材料は鉄およびニッケル含有量が 0.005 % 以下という特殊のものであり、世田谷工場がその製造を担当した。この打合わせは昭和 28 年 11 月にはじまり調査研究を重ね昭和 29 年 7 月製造に取りかかり、数度の試作検討の後、昭和 31 年 11 月に完成したのである。この材料の規格および化学成分は表 2 に、その寸法および数量は表 3 にそれぞれ示す。

この標準磁気儀の性能は、まことにすばらしく観測精度も予期以上のものであり、本器の完成は、わが国工業技術水準を国際的に高揚したものである。

表 1

事 項 名	期 間	担当ある いは受注	主製作所	備 考 (協力官署、会社数)
基礎調査	年月 年月 昭23.10~25.3	地磁気 観測所	岩 城 硝 子	技術協力 3
標準コイルボビン素材	25. 8~26.11	岩城硝子		" 3
同上 精密除布	27. 2~28. 2	"	"	" 3
ボビン 精密加工	27. 4~29.12	津上商事	津上製作所	" 5
線引線巻	29. 8~31. 1	"	"	" 3
経緯儀 設計 (A-56)	28. 2~29. 2	"	"	重要部品製作 2
設計 (H-56)	28. 2~29. 2	測 機 舎	測 機 舎	" 3
素材製造	29. 1~30.11	津上商事	早大鋳物 研究所 三菱電機	" 3 重要部品製作 7
加工組立 (A-56)	29.11~31. 3	"	津上製作所	" 3
加工組立 (H-56)	29. 8~30. 3	測 機 舎	測 機 舎	" 2 重要部品製作 1
運搬および調 整	31. 5~31.10	津上商事	津上製作所	重要部品製作 1
試験観測	31.10~32.12	地磁気 観測所		



■ センタ・ブローアウト式 3.6kV 300MVA 3,000A 磁気シャ断器の完成

さきにわが国最初のセンタ・ブローアウト式として 3.6kV 75MVA の磁気シャ断器が開発されたが、これに続き 3.6kV

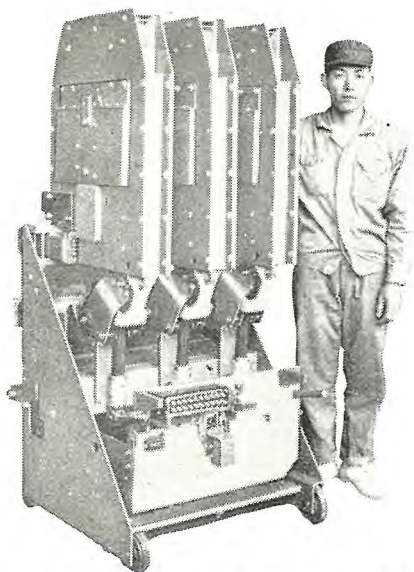
300 MVA 3,000 A というこのクラスではわが国最大のシャ断容量および電流定格をもつ磁気シャ断器が完成した。定格は下記のとおりである。

形名	3-DH-30	定格短時間電流	48.2 kA
定格電圧	3.6 kV	定格シャ断時間	5 サイクル
定格電流	3,000 A	定格再起電圧	20 kc
定格周波数	50/60 c/s	定格開極時間	0.06 sec
定格シャ断容量	300 MVA	定格投入操作電圧 DC 100 V	
定格投入電流	131 kA	定格引はずし電圧 DC 100 V	

このシャ断器の特長としては

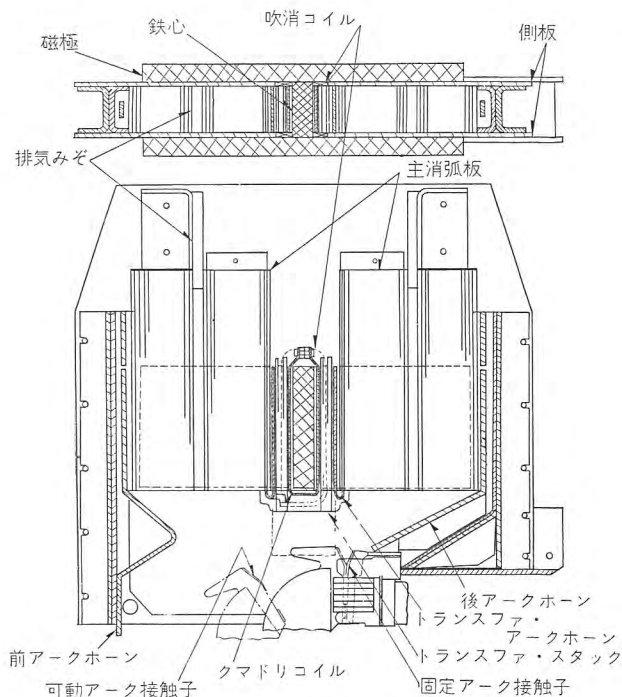
1. 消弧室吹消磁石にH形鉄心を採用したので磁束分布がより均等となって消弧室寸法をあまり増加させないでもシャ断性能が大巾に向上した。
2. 極間の電界分布が対称的で開極極間の絶縁レベルに対しても十分余裕ある設計ができるようになった。
3. 操作機構の動作原理はほぼ従来のものと同様であるが131 kA というきわめて大きい定格投入電流に対して確実に投入できるよう設計された。
4. 接触部は大きい短時間電流および定格電流に対しフィンガ式とし温度上昇もきわめて低い。
5. ブッシングは通電容量を増すためコンデンサ式中空角形導体となった。
6. メタクラ挿入用レバー装置を利用して消弧室を持上げ接触子を点検するように設計され保守が便利になった。

当所の大容量試験設備における試験では三相実負荷試験で3.6 kV 370 MVA まで、また異相地絡を模擬する単相試験で3.6 kV を単極に印加して40,000 A 以上のシャ断に成功し、3,000 A 温度上昇試験でも最高温度上昇は30°C で3.6 kV 300



3.6 kV 300 MVA 3,000 A 磁気シャ断器の正面
(バリアを取除いたところ)

MVA 3,000 A の定格に対し十分な裕度のあることが確認された。



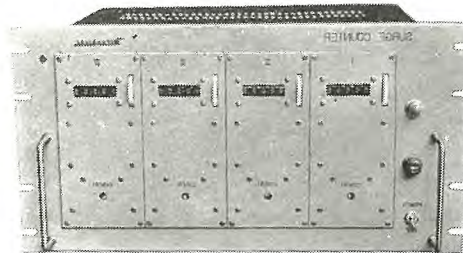
3.6 kV 300 MVA センタ・ブローアウト式消弧室断面図

■ 異常電圧弁別計数装置

電力系統の異常電圧を統計的に研究調査するための異常電圧弁別計数装置を関西電力・技術研究所より受注し、このほど完成した。この装置は系統異常電圧を波高値により弁別して、その波高値ごとに発生回数を簡単に確実に記録するものである。

装置の特長は

1. 異常電圧の大きさを4段階に弁別し、そのおのおのの回数を同時に計数できる。
2. 通常は商用周波から開閉異常電圧程度の周波数までを記録するように調整されているが、場合によっては雷のような早い周波数まで計数することも可能のように調整できる。
3. 計数部は四つのブロックにわけて組込んであって点検は容易であり、取扱いはきわめて簡単である。



異常電圧弁別計数装置



船舶、航空機用レーダ装置

発明者 森川 洋・渡部 優

船舶、航空機などに積載されたレーダ装置においては、レーダのブラウン管画像が船首方向とともに変化する相対表示と、船首方向のいかにかわらず変化せずつねに一定の方向を示している真表示の2種の使用方法があり、これらを適宜使いわける必要がある。相対表示の時はアンテナ(1)の回転をそのままセルシン発電機(2)、セルシン電動機(3)でブラウン管(4)の偏向コイル(5)に伝え、これを回転させればよいが、真表示を指示するためにはジャイロにより船首の真方位に対する補正角度を取出し、これ上記偏向コイル(5)の回転を補正する方位安定化装置を上記サーボ装置に挿入する必要がある。従来はこの方位安定化装置を上記セルシン発電機とセルシン電動機との間の電気回路中に挿入させていたが、この方法では今まで相対表示を行っていた回路を切りはなし、新たに方位安定化装置を挿入することになるので、これらの間の非同期、乱調を起し、相対表示と真表示との切

換えが円滑に行ない得ない欠点を有していた。この発明ではこの点を改良し図1で示すようにセルシン電動機(3)と偏向コイル(5)との機械的連結中に差動歯車機構(6)、ジャイロレベータ(7)よりなる方位安定化装置(8)を挿入し、相対表示の時はジャイロレベータ(7)と差動歯車機構(6)との連結をはずし、相対表示の時はこれらを連結するようにしたものである。

すなわち図2において、相対表示の場合はバネ(9)に抗して歯車(10)を下方に移動させクラッチ(11)(12)により一定回転位置に固着させる。このようにすれば歯車(13)、差動歯車装置のきょう体(14)も固定するから、歯車(15)はセルシン電動機(3)によってのみ回転し、ブラウン管(4)には相対表示の画像をうることができる。真表示を示そうとすれば、歯車(10)の下方への力を除けば歯車(10)は上方に押上げられ、真方位に対する補正角を示す位置にジャイロレベータ(7)により向けられているクラッチ(16)にクラッチ(17)がかみあい、その補正角および変動を歯車(10)(13)を経てきょう体(6)に伝える。したがって歯車(15)(18)により回転駆動される偏向コイルはセルシン電動機(3)よりのアンテナの回転に、ジャイロレベータ(7)より歯車(19)(20)(10)(13)を経て伝えられる真方位に対する補正回転角だけ差引かれた回転を受け、ブラウン管には真方位を示す画像をうるができる。このようにすれば相対表示、真表示の切換えがきわめて平滑に行ないうる。(特許第242329号)(葛野記)

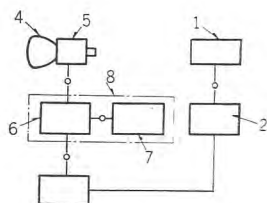


図 1

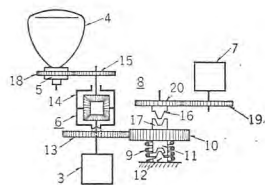


図 2

冷 蔵 庫

考案者 石 川 嘉 孝

たがいに間隔する内外二重の合成樹脂で構成された箱体を冷蔵庫の冷蔵室として用いることはすでに広く知られており、従来使用されている金属板で構成されたものに比べて、耐腐性であること。したがって、特別に塗装を要しないこと、熱伝導が悪く断熱体として作用すること、ならびに、軽量で任意の色彩のものを容易に作製できることなどの多くの利点を有している。

この考案は、このような合成樹脂からなる冷蔵室を備えた冷蔵庫に関するもので、合成樹脂で構成された冷蔵室(1)と、この冷蔵室(1)を載置しその底面積より小さな底面積を有する金属板で構成された機械室(3)とを、冷蔵室(1)の底面積とほぼ同一面積を有する機械室上板(4)を貫通するネジ(5)によりたがいに結合したものである。

この考案によれば、上記のように、冷蔵室(1)の下部にそれよりも小

な底面積を有する機械室(3)を結合したので、冷蔵室(1)の上端部を力点とし機械室(3)の底面隅角部の一つを支点として交互に傾けながら行なう冷蔵庫の移動を容易にすることができる。そして、冷蔵室(1)の下部にはその底面とほぼ同一面積の機械室上板(4)が当てられこの上板(4)を貫通するネジ(5)により冷蔵室(1)と機械室(3)とが結合されるので、合成樹脂からなる

冷蔵室(1)の底面は金属板からなる機械室上板(4)で十分補強されることになり、上記冷蔵庫の移動時においても冷蔵室(1)には一点に重量の集中を生ずることがなく、その損傷を確実に防止することができる。

(実用新案登録第478828号)(竹中記)

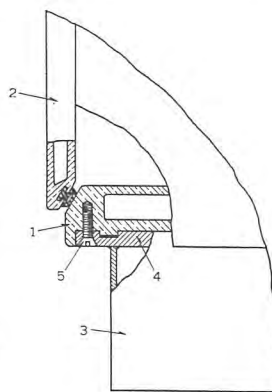


図 2

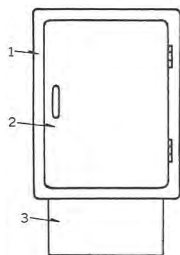
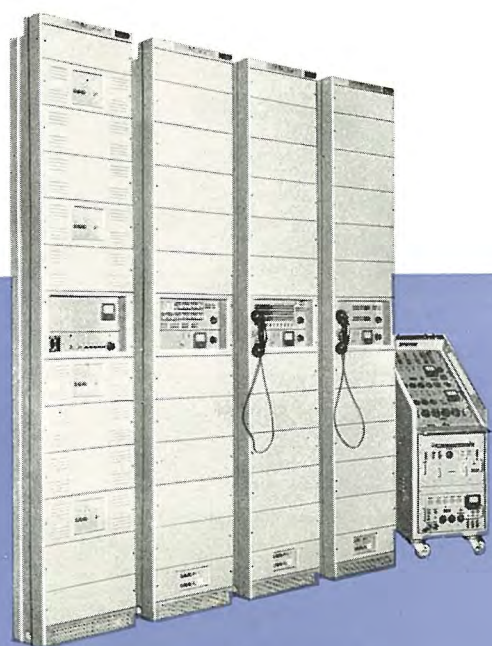


図 1

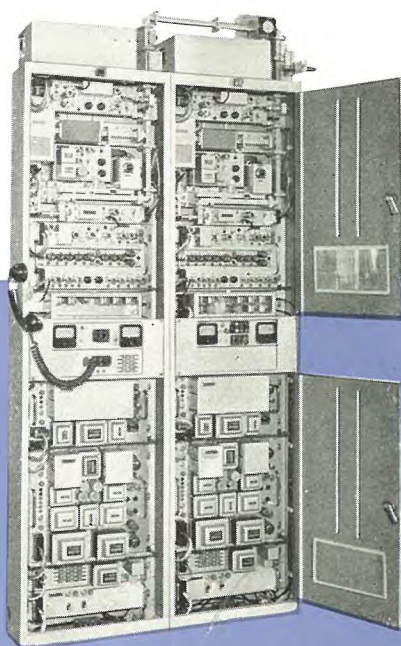
三菱超短波 極超短波 多重通信装置

当社の多重通信装置は高性能と安定な動作、および、高い信頼度を有し斬新かつ独創的設計によって簡単な回路構成と取扱保守の便利な構造を得ております。

当社の製造している機種は VHF から SHF の広い周波数帯にわたり、公共ならびに民間方面に広く使用されていますが、とくにマイクロウェーブ空中線に関しては日本電信電話公社が有する日本の幹線マイクロウェーブ中継網の大部分に当社製アンテナが使用されております。端局装置についてもキャリヤリレーあるいはテレメータなどの技術を生かしトランジスタ化を行なうなど改良進歩に努力しております。



MX-3 形端局装置



ME-3A 形無線装置

製作機種一覧

周波数 (Mc)	方式	最大通話 容量	送信出力 (W)
162~170	SSB-PM	3	10
162~170	SSB-PM	6	30
335~470	SSB-PM	12 24	15
	AM	ITV1	
840~940	FM-AM	TEL1	10
1,700~2,700	AM-FM	30	2
"	SS-FM	60	2
6,575~6,875	PPM-AM	23	100
6,575~8,100	SSB-FM	60	1
"	AM-FM	30	1
"	SSB-FM	24	0.1~1
7,425~7,745	SSB-FM	240	2

昭和 34 年 8 月 18 日 印刷

昭和 34 年 8 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	吉村 誠一郎	常任委員	松田 新市
常任委員	浅井 徳次	"	宗村 栄平
"	荒井 潔	"	山田 正一元
"	安藤 安二	委員	新井 精二
"	安村 宗明	"	岡屋 貞真
"	木村 武雄	"	進藤 一隆
"	小堀 富次郎	"	竹内 準三
"	高井 得雄	"	津村 又八
"	中野 光雄	"	豊松 上
"	馬場 文信	幹事	井上 八郎
"	船橋 正信		

(以上 50 音順)

編集兼 発行責任者

東京都千代田区丸の内2丁目3番地	吉村 誠一郎
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	高橋 武夫
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