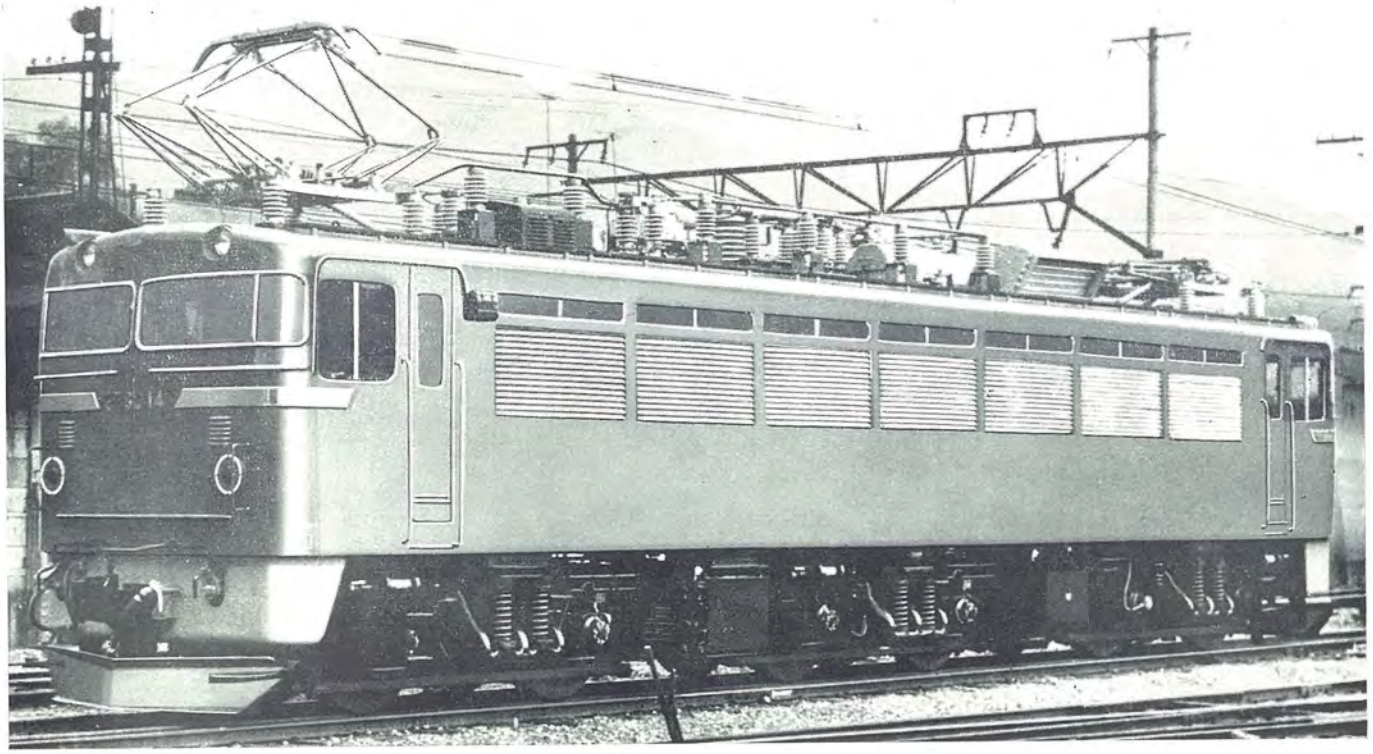
MITSUBISHI DENKI GIHO

三菱電機技報

Vol. 37 February 1963

2

三菱電機 スカイリング



国鉄常磐線用ＥＦ80形交直両用電気機関車完成

日本国有鉄道の常磐線で使用される交直流全出力機 EF80 形の客貨両用車 10 両（EF 8014～8020, 8028～8030）を受注し，かねてから完成を急がれていたが 37 年 8 月公式試運転をもって第１両目を無事完納し，以後引続いて納入中である．

おもな特長

(1) 10‰ のこう配で 1,200 t の貨物列車をけん引して起動することができ，また 550 t の旅客列車をけん引して最高運転速度 95 km/h で加速余力をもつだけの高速性能を有している．

(2) 速度選択の自由性をますため，界磁制御範囲を広くとるとともに，平たん線では抵抗段の連続運転ができるようにしてある．

(3) 重量軽減のため，ｼﾘｺﾝ整流器使用の１台車１電動機方式となっている．

(4) 交直切換は車上で行なわれ，交流区間では片 ﾊﾟﾝﾀｸﾞﾗﾌ，直流区間では両 ﾊﾟﾝﾀｸﾞﾗﾌが使用される．

(5) 列車暖房は電気暖房式で電源は直流区間では直流電動交流発電機，交流区間では主変圧器暖房巻線からとるようになっており，交直両区間とも電源電圧を負荷容量に応じて 100, 75, 50% の 3段階に切換えることができる．

機関車概要

電気方式　単相交流 50 c/s, 20 kV, および直流 1,500 V
形式　箱形両運転台　車体長　16,700 mm
車体高さ　4,061.3 mm　運転整備重量　96 t

機関車仕様

1 時間定格出力（全界磁）	1,950 kW
1 時間定格引張力（全界磁）	14,900 kg
1 時間定格速度（全界磁）	46.9 km/h
最高許容速度	105 km/h
動力伝達装置	歯車連結 ｺﾞﾑ 可 ﾄｳ 式
	歯車比　20 : 72＝1 : 3.6
制御方式	非重連, 直並列, 抵抗および弱ﾒ界磁制御
制御装置	電磁空気単位 ｽｲｯﾁ 式
ﾉｯﾁ 数	直列 18, 並列 13, 弱ﾒ界磁 3
制御回路電圧	直流 100 V
交直切換方式	無加圧区間車上切換
	一斉惰行順次力行方式
補助回転機	交直両区間とも直流電動機式
	交流区間用　単相誘導電動機

列車暖房装置

交流区間	主変圧器三次巻線　単相交流 50 c/s 1,500 V, 390 kVA
直流区間	MH107-DM69　単相交流 60 c/s 1,440 V, 320 kVA
ﾌﾞﾚｰｷ 方式	EL14AS 空気 ﾌﾞﾚｰｷ　ﾈｼﾞ 手 ﾌﾞﾚｰｷ

表紙説明

三菱電機 スカイリング が銀座の中心に1月13日開館した．企業と社会を結ぶ交流の場が日本一の場所に創設され，おおぜいの人々が当社に一層の親しみを持つこととなったのはうれしいかぎりである．

総 ガラス 張り円筒形の建物は，五重塔の伝統を近代的手法により光りで表現したといえよう．4階以上と広告塔を当社が利用し，3階以下は三愛が使用する．広告塔の頂上まで約 50 m，ピサ の斜塔よりわずかに低いが スカイリング はまっすぐに空にのびる．500 kW の広告塔は東洋最大，延床面積753坪，電力22kV，1,500kW，日々限りない夢と尽きぬ話題を提供している．

三菱電機技報

昭和38年　第37巻　第3号

目　次

自励式 インバータ の新しい改良方式……河合　正・杉本盛行… 2
3,000 kW 1,500 V 屋外形風冷式 シリコン 整流器——信越線横川電化用変電所機器——……横島洋志… 10
誘導電動機制御用 イグナイトロン 装置 ……渡辺克己・宇野克己・細野　勇… 14
可搬点溶接機 ……室賀　淳・馬場利彦… 19
大電流 イオン 源……上島千一・今村　元・上山善司・細道練一・後藤正之… 25
ガンマ 線照射装置 ……津田栄一… 31
般用衝撃波管 ……明石克寛・斎藤春雄・杉原正浩… 38
中性子 モノクロメータ の自動作表装置 ……大野善久・八島英之・茂木　充・大野栄一・金田　明… 47
自動負荷調製装置（ALR）・自動無効電力調整装置（AQR） ……平山博朗・長沢保明… 52
全 トランジスタ 化逐次比較形 AD 変換器 AD-501……竜田直紀・塚原昌恭… 58
二相 サーボモータ の静止 トルク の周波数特性 ……前川善六… 64
気象 ロケット 用電子機器 ……石井　茂・藤掛　勝・三輪　進… 70
マイクロ 波位相調整器 ……野村卓也・近藤昭治・雨倉　正・島田　博
喜連川隆・中原昭次郎・渡部　優・近藤輝夫… 77
急峻衝撃電圧の測定に用いる分圧器 ……原　仁吾・新田東平… 83
小形吸収式調湿機 ……佐藤　真・小幡時治… 90
AG 形季節別時間帯別料金測定装置 ……武田克己・神本明輝… 95
水晶時計付記録積算計器 ……武田克己・林　正之… 103

《技　術　解　説》
電子機器の信頼度（II） ……市田　嵩… 107
包　装……堀　直昌… 112

《文　献　抄　訳》
温度上昇 65°C の配電用変圧器・新しい遠方監視制御装置 REDAC・航空宇宙用 ディジタル 計算機 …… 115

《ニュース・フラッシュ》
中米各国納め変圧器完成・F104J 搭載無線装置・ARC-552A 納入開始・航空機用超短波無線装置・MAR-4 形完成・ロジック・トレーナ・西武電鉄納め電気連結器 100 台完成・LV-GA 形低圧用避雷器完成・DWB-1 形 12 kV 連動 カットアウト 関西電力へ納入・低 インピーダンスバスダクト・高速中性子 チョッパ 駆動用 3.7 kW 直流電動機・東海道新幹線 キ 電用空気 シャ 断器完成・超高圧試験設備完成 …… 117

《特　許　と　新　案》
回転形開閉器の接点清掃装置・同期機の界磁…… 121
《最近における社外寄稿一覧》…… 37, 76, 106
《最近における社外講演一覧》…… 18
《最近登録された特許と実用新案》…… 111

《表　紙》
2. 国鉄常磐線用 EF 80 形交直両用電気機関車完成
3. 1963 年計測工業展出品 モレクトロン ディジタル 電圧計
4. 三菱 テープレコーダ

三菱電機株式会社

UDC 621.314.57

自励式インバータの新しい改良方式

河合　正*・杉本盛行**

Development of Improved Self-Excited Inverters

Research Laboratory　Tadashi KAWAI・Moriyuki SUGIMOTO

Improved self-excited inverters have been developed with success, promising a bright future for use in practical services. The new system consists of a simple circuit provided with silicon controlled rectifiers and diodes only. Without recource to tedious control, it has quick response to load changes so as to maintain the output voltage and the operation stability at optimum values. For the circuit constant of this system is permitted a freedom of very wide range of selection. This report deals with operating characteristics in the cases of two contrasting design principles with a comment that an optimum design value is expected between two extremities.

1. まえがき

自励式インバータは，回転機の力をかりずに独力で周波数変換のできる純静止装置であって，今から 3,40 年前に Alexanderson, Fitzerald 両氏がそれぞれ並列および直列インバータの基本回路の特許をとって以来，その発展には大きな期待がかけられてきた．この実施例としては，海外ではかなり以前に誘導炉用電源[1]として，またわが国では戦後放送機などの電源[2][3][10]として用いられた例をあげることができる．これらはいずれも水銀整流器や大形サイラトロンを用いた容量数十～数百 kVA のかなり大きな装置であったが，最近 SCR (Silicon Controlled Rectifier) の急速な発展にともない，その有望な応用分野として小容量自励式インバータが改めて注目の的となってきた．

SCR はインバータ用素子としてもっとも重要な性能であるターンオフ時間が非常に小さいこと，寿命がきわめて長いと考えられること，容積が小さいこと，冷却が簡単であること，制御電力が小さいことなどの長所を持っており，したがってこのような半導体素子を用いた自励式インバータは，据付面積，運転操作，保守点検，寿命などの点で従来のものに比べ，いちじるしく改善されたものとなることはいうまでもない．

しかしながら，このような装置化したのちの利点をいたずらに強調するよりも，それ以前の問題として自励式インバータ固有の回路上の難点を，まず指摘しなければなるまい．本来自励式インバータは，SCR や水銀整流器などの電気的スイッチ――特許用語でいう電気弁――と，コンデンサやリアクトルなどからなるリアクタンス回路網の組合せにすぎないから，負荷の変化にともない出力電圧の変動やその波形のヒズミなどが生じやすいばかりか運転の安定度さえも脅かされることがあるのは，程度の差は別としてその本質上やむを得ないところである．

筆者らは，直列インバータが比較的すぐれた特性を持っていることに着目，これについての改良研究に着手し非線形リアクトル方式および補助放電管方式と呼ぶ二つの実用方式を樹立することができたが[4]～[12]，その後 SCR その他の半導体素子の急速な発展にかんがみ，その特長にマッチする新しい方式を生み出すことに成功したので，ここにこれを報告したいと思う．

2. 直列インバータの基本特性

本文で報告する新方式も，筆者らがすでに開発を終った二つの方式と本質的には同じ着想に基づくものであり，いわばその延長にほかならないから，この章でまず直列インバータの基本特性をふり返ってみることとしたい．

図 2.1 (a) は，直列インバータ回路の基本形である．直列インバータにはこれ以外にいくつかの変形回路があるが，それらの動作特性はすべてこの基本形のそれとまったく同一ないしほとんど同一である[5]．この回路では，SCR T_1, T_2 が周波数 f_0 の制御電源で交互に付勢されることにより，直流電源 E から転流リアクトル L，同コンデンサ C を経て負荷側回路に交流出力電流 i_0 が供給される．ここで負荷側回路とは負荷およびそれと並列のすべての回路素子を含む回路網をさすもので，その代表的なものは図 2.1 (b) のような純抵抗負荷 R，同図 (c) のように負荷インダクタンス L'，負荷抵抗 R' から成立つ誘導性負荷，同図 (d) のように負荷抵抗 R，並列コンデンサ C_p，並列リアクトル L_p からなり，周波数 f_0 における力率が進み力率であるような容量性回路網などである．

このインバータの運転中，L や C を変えることはまず不可能であり，また出力周波数 $f_0=\omega_0/(2\pi)$ もほぼ一定に保たれるのが普通であるから，つぎの量

$$\mu \equiv \omega_0 \sqrt{LC} \quad \cdots\cdots (2.1)$$

$$Z \equiv 2\sqrt{L/C} \quad \cdots\cdots (2.2)$$

は運転中不変の量とみてよい．また回路中の各素子の電圧は，す

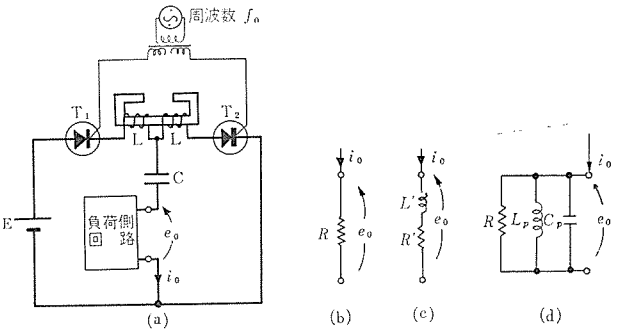


図 2.1　直列インバータの基本的な結線図　(a) 主回路結線図　(b)～(d) 負荷側回路の典型的な例

Fig. 2.1　Basic connection diagram of the series inverter.

* 研究所(工博)　** 研究所

べて直流電源電圧 E に比例する．したがって回路の動作特性を論ずるのに上記の無次元量 μ を パラメータ とし，Z, E, $E/Z \equiv I$ を インピーダンス，電圧，電流の無次元化の際の基準量として採用する．

また負荷を指定する量として，周波数 f_0 におけるその アドミタンス Y および力率 PF を用いる．ただし一般化の使宜上，上記アドミタンス の代りにこれを無次元化したもの，すなわち YZ を以後用いることとする．もちろん，PF および YZ を指定したからといって負荷の構成が完全に定まるわけではなく，PF および YZ の特定値を満足する回路定数の組合せは数限りなく存在する．しかし，たとえば図 2.1 (d) のみならずもっと複雑な回路構成の場合も含めた一般の容量性回路網の場合，μ, PF, YZ の等しい回路の動作特性はお互いによく似かよっていることが実験的に確かめられている[9][12]．一般に直列 インバータ では，直列素子 L, C が f_0 に近い共振周波数を持っている上に，図 2.1 (d) のような容量性負荷側回路網は高調波——f_0 の倍調波——に対する インピーダンス が非常に低いので，出力電圧 e_0 は正弦波に近く，このためこれらの動作特性は μ, PF, YZ が同じで e_0 が純正弦波であるような理想状態の計算特性に非常に近いのである．したがって負荷側回路を指定する際に，その構成のいかんに触れないで単に PF と YZ だけを示すのははなはだ簡単でしかも当を得たやり方だといってよい．

さて，上記のようなやり方で直列 インバータ の一般的な動作特性を説明する際に便利なのは，図 2.2 のような PF-YZ 線図である[9][10]．これは $\mu=0.9$ の場合の例であって，$PF=1$ の線より下の領域(容量性領域)は e_0 を純正弦波と仮定した容量性回路網についての計算値[12]，同線より上の領域(誘導性領域)は図 2.1 (c) のような誘導性負荷についての計算値[8]を記入してある．図の左上側の ハッチ した領域(禁止域)は，インバータ の運転が理論上不可能な領域である．ただし実際運転の場合，容量性領域における禁止域では必ずしも運転が不可能ではなく，出力電流が正負非対称となるような異常運転状態が永続する例がよく見受けられるが[12]，いずれにせよ正常運転を行なうためには禁止域を避けたほうがよいことにかわりはない．インバータ の運転は，この禁止域から遠い領域ほど安定に営まれる．図をほぼ水平方向に走る太い線は $\sqrt{2}E_0/E$ (E_0 は出力電圧の実効値) が一定の線であって，PF が一定であれば $\sqrt{2}E_0/E$ は YZ に略々無関係に一定であることを示している．また図の縦方向に走る太い点線は SCR の

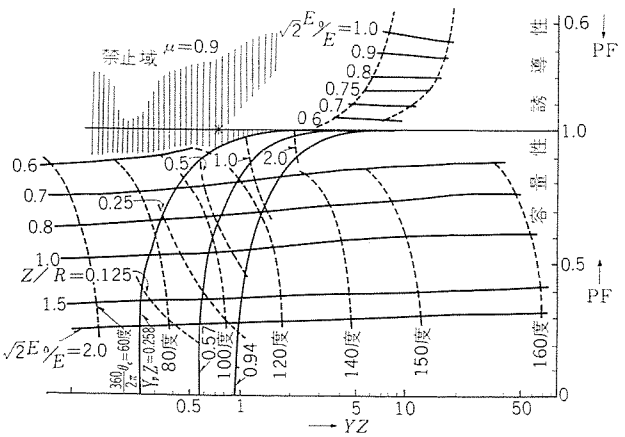


図 2.2 直列 インバータ の基本的な動作表示図
Fig. 2.2 Generalized operating characteristics chart of the series inverter.

通流角 θ_c が一定の線であって，容量性領域では YZ が大となるほど，また誘導性領域では YZ が少となるほど θ_c が大となることを示している．この通流角といい，禁止域といい，いずれも容量性領域と誘導性領域とで傾向がはっきり異っているのは，単に両領域の計算根拠が異っているために生じたとばかりいいきれぬもので，C_p が小さい時などに実験でも実測されるような両領域の異質性を示唆するものである[12]．端的にいって，容量性領域殊にその左側ないし下側にゆくほど，並列 インバータ 的な傾向が強く，また $PF=1$ の線を中心とする右上の領域では直列 インバータ 本来の傾向がよくあらわれる[9]．

この図でもわかるとおり，図 2.1 (b) のような純抵抗負荷の場合も含めて一般に誘導性領域では軽負荷時に運転が不可能となるので，負荷と並列に C_p を入れ PF を進み力率として運転の安定化をはかるのが常である．この場合，負荷側回路がたとえば図 2.1 (d) のような構成であって，L_p, C_p がともに一定，すなわち並列素子の アドミタンス

$$Y_c \equiv \omega_0 C_p = \frac{1}{\omega_0 L_p} > 0 \quad \cdots\cdots (2.3)$$

が一定とすると，負荷抵抗 R が変化した時の運転状態の軌跡は図 2.2 の細い実線となり，重負荷状態 Z/R が大きい状態では出力電圧の変動は少ないが軽負荷になるにつれ極端に出力電圧が上昇することがわかる．

この電圧上昇の問題を解決するのに，二つの基本的な方針が考えられる．第1は定格負荷時の Z/R の値 $(Z/R)\mathrm{rat}$ を大きくとることであり，第2は $(Z/R)\mathrm{rat}$ を低くとり軽負荷領域で適当な制御方法により Y_p を変えることである．

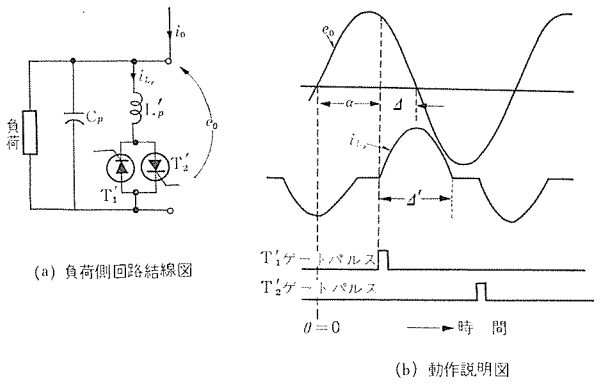
第1の方針は，図 2.2 の細い実線でいえば $PF=1$ に接近した水平な曲線部，すなわち直列 インバータ 本来の特長がよく生きる領域で，主として動作させようとするものであって，この場合負荷が重くなるほど転流は安定となり，また電圧変動率も一般にかなり良好で，きわめて軽い負荷になってはじめて出力電圧の上昇が起こる．この電圧上昇はわずかな基本負荷を出力母線に常時入れておくことによって防ぐことができるが，それよりもここで問題となるのはこの回路の経済性である．この検討のため直列素子 L, C の インピーダンス と定格負荷時の Z/R の値 $(Z/R)\mathrm{rat}$ との比を求めて見ると，

$$\omega_0 L/(Z/R)\mathrm{rat} = \mu(Z/R)\mathrm{rat}/2 \quad \cdots\cdots (2.4)$$

$$1/(\omega_0 C)/(Z/R)\mathrm{rat} = (Z/R)\mathrm{rat}/(2\mu) \quad \cdots\cdots (2.5)$$

となり $(Z/R)\mathrm{rat}$ を大にとるほど，直列素子の インピーダンス したがってまた容量が負荷に比して大となってくることがわかる．またこれにともない，SCR の電圧も負荷の電圧 e_0 に比して大となってくるから，結局第1の設計方針は装置の価格に関してはかなり不利な点があるといえる．

第2の方法は，負荷と並列に可変 インダクタンス L_p を入れておき，軽負荷領域で負荷が軽くなるにつれ L_p の値を低くすることにより，PF の低下に起因する E_0 の上昇を防止しようとするものであって，L_p として飽和 リアクトル と磁気増幅器の組合せを用いる非線形 リアクトル 方式[4][10]と，逆並列接続の補助放電管 と直列に結ばれた線形 リアクトル L'_p を用いる補助放電管方式[10]とがある．このうち，後者の場合の負荷側回路の構成は図 2.3 (a) のようになっている．この図では補助放電管 T'_1, T'_2 として SCR を用いた例を示してあり，これらに同図 (b) に示したように e_0 より位相 α だけ遅れた ゲートパルス を加えることにより，L_p に電



(a) 負荷側回路結線図

(b) 動作説明図

図 2.3 補助放電管方式の直列インバータの説明図
Fig. 2.3 Diagrams illustrating the operation of an inverter with linear reactor controlled by auxiliary silicon controlled rectifiers.

流 i_{L_p} を流すようになっている．この方式では，α がインバータの主 SCR (T_1, T_2) の電流の消滅位相に追随して変化するような制御方式がとられているので，補助 SCR (T_1', T_2') の通流角 Δ' は，e_0 を正弦波とすれば，次の関係

$$\Delta'=2\Delta=2\pi-2\alpha \quad \cdots\cdots(2.6)$$

にしたがって変化する．一方，i_{L_p} は次式

$$i_{L_p}=-\frac{\sqrt{2}E_0}{\omega_0 L_p}(\cos\theta-\cos\Delta) \quad \cdots\cdots(2.7)$$

またこの基本波の実効値 $(I_{L_p})_f$ は次式

$$(I_{L_p})_f=\frac{\sqrt{2}E_0}{\omega_0 L_p}\left[\frac{2}{\pi}(\Delta-\sin 2\Delta)\right] \quad \cdots\cdots(2.8)$$

で与えられ，したがってこの L_p の回路の基本波における アドミタンス Y_{L_p} は純粋に誘導性で次式

$$Y_{L_p}=(I_{L_p})_f/E_0=\frac{1}{\omega_0 L_p}\left[\frac{2}{\pi}\left(\Delta-\frac{1}{2}\sin 2\Delta\right)\right] \quad \cdots\cdots(2.9)$$

で与えられる．この方式では，上記のような制御方法により中程度以上の負荷の領域では i_{L_p} が流れず，それ以下の領域では負荷が軽くなるにつれ i_{L_p} が増大し無負荷状態では Δ が π，Y_{L_p} が $1/\omega_0 L'_p$ に近くなるようにすることができる．このように Y_{L_p} を広範囲にしかも非常に敏速に変えることができるので，運転の過度安定度も十分大きくまた出力電圧の上昇も比較的軽微な範囲内に納まるのがこの方式の特長といえるが，反面補助 SCR の制御回路がかなり複雑となることが容量の非常に小さいインバータの場合にはことに難点となる．昨今各方面で SCR を用いた簡単な小容量インバータの開発が要望されるようになってきたが，次章で述べる新方式はこの要望にこたえて筆者らが新たに開発を行なったものである．

3. 電力回生方式の原理

図 3.1 はこの方式の基本的な結線を示したものである．ここでは，転流コンデンサ C を2群に分け，転流リアクトルや SCR と合せて図のような配置で結線してあるが，これは Sabbah 氏によってはじめられた回路形式（筆者らは分類の都合上これをC分割形と呼んでいる）であって，直流電源電流の脈動が少ないという利点を除いては基本形とまったく同一の動作特性を持っている[5]．負荷側に並列コンデンサ C_p が結ばれていることは前述の非線形リアクトル方式，補助放電管方式と同様であるが，変圧器 T_f の2次巻線の電圧を整流して直流電源側に電流 i_b を逆流させる電力回生回路(以下単に回生回路)を設けたのが新しい特色となっている．

この電力回生回路はインバータの重負荷状態では全然か，あるいはほとんど働かないように，T_f の巻数比 a_f を選んである．いま，インバータが軽負荷状態になると，もしこの回生回路が依然働かないとするならば，前章で述べたとおり PF が低下し E_0/E は上昇する．しかしながら実際には E_0/E が上昇すれば回生回路は直流電流 i_b を直流電源側に供給しはじめ，したがってインバータには負荷や C_p 以外に回生回路の等価インピーダンスがつながれた形となるので，PF の低下が自動的に防がれ E_0/E の上昇は比較的わずかな程度の値にとどめられる．ここで注意しなければならないのは，このインバータが回生回路をとおして実効電力を供給しているばかりでなく，L'_p がこの回路中に存在するために遅れ力率の電力も供給する形となっていることである．いいかえれば，回生回路は図 3.2 (a) に示したように負荷と並列に結ばれた等価抵抗 R_p，等価インダクタンス L_p で表わすことができる．いまこれを簡単な仮定のもとに計算してみよう．

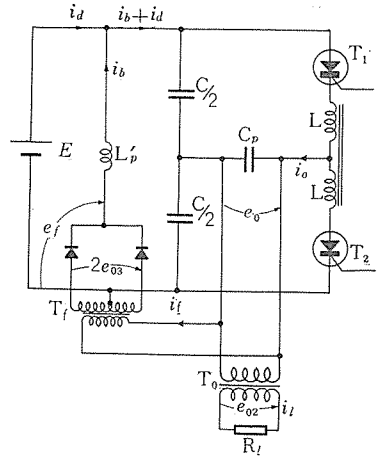
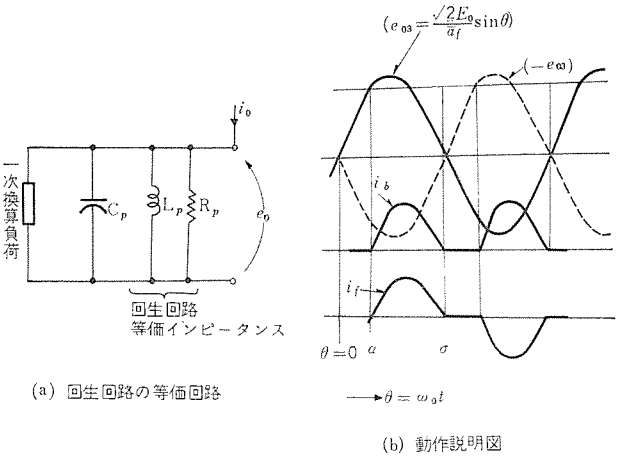


図 3.1 今回考案された電力回生方式の直列インバータ
Fig. 3.1 A newly developed series inverter with a regenerating circuit.



(a) 回生回路の等価回路

(b) 動作説明図

図 3.2 電力回生回路の説明図
Fig. 3.2 Diagram illustrating the operation of series inverters with regenerating circuits.

図 3.2 (b) の e_f は T_f の2次電圧の整流値であって，以下インバータ出力電圧を正弦波とすると，回生直流電流 i_b は図の位相 ρ すなわち

$$\rho=\sin^{-1}\frac{a_f}{S_v} \quad \cdots\cdots(3.1)$$

ただし

$$S_v=\sqrt{2}E_0/E \quad \cdots\cdots(3.2)$$

から流れはじめ，その波形は次式

$$i_b=-\frac{E}{\omega_0 L'_p}[(S_v/a_f)(\cos\theta-\cos\rho)+(\theta-\rho)] \quad \cdots\cdots(3.3)$$

ただし

$$\theta\equiv\omega_0 t \quad \cdots\cdots(3.4)$$

またこれから i_b の半波の消滅位相 σ は次式

$$(S_v/a_f)(\cos\sigma-\cos\rho)+\sigma-\rho=0 \quad \cdots\cdots(3.5)$$

で与えられる．

変圧器 T_f の1次電流 i_f の各半波の波形は式(3.3)で与えられる i_b の $(1/a_f)$ 倍に等しい．i_f の基本波は，先の補助放電管方式の i_{LP} と異なり，e_0 より 90° 遅れた成分(無効成分)のみならずこれと同相の成分(有効成分)も含んでいる．この無効成分の実効値 I_{fi} は次式

$$I_{fi}=\frac{-\sqrt{2}}{a_f\pi}\int_\rho^\sigma i_b\cos\theta d\theta=\frac{\sqrt{2}}{a_f\pi}\frac{E}{\omega_0 L'_p}\left(\frac{S_v}{a_f}f_1+f_2\right) \quad (3.6)$$

ただし

$$f_1=\frac{1}{2}(\sigma-\rho)+\frac{1}{4}(\sin 2\sigma-\sin 2\rho)-\cos\rho(\sin\sigma-\sin\rho) \quad (3.7)$$

$$f_2=\cos\sigma-\cos\rho+\sigma\sin\sigma-\rho\sin\rho \quad \cdots\cdots(3.8)$$

また有効成分の実効値 I_{fr} は次式

$$I_{fr}=\frac{\sqrt{2}}{a_f\pi}\int_\rho^\sigma i_b\sin\theta d\theta=\frac{-\sqrt{2}}{a_f\pi}\frac{E}{\omega_0 L'_p}\left(\frac{S_v}{a_f}f_3-f_4\right) \quad \cdots(3.9)$$

ただし

$$f_3=\frac{1}{2}(\sin^2\sigma-\sin^2\rho)+\cos\rho(\cos\sigma-\cos\rho) \quad \cdots(3.10)$$

$$f_4=(\sin\sigma-\sin\rho)-(\sigma-\rho)\cos\sigma \quad \cdots\cdots(3.11)$$

で示される．したがって回生回路の等価抵抗 R_p は次式

$$\frac{Z}{R_p}\equiv\frac{ZI_{fr}}{E_0}=-\frac{2}{\pi}\frac{Z}{a_f^2\omega_0 L_p}\left(f_3-\frac{a_f}{S_v}f_4\right) \quad \cdots\cdots(3.12)$$

また等価 インダクタンス L_p は次式

$$\frac{Z}{\omega_0 L_p}\equiv\frac{ZI_{fi}}{E_0}=-\frac{2}{\pi}\frac{Z}{a_f^2\omega_0 L_p}\left(f_1+\frac{a_f}{S_v}f_2\right) \quad \cdots\cdots(3.13)$$

で与えられることとなる．

等価抵抗 R_p での電力消費は仮想的なものであって，実際にはこの電力はすべて直流電源に回生される．これが，基本負荷を入れて出力電圧上昇を防止するような インバータ 変換能率の低いやり方とは断然異なるこの方式特有の長所である．

図 3.3 は，S_v/a_f に対する σ，$\sigma-\rho$ の関係を示す図である．S_v/a_f すなわち T_f の2次巻線電圧波高値の直流電源電圧に対する比が大きくなると i_b の半波通流角 $\sigma-\rho$ が大となり，次式に示す S_v/a_f の限界値 $(S_v/a_f)_c$

$$(S_v/a_f)_c=\sqrt{1+(\pi^2/4)} \quad \cdots\cdots(3.14)$$

の所で通流角はちょうど π となる．上記の解析が成立するのは S_v/a_f がこの臨界値より小さい場合であって，S_v/a_f がこれより大きくなると i_b は図 3.2 に示すような間欠的に流れる波形でなくなり，一つの半波が消滅しないうちに次の半波が流れその波高値はこの電流の通路に存在する微少抵抗で定まるような非常に大きい値にまで増大する．これははなはだ好ましくない現象であるが，実際の インバータ 回路では前述のように S_v/a_f がそれほど大きくなることはないのでこの心配はいらない．このように i_b が間欠的に流れるので，回生回路は e_0 や E の変化に対し大略半サイクル 以内のわずかな遅れで応動できる速応性を持っている．

しかしながらここで最も問題となるのは，出力電圧の変化に対して回生回路の等価 アドミタンス がどのように変化するかということであって，図 3.4 はこの関係を示したものである．インバータ の負荷がある中程度の大いさの時，ちょうど S_v/a_f が 1，すなわち i_b が流れはじめ，無負荷の時に $S_v/a_f=1.05$，すなわち E を一定とすれば E_0 が中負荷時の 1.05 倍に上昇するような仕様で回路設計を行なったとすれば，無負荷時の回生回路 ダイオード の通流角 $\sigma-\rho$ は 50 度となり，また回生回路の等価抵抗 R_p および等価 リアクタンス $\omega_0 L_p$ は リアクトル L'_p の一次換算 リアクタンス $a_f^2\omega_0 L'_p$

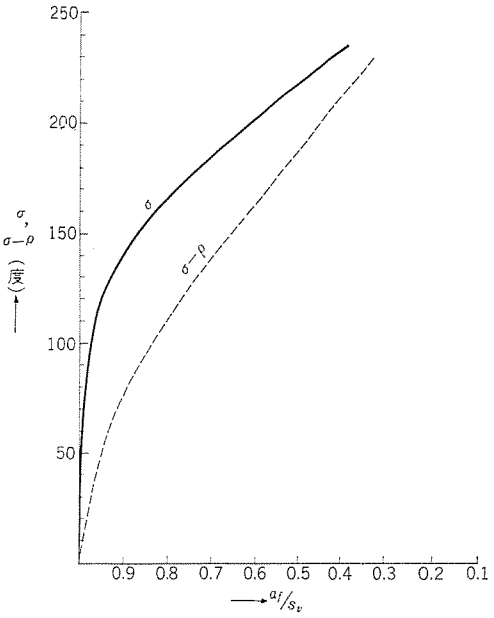


図 3.3 σ，$\sigma-\rho$ の計算値
Fig. 3.3 Calculated values of σ, $\sigma-\rho$.

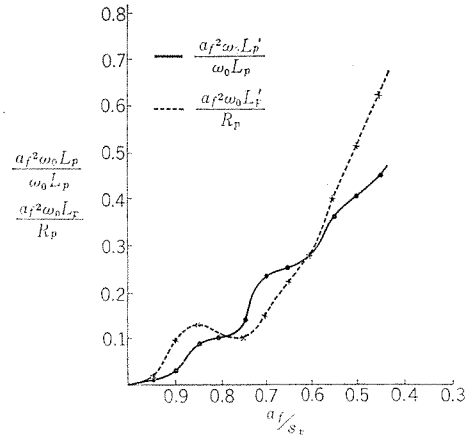


図 3.4 Z/R，$Z/(\omega_0 L_p)$ の計算値
Fig. 3.4 Calculated values of Z/R, $Z/(\omega_0 L_p)$.

のそれぞれ 100，50 倍となる．ここでもし並列 コンデンサ の一次換算 アドミタンス Y_{cp} を 0.6/Z 程度に選んだとすると，電力回生回路が上述の仕様の出力電圧上昇防止の効果をあげるためには，$1/R_p$，$1/(\omega_0 L_p)$ は条件にもよるが大体 Y_{cp} と同程度の値を持たねばならない．したがって $a_f^2\omega_0 L'_p$ は相当小さい値とする必要があり，時にはこれに加算される変圧器 T_f の漏れ リアクタンス の大いさがかなり問題となる場合もあることがわかる．このような主回路定数選定の問題は次章で詳しく述べるとして，いずれにせよ補助放電管方式では補助 SCR の制御がかなり複雑である反面 Y_{LP} を広範囲にかえること，したがってまた PF を所望値に保つことが容易であるのに対し，電力回生方式では主回路定数の選定に多少の難かしさはあるにしても回路構成が簡単で動作の信頼度も高い点に特色があるといえる．

4. 実験結果

4.1 実験回路

2 章で述べたように，主回路定数の決定にあたって直列素子 L，C/2 の インピーダンス を負荷に比してあまりにも大きくとることは経済上許されない．しかし経済上許された範囲で，並列素子か直列

素子のどちらに多く金をかけるかということは重要な問題である．この二つの設計方針のうち，第1のものは具体的にいって C_p を非常に大，L および $1/C$ を小，いいかえれば Z を小にし，しかも $\omega_0 C_p Z$ を大にする行き方である．この場合，回生回路がなければ E_0/E は一体に大きく，しかも負荷の変化につれていちじるしく変化しやすい．第2のものはこれとまったく逆の行き方である．前者の場合，回生回路が相当大きい負荷の領域で動作しはじめ，軽負荷領域ではかなり大きな i_b，i_f を流すようにしなければならないであろうから，並列素子全体の価格はこの回生回路の分だけよけいに高くなり，したがってまた直列素子をその分だけ犠牲にしなければなるまい．第2のものについては，これとまったく逆のことがいえるであろう．この章ではこのように相反する二方針の下にそれぞれ行なった実験結果を述べることとする．

実験は図3.1と同一の120サイクル単相回路について行なった．ただし T_1，T_2 としては当社製 SCR [CR20-8（定格電流 20 A，耐圧 400 V)]，その制御装置には方形ヒステリシス鉄心とトランジスタとからなる Royer 発振器を用いた．また直流電源としては，通常よく用いられる整流器の代りに出力 100 V の直流発電機を用いたが，これは本来この研究の目的がバッテリを電源とする数百 VA 程度のインバータの開発にあったためである．電源がバッテリであればその電圧 E を調整することは不可能であるから，このような制御なしに良好な出力電圧変動率を示しうるインバータとしてこの電力回生方式を我々はとりあげたのである．

実験の際の回路定数は表4.1にまとめて示してある．ここで Case #1，#2 は前述の二つの方針にそれぞれ対応する定数の組合せを示すものである．なお転流リアクトル L の2巻線間の電磁的な結合係数は Case #1 の空心リアクトルで 0.5 程度，#2 の鉄心入りリアクトルで約 1，変圧器の2次換算の漏れインダクタンスおよび巻線抵抗は，T_0 の場合それぞれ 2.25 mH および 1.62 Ω，T_f の場合巻数比 $a_f=0.489$ のタップで 0.19 mH および 0.165 Ω である．

4.2 定常特性

以下 Case #1 および #2 について抵抗負荷時の定常特性を測定した結果を述べる．

Case #1 の特性：図4.1は変圧器 T_f の巻数比 a_f と回生回路インダクタンス L_p をおのおの3通りずつ変えた時の負荷電圧 E_{02} 対負荷の特性曲線である．各曲線の左端に書きこまれた数字はそれぞれの場合の電圧変動率を表わしている．この実験では C_p が非常に大きいので，回生回路の効果が最も少ない $a_f=0.75$ の時には電圧変動率はきわめて悪いが，a_f を下げるほどこれが改善される．また式 (3.12)(3.13) から考えて L_p を小さくするほど回生回路の効果が大となりしたがって E_{02} は全般的に低目に，またその変動率は良くなるように思われるが事実はかならずしもそうではない．あまりに L_p' を小さくするとこれと回生回路中に実在する抵抗分との比が小となり，同回路のダイオード D_1，D_2 の通流角が L_p' の大きい時よりも小さくなりがちであることがこの主原因であろう．

表 4.1 実験回路定数

	Case I	Case II
f_0	120 (c/s)	120 (c/s)
E	100 (V)	100 (V)
C	432 (μF)	220 (μF)
L	3.3 (mH) (空心)	6.6 (mH) (鉄心)
C_p	340 (μF)	110 (μF)
a_2	0.21	0.21
a_3	0.75, 0.576, 0.489	0.489
L_p'	0.98, 1.54, 2.51 (mH)	1.1, 2.0, 2.5, 4 (mH)
μ	0.905	0.92
Z	5.44 (Ω)	11.1 (Ω)
$\omega_0 C_p Z$	1.40	0.92
(Z/R)rat*	1.52	2.42

* R は負荷抵抗の一次換算値 $R_e/(af)^2$，(Z/R)rat は定格負荷時における Z/R の値．R の定格値はいずれの場合も 80 Ω．

いずれにせよ，この実験の中で $a_f=0.489$，$L_p'=2.5$ mH の場合は最も良い変動率（12.7 %）を示すので，図4.2にこの詳細な動作特性曲線をかかげた．この図の中でとく注目しなければならないのは，直流電源電流平均値 I_d，回生回路直流電流平均値 I_b およびインバータに流入する直流電流の平均値 (I_d+I_b) の変化の傾向である．I_b はインバータ定格負荷のやや上ですでに流れはじめ，無負荷時には I_d の定格値の約半分にもおよぶ大きな値となる．このため (I_d+I_b) はインバータ負荷が変ってもさほど目立った変化を示さない，いいかえればインバータの変換する実効電力

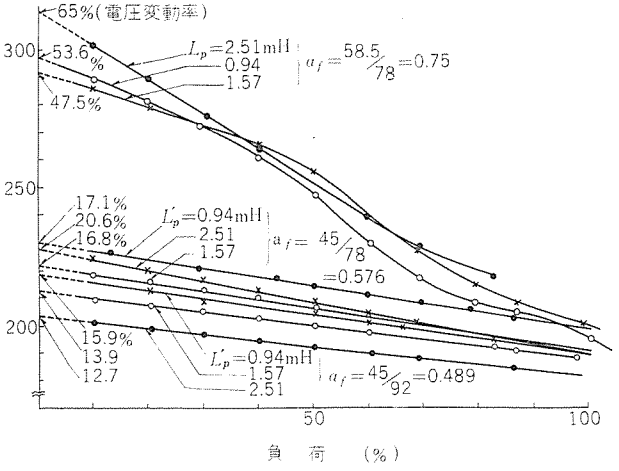


図 4.1 Case #1 の回路定数の場合の出力電圧対負荷曲線図
Fig. 4.1 Output voltage v_s load characteristics curve in the case of circuit constants shown in Table 4.1 Case #1.

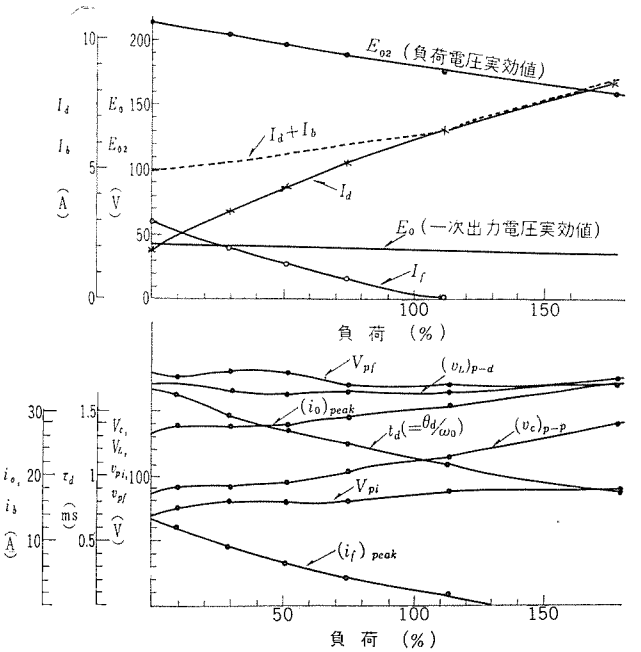


図 4.2 $a_f=0.489$，$L_p=2.5$ mH の場合の case #1 の動作特性
Fig. 4.2 Operating characteristics in the case of circuit constants shown in Table 4.1, Case #1 [a_f (turn ratio of the transformer T_f)=0.489, L_p=2.5 mH]

$E(I_d+I_b)$ はその負荷にはあまり関係しない．もちろんインバータ負荷が減った時，たとえ回生回路の等価抵抗 R_p が完全にその穴埋めをするとしても同回路の等価インダクタンス L_p がこれにともなって変るので，負荷側回路の状態はインバータ負荷に全然無関係ではありえないが，それにもかかわらず主 SCR の順電圧ピーク値 V_{pf}，逆電圧ピーク値 V_{pi}，電流ピーク値 (i_0)peak や転流リアクトル L の電圧の振幅 $(v_L)_{p-p}$ は負荷に全然無関係といってよいくらいに一定であり，転流コンデンサ電圧振幅 $(v_c)_{p-p}$ や主 SCR の余裕角 θ_d にだけ (I_d+I_b) の変化に対応する程度の緩慢な傾斜が見られるのは興味深い事実である．この図では θ_d の代りにこれに対応する時間 τ_d $(\equiv\theta_d/a_b)$ を示してあるが，これは SCR のターンオフ時間に比べて十分すぎるくらいに大きく，したがってこの装置の運転安定度には十二分の余裕がある．またこの θ_d ないし τ_d が図の範囲では負荷の減少につれて単調に増しているのは，このインバータが並列インバータ的な領域で動作していることを示すものであって，負荷の増大につれて θ_d が増す直列インバータ本来の動作傾向は図の範囲よりも大きい負荷の領域であらわれる[10]．

一般にインバータの動作上のすべての難点は，結局のところ負荷の変化につれ，それとインバータを構成する素子とのインピーダンス比が変わることに基因するから，この実験の場合のように負荷の変化分を自動的に補償する回生回路を設けることによって インバータをつねに一定の電力変換状態におき，しかもこの回路を通じて電力回生を行なうことによって総合変換能率の低下を防ぐのははなはだ当を得たやり方といえる．しかしながら直流電源は負荷以外に回生回路の消費する無駄な電力も供給しなければならないから，この実験のように I_b したがって回生回路の電力損失の大きい場合には軽負荷時の総合変換能率や全日運転能率が下がることはさけられない．

Case #2 の定常特性：この実験の回路定数は直列インバータ本来の特性を広い負荷範囲にわたって発揮させ，ごく軽い負荷の領域で現われる並列インバータ的な特性の欠点を回生回路によって矯正しようとするものである．たとえば図 4.3 では，30% 負荷のあたりから下の領域で負荷電圧の上昇の傾向が潜んでいるが，25% 以下の領域で回生回路を動作させることによりこれをある範囲内に押えている．ただしこの図で L_p を一番小さな値 (1.1 mH) にした時がかならずしも電圧変動率がよくないのは Case #1 の場合

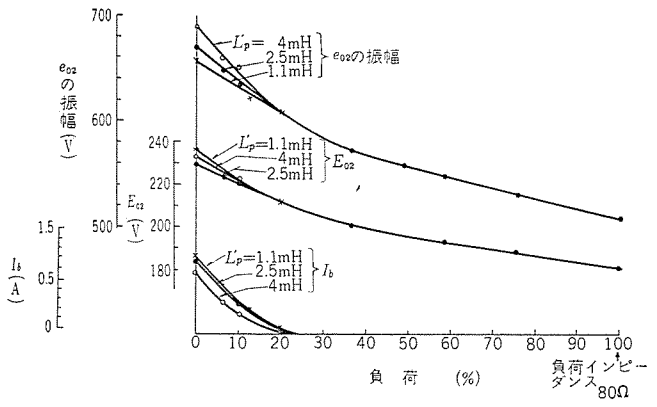
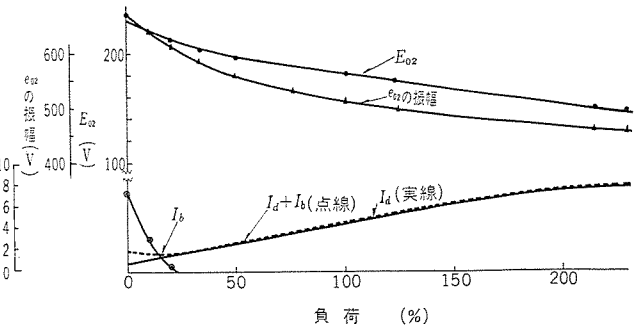
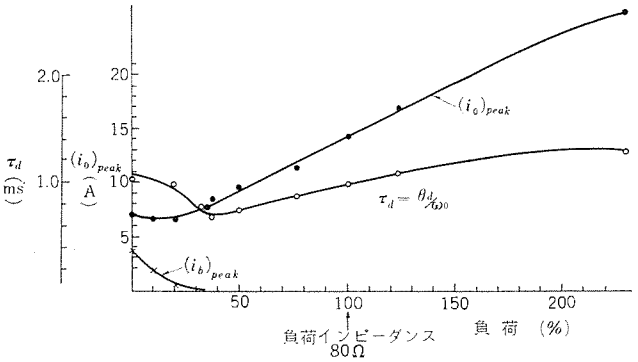


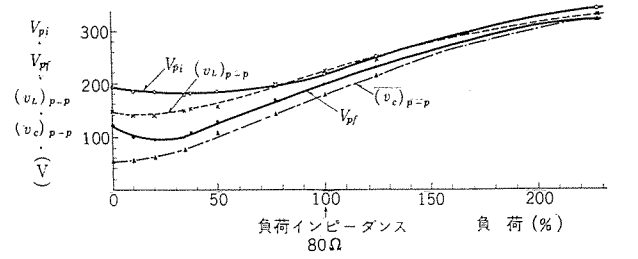
図 4.3 Case #2 の回路定数の場合の出力電圧対負荷曲線図
Fig. 4.3 Output voltage vs load characteristics curve in the case of circuit constants shown in Table 4.1, Case #2.



(a)



(b)

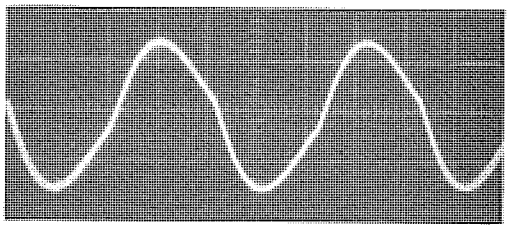


(c)

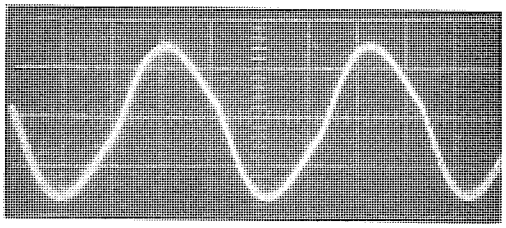
図 4.4 (a)～(c)，a_f=0.489，L_p=6.8 mH の場合の case #1 の動作特性
Fig. 4.4 Operating characteristics in the case of circuits constants shown in Table 1, Case. #2 [a_f=0.489, L_p=6.8 mH]

に述べたと同じ理由にもとづく．

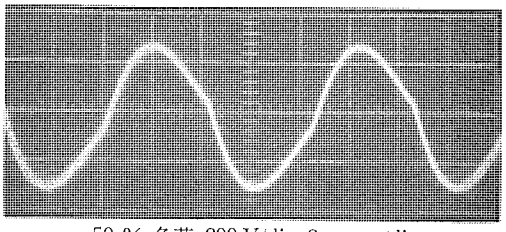
変圧器 T_f の巻数比 a_f をいま少し下げて I_b を 40% 負荷のあたりから流れはじめるようにすれば電圧変動率を 10% 程度の値にできることは明らかであるが，Case #1との差異を明らかにするためこの図の巻数比の範囲で最も特性のよい L_p'=2 mH の場合を選んで詳細な特性を測定してみた結果が図 4.4 (a)～(c) である．図 (a) からわかるように，この実験では I_b はたかだか 0.7 A 以内の値であって I_d の定格値の 15% 以内にすぎないから電力回生回路内で無駄に消費される電力も小さく，したがって軽負荷時の I_d は小さくてすみ全日運転能率が Case #1 に比べてよいこともこの図からわかる．またこの回路定数では 20～30% 負荷のあたりを境にして，重負荷側では直列インバータ本来の特性，軽負荷側では並列インバータ的な特性があらわれる．このことは同図 (b)(c) のすべての曲線が如実にこれを物語っている．ことに主 SCR の余裕角 θ_d ないしこれに対応する時間 τ_d が重負荷側では負荷の増すにつれて増大し，一方 τ_d の最少値が数百 μs 以上であることは，この回路の運転安定度が十分であることを示すものである．反面主 SCR の順電圧，逆電圧が一体に Case #1 よりも高くなっているのは，すでに述べたとおり直列インバータ本来



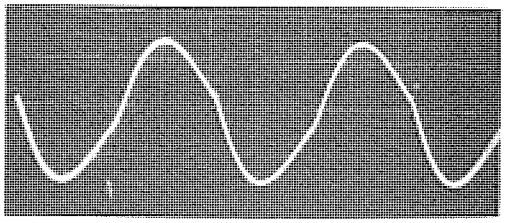
100 % 負荷 200 V/div 2 m sec/div



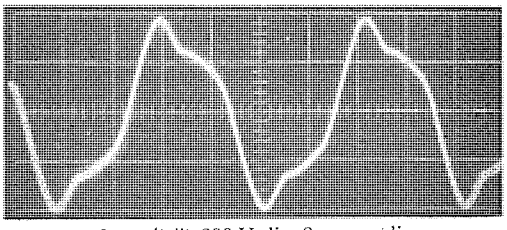
75 % 負荷 200 V/div 2 m sec/div



50 % 負荷 200 V/div 2 m sec/div

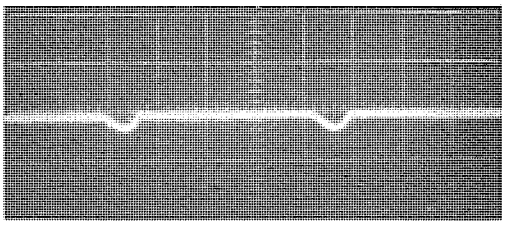


20 % 負荷 200 V/div 2 m sec/div

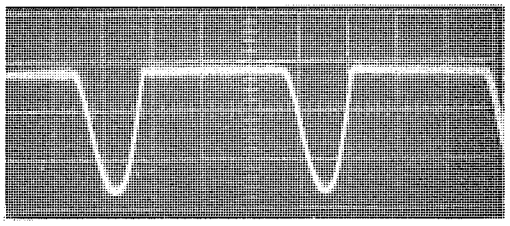


0 % 負荷 200 V/div 2 m sec/div

(a) 負荷電圧 e_{02} の波形



20 %負荷 1.5 A/div 1 m sec/div



0 % 負荷 1.5 A/div 1 m sec/div

(b) 回生回路直流電流 i_b の波形

図 4.5 図4.4と同じ回路定数における出力電圧 e_{02}, 回生回路直流電流 i_b の波形

Fig. 4.5 Wave forms of output voltage e_{02} and regenerated d-c current i_b in the case of the same circuit constants as in Fig. 4.4.

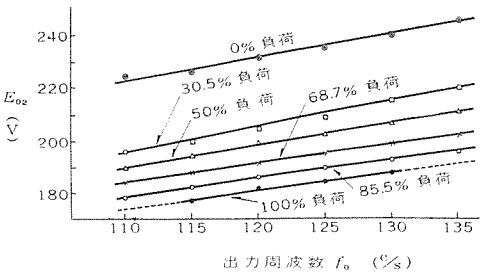


図 4.6 図4.4と同じ回路定数における出力電圧の周波数特性

Fig. 4.6 Frequency dependence of output voltage in the case of the same circuit constant as in Fig. 4.4.

の特質を生かそうとする限り避けることのできない欠点であるが，この程度の値であれば極端に問題視するにはあたらない．

また**図 4.5** はこの場合の負荷電圧 e_{02}，回生回路直流電流 i_b の波形を示している．無負荷時の e_{02} がヒズんでいるのは インバータ が パルス 状の i_b を供給しなければならないためである．e_{02} のヒズミ を少なくするためには i_b の半波通流角 $\sigma-\rho$ を大きくそのピーク 値を小さくすることが望ましいが，これは i_b を軽負荷の領域だけ流れるようにすることとは相反する要求となる．その点補助放電管方式のほうがすぐれていることは争えぬ事実であって，波形 ヒズミ がとくに問題となる場合には適当な フィルタ を使用する必要がある．

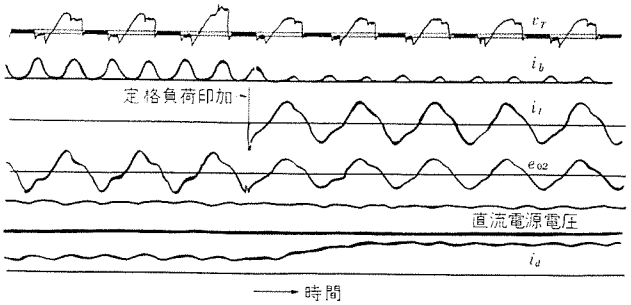
なお**図 4.6** は**図 4.4** と同じ回路常数で出力周波数 f_0 を変えた時の特性を表わした図であって，f_0 を下げると出力電圧は低くなることを示している．したがって直流電源電圧 E を調整することが許されぬ場合にはその代りに f_0 を制御して出力電圧の自動制御を行なうこともできる[13]．

4.3 過渡特性

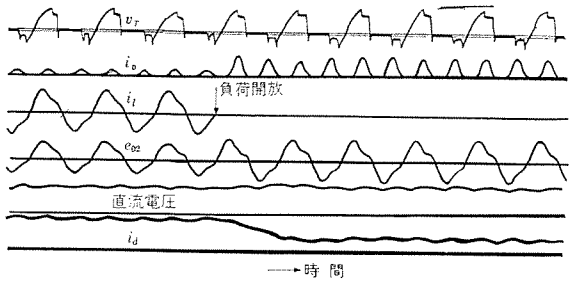
Case ♯2 の回路は，過渡状態においても回生回路が働くごく軽い負荷領域を除けば，すでに報告した一般の直列 インバータ の動作[7][6]とまったく同様な動作を示すから，ここでは定格負荷以下の全領域で回生回路が動作する Case ♯2 の代表として $a_f=0.489$, $L_p'=2.5$ mH の場合（**図 4.4** に定常特性を示したもの）についての結果を報告したい．

負荷変動：**図 4.7** (a) は無負荷状態から突然定格負荷（抵抗負荷）を印加した時，**同図** b はちょうどその逆の時の経過を示す オシログラム である．いずれの場合も回生回路の電流 i_b は負荷変動に半 サイクル 以内の遅れで応動しており，3 章で述べたこの回路の速応性は十分に立証されたといってよい．また普通の インバータ では一般にこの種の負荷変動の直後数 サイクル 間は必ず出力電圧の顕著な過渡的動揺がともなうのが常であるが，この オシログラム にはこれがほとんど見受けられずこの回路が インバータ の本質的な難点をよく克服していることを示している．これはこの回路では負荷が変っても実際の インバータ の動作状態があまり変化しないことによるものである．なお，負荷変動の前後で出力電圧に 20 % 程度の差がついているのは，直流電源として用いた発電機の電圧変動率が 10% 程度の悪い値であるためである．

この回路の試験としては，上記以外に磁気増幅器を主体とする電車制御装置などの負荷の投入試験も行なわれた．たとえば50% 程度の負荷に相当する上記装置を投入すると，投入位相によっては インバータ にその定格電流の 2 倍程度の突入電流が流れるが，このような場合転流 リアクトル(空心) の巻線間電磁結合が弱いために転流失敗を時々生じること[7]があった．この電磁結合を弱めたの



(a) 0 % 負荷 → 100 % 負荷



(b) 100 % 負荷 → 0 % 負荷

図 4.7 図 4.2 と同じ回路定数の場合の負荷急変時の オシログラム
Fig. 4.7 Oscillogram of abrupt load change process in the case of the same circuit constants as in Fig. 4.2.

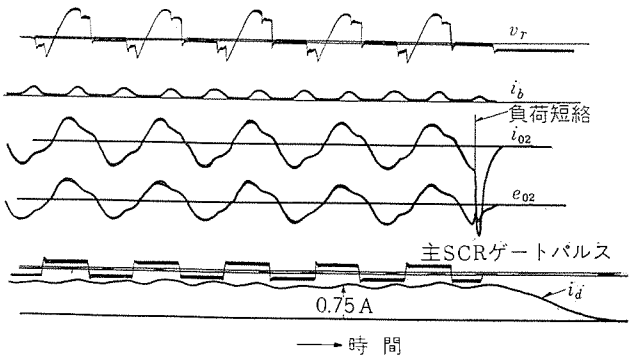


図 4.8 図 4.2 と同じ回路定数の場合の負荷短絡時の オシログラム
Fig. 4.8 Oscillogram of short circuit test in the case of the same circuit constants as in Fig. 4.2.

は主 SCR にかかる電圧を低くする目的にもとづくものであったが，上記の経験にかんがみこの リアクトル は電磁結合のよい鉄心入りのものに変えられ，以後このような運転の不安定性は消滅した．

過負荷 シャ 断現象：SCR は水銀整流器などと違って過負荷耐量が小さいので，過負荷時には一刻も早く シャ 断を行なわなければならない．インバータ では一般に シャ 断は直流電源側で行なわれるのが普通であったが，直流電源が バッテリ ではこのようなことはできない．さいわい一般に直列 インバータ では，主 SCR の ゲートパルス を断つことによって負荷を シャ 断することができる．並列 インバータ が主 SCR の ゲートパルス をとめれば必ず転流失敗事故を生ずるのに比べると，これはまことに有難い素質といわねばならない．この実験に供した インバータ にはこの利点を利用して過負荷時に ゲートパルス を シャ 断する保護装置を設けた．図 4.8 は インバータ の負荷側を短絡した際の シャ 断現象の経過を示すもので短絡後 1 ms 内に ゲートパルス，3 ms 後に負荷電流が急速 シャ 断されている．これは保護装置に用いた トランジスタ 回路の速応性に負うところが多いが，ここではこのような装置の詳細は別として直流電源側での シャ 断が本来直流 シャ 断であるためにかなりな時間を要する[9]のに比べ，この インバータ 側での シャ 断は交流半波の シャ 断であるだけに迅速確実に行なえるものであることを強調しておきたい．

5. むすび

以上の理論的考察や実験によって，今回案出した電力回生回路方式の直列 インバータ が，いままでの改良形 インバータ——たとえば補助放電管方式のそれ——と同程度というよりはむしろそれをしのぐ性能を持ち，実用器として十分な資格を備えていることが明らかとなった．この方式は，SCR と ダイオード だけを用いた簡単な回路でありながら，わずらわしい制御にたよることなく負荷変動にすみやかに応動して出力電圧や運転安定度を好適な値に保つことができる．ただしこの方式の回路定数は非常に広い選択の自由さが許されているが，この報告ではこの点を明らかにするため二つの対照的な設計方針の場合についてその動作特性を示しておいた．これらにはそれぞれ固有の長所があり，いずれをとるかは仕様その他の条件によって定めなければならないが，一般的にいってむしろこの両極端の間に最適な設計値があると考えてよかろう．

なおこの報告における実験は，当社の伊丹製作所電鉄製造部と研究所の半導体応用担当部門と協力して製作した電車制御装置用試作器を用いて行なわれたものであるが，この試作器の回路構成，装置構造，実負荷時性能などの詳細については別の機会に報告することとしたい．

(昭 37－8－7 受付)

参考文献

(1) C. Ehrensperger: B. B. Mitt. **25,** 130 (1938), H. O. Schmidt: A. E. G. Mitt. **29,** 106 (1939), S. Durand, J.B. Rice: A. I. E. E. Tech. P. 48 (1948)
(2) 「三菱電機」**34**, 63 (昭 35) [回顧特集記事], 「電学誌」**80**, 124 (昭 35) [ニュース]
(3) 塩谷，三宅：「明電舎時報」**31**, No. 8, P 23 (昭 36), 塩谷，大島，三宅：「明電舎時報」**31**, No. 8, P 3 (昭 36)
(4) 己斐，河合：「三菱電機」**31**, 443 (昭 32)
(5) 河合：「三菱電機」**34**, 1038 (昭 35)
(6) 河合：同 **34**, 1306 (昭 35)
(7) 河合：同 **34**, 1452 (昭 35)
(8) 河合：同 **35**, 755 (昭 36)
(9) 河合：同 **35**, 1382 (昭 36)
(10) 河合，杉本：同 **35**, 1580 (昭 36)
(11) 河合：「電学誌」**81**, 23 (昭 36)
(12) 河合：同 **81**, 1786 (昭 36)
(13) 河合，岡：「電子技術」**4**, No. 8, P 35 (昭 36)

UDC 621.314.03

3,000 kW 1,500 V 屋外形風冷式シリコン整流器
——信越線横川電化用変電所機器——

横畠洋志*

3,000 kW 1,500 V Outdoor Air Cooled Silicon Rectifiers
— for Substations of Shinetsu Line —

Itami Works Hiroyuki YOKOHATA

In the past several years, railway substations provided with silicon rectifiers have made a considerable increase in numbers. It is no exaggeration to say that newly electrified sections mostly employ outdoor silicon rectifiers, because they have marked advantages in their temperature control of simplicity as compared with mercury rectifiers. Moreover, these new rectifiers contribute a great deal to reduce the size of substation buildings, to simplify the installation work and to cut down the construction cost as a whole. This article describes 3,000 kW 1,500 V outdoor unit delivered to Substations of Shin-etsu Line.

1. まえがき

昭和 33 年度に始められた国鉄大井町変電所での実用試験を契機として，山陽線岡山—広島間の電化，上越線新潟までの電化，信越線横川までの電化など シリコン 整流器を採用した国鉄の直流電化は，この数年の間に非常ないきおいで進められてきた．

このほか，輸送力増強のための既設電化区間の新設変電所，老朽設備の更新などの場合も，最近ではほとんどが シリコン 整流器の採用となっている．

シリコン 整流器は，半導体の P-N 接合の弁作用を利用した固体の整流器であるので，水銀整流器と比較すると，その温度制御が容易に行なえる．すなわち接合温度が 150～180°C という定められた上限をもつのみで，その下限は −45°C にも及ぶため，適当な冷却さえ行なっておけば負荷の増減，気温の高低にかかわらずその温度制御は必要としない．そのため容易に屋外形構造とすることが可能となる．

新しく電化された区間の新設変電所は，そのほとんどが集中遠方操作による無人変電所であり，シリコン 整流器は屋外形が採用された．

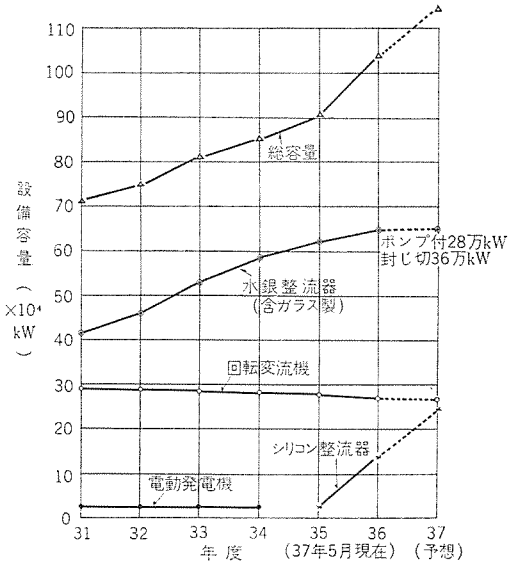


図 1.1 国鉄直流変成設備容量年度別推移表
Fig. 1.1 Installed capacity of various converters.

以下に国鉄信越線横川までの電化に際して製作された3,000kW 1,500 V 屋外形 シリコン 整流器のあらましを述べ，関係各位のご批判を仰ぎたい．

なお，最近国鉄でまとめられた直流電化設備の内訳は，図 1.1 のとおりである．

2. シリコン整流器の仕様

シリコン 整流器の仕様のあらましは下記のとおりである．

形　　式	SF-6B12S 屋外形
容　　量	3,000 kW
定　　格	E 種定格（100% 連続，120% 2 時間，300% 1 分間）
直流電圧	1,500 V
直流電流	2,000 A
整流回路	三相全波 ブリッジ 結線
冷却方式	強制風冷
受電々圧	66 kV 3φ 50 c/s

シリコン 整流素子

形　　名	SR200F-20
定格 ピーク 逆電圧	1,000 V
最大平均順電流	200 A
素子の構成	6 S×12 P×6 A
最大使用温度	150°C

電動送風機（冷却扇）

形　　名	KF50BB
台　　数	3 台
形　　式	軸流排気 ファン
風　　量	60 m³/min
風　　圧	20 mm 水柱
回 転 数	1,360 rpm
電動機容量	0.75 kW
電　　圧	200 V 3φ 50 c/s

これらの変電所は，現在のところ，設備容量 3,000 kW で代表的

 * 伊丹製作所

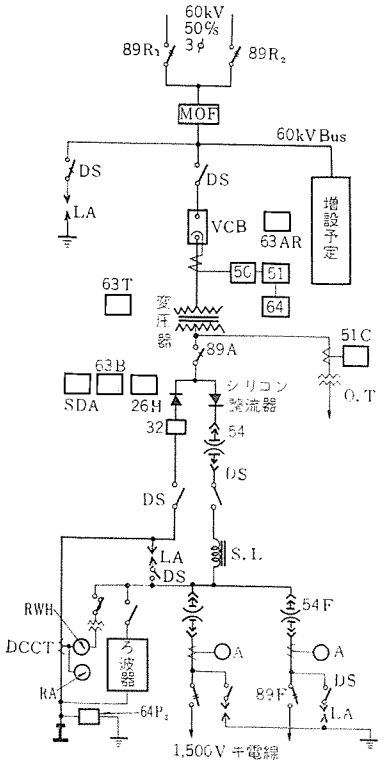


図 2.1 直流変電所単線結線図
Fig. 2.1 Skelton diagram.

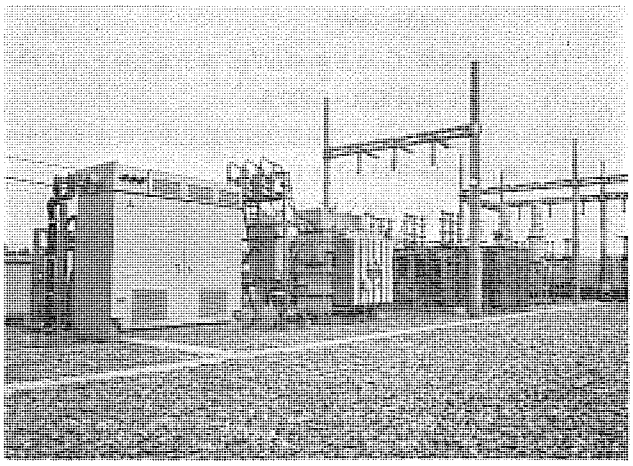


図 2.2 変電所全景写真
Fig. 2.2 General view of substation.

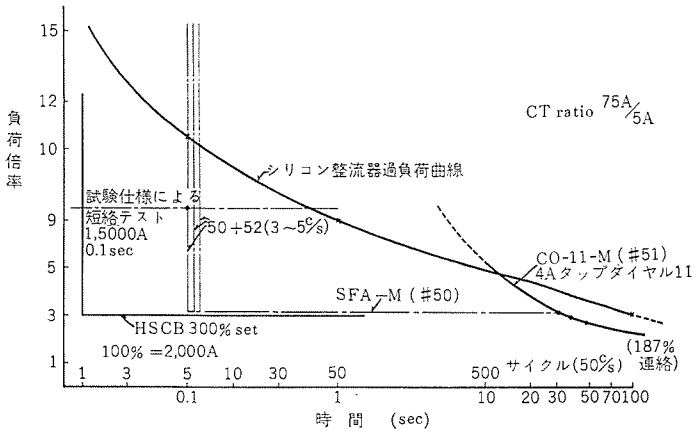


図 2.3 3,000 kW 1,500 V シリコン 整流器過負荷特性
Fig. 2.3 Overcurrent protection curves.

な ユニット 変電所であり，その主回路機器の構成と 配置は図 2.1，図 2.2 のとおりである．図 2.3 に シリコン 整流器の過負荷特性とその保護協調を示す．

3. 屋外形シリコン整流器の構造

3.1 屋外形キュービクル

キュービクル は シリコン 整流素子をはじめとし一切の付属器具，部品を収納しており，その外観，構造は図 3.1，図 3.2 のとおりである．シリコン 整流器は風冷式であるため，その屋外形 キュービクル は，防水，防 ジン 構造にはとくに注意せねばならない．

トビラ は正面裏面に両開きの 2 枚 トビラ を設け，全部 パッキン により防 ジン 防滴構造となっている．ボルト 締めの側面 カバー も同様 パッキン を設け，防水形となっている．

主回路端子は，すべて貫通 ブッシング により交流側と直流側に分けて，側面上部に水平に出されている．

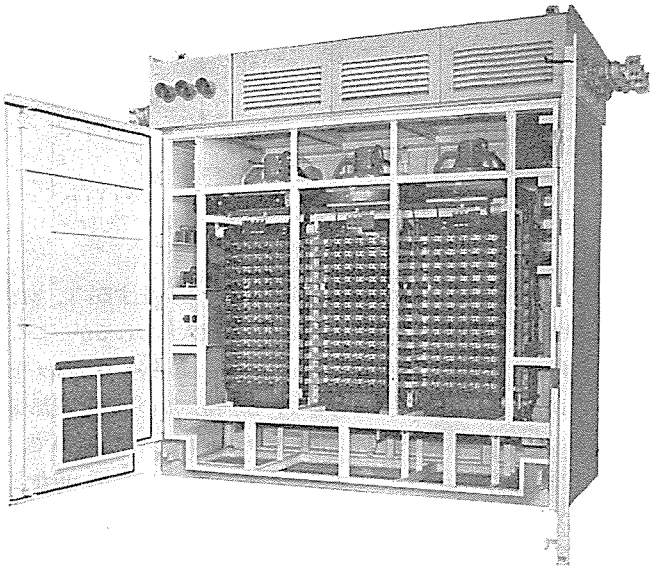
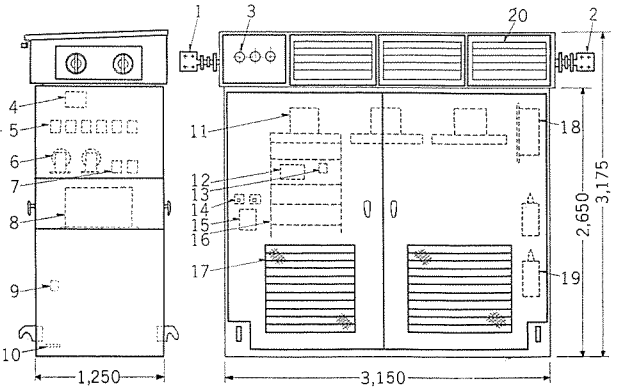


図 3.1 屋外形 シリコン 整流器
Fig. 3.1 Outdoor type silicon rectifier.



1	直流端子	11	電動送風機
2	交流端子	12	故障位置表示ランプ
3	運転表示灯	13	温度継電器
4	逆流継電器	14	制御開閉器
5	磁気増幅器入力リアクトル	15	送風機用電磁開閉器
6	磁気増幅器	16	シリコン整流器ユニット
7	磁気増幅器バイアスリアクトル	17	冷却風入口
8	故障表示装置継電器部	18	異常電圧吸収装置
9	補助回路端子	19	同上用コンデンサ
10	接地端子	20	冷却風出口

図 3.2 シリコン 整流器外形図
Fig. 3.2 Outline of silicon rectifier.

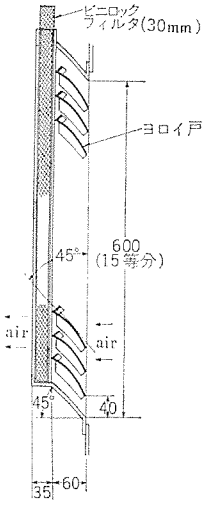


図 3.3
吸風口の詳細
Fig. 3.3
Detail of air inlet.

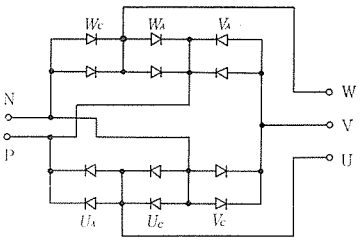


図 3.4 主回路内部結線
Fig. 3.4 Connection diagram of main circuit.

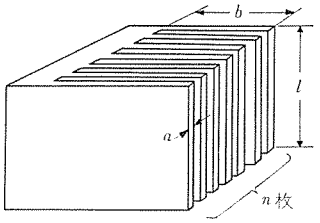


図 3.6 クシ形冷却フィン
Fig. 3.6 Heat sink.

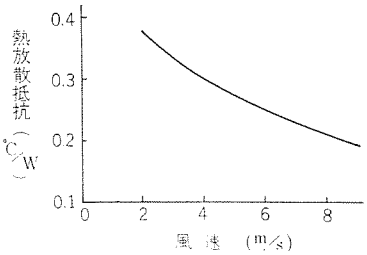


図 3.7 冷却フィンの熱放散抵抗
Fig. 3.7 Thermal impedance of heat sink.

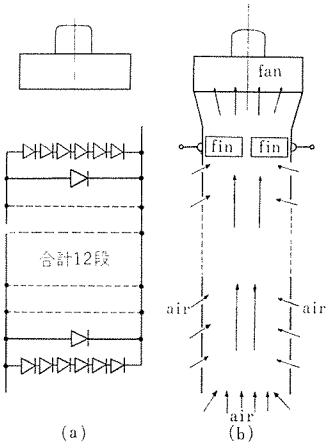


図 3.5 冷却構造説明図
Fig. 3.5 Construction of cooling system.

屋根には雨どいを設け，雨水が滴下するのを防止する．

冷却風は扉下方に設けられた吸風口から取入れられるが，ここには防滴形のヨロイ戸の内側にそう入形のビニロック・エア・フィルタを設け，防水，防ジン効果をもたせている．冷却風の出口は上部側面であり，運転中にはほとんど水しぶきなどの侵入はないので，ここには防滴形ヨロイ戸とその内側に細かい金網を張り，虫などの侵入も防止している．長間期の運転休止の際は，ヨロイ戸外側にカバーをつける．図3.3は吸風口の詳細を示す．運転表示灯はキュービクル上方に表裏両面に設け，保守の便をはかっている．

3.2 内部の構成

キュービクル内部の組立・構成は，屋外形であるための変更はとくに加えておらず，組立・工作，保守・点検の便から，回路設計上もっとも有利な分割単位となるユニット構造を作り，それを組合せてガイシで絶縁しワク組に固定する方式としている[1][2]．

これらのユニットを各アーム ごとに6段積み重ね，片側3列，表裏で6アーム分とするが，導体を節約するためにそれらの相互関係は図3.4のようにする．これにより互いに隣接するユニット間の絶縁についてもほとんど不要となり，寸法的に負担が軽くなる．付属装置としては，送風機は各ユニットの上部に表裏2列分に対して1台の割合で設けられ，吸込形としており，サージアブソーバ，故障検出装置，送風機制御器具などは両側方にわけて収納されている．逆流継電器，直流単独切換開閉器，温度リレー，断風リレーなどもキュービクル内に収納されている．

3.3 冷却と構造

シリコン整流器は，図3.5(a)に示すように，冷却風の通る方向に12段の並列回路が構成されているので，各断面における風速分布が一様であれば，シリコン整流器の各負荷に相当する温度上昇分だけ，最下段のものと最上段のものに温度差が生ずることになり，下記のような影響が考えられる．

a. 各段に相当するシリコン整流素子により使用温度に差が生じ，上段のものは下段のものに比較して熱サイクルによる温度差が大きくなり，しかもつねに使用温度も高くなるため使用状態が異なってくる．

b. 温度差が生ずると，順電圧降下に変化ができて，電流の分担状態にも影響がある．

c. 順電圧降下の変化は発生損失にも差を生ずる．

これらの問題を解決する方法として，図3.5(b)のよう各段途中に冷却風を分流するような間ゲキを設け，温度上昇分に相当するだけ上部の冷却風速を増加して熱の伝達率を大きくし，総合として上段，下段に温度差を生ぜしめないような構造となっている．

送風機1台あたり発生損失(L)は，120% 負荷において近似的に，

$$L=V_f I_d/3\times10^{-3}\ (\mathrm{kW}) \quad \cdots\cdots(3.1)$$
$$=10.6\ (\mathrm{kW})$$

V_f： 直流電流 I_d のときのシリコン素子電圧降下=13.2 V

I_d： 120% 負荷電流=2,400 A

全体としての送風機1台の排気量(Q)は最上段で風速 $v=8$ m/s とすれば，断面積 $S=0.13$ m² として

$$Q=60vS\ (\mathrm{m^3/min}) \quad \cdots\cdots(3.2)$$
$$=62.5\ (\mathrm{m^3/min})$$

冷却風温の温度上昇(ΔT)は概略

$$\Delta T\fallingdotseq 45\,L/Q\ (^\circ\mathrm{C}) \quad \cdots\cdots(3.3)$$
$$=6.8^\circ\mathrm{C}$$

整流素子1個あたりの損失は約 85 W であるので，冷却効果としての熱抵抗に $\Delta R=\Delta T/85=0.08\ ^\circ\mathrm{C/W}$ の差をつければよい．

一般に図3.6のようなクシ形の冷却フィンの放熱抵抗は，次式で与えられる．

$$R=\frac{1}{\sqrt{2\alpha\lambda a}\cdot n\cdot l\cdot\tan b\cdot b\sqrt{\dfrac{2\alpha}{\lambda a}}} \quad \cdots\cdots(3.4)$$

n： クシの枚数

λ： 熱伝導率

α： 表面熱伝達率

また表面熱伝達率は，乱流範囲については，つぎの実験式が与えられている．

$$\alpha=0.037\lambda_0 l^{-0.2}\left(\frac{u}{\nu}\right)^{0.8}\left(\frac{\nu}{a_0}\right)^{1/3} \quad \cdots\cdots(3.5)$$

λ_0： 流体の熱伝導率

a_0： 流体の温度伝導率

ν： 流体の動粘性係数

u： 流体の速度

実際に使用されているものについての熱抵抗と風速の関係は，図3.7のようであるので，最下段の風速を約4 m にすればよいこ

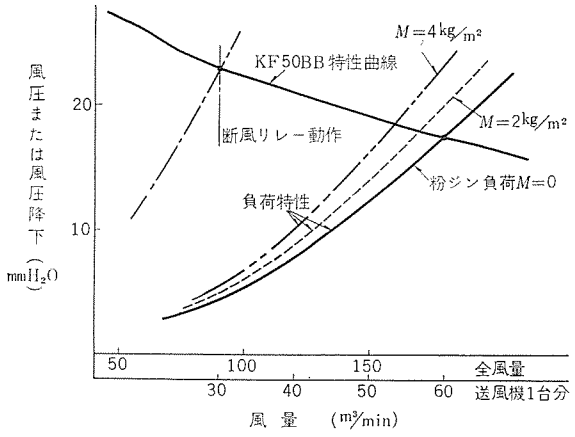


図 3.8 冷却 ファン の動作特性
Fig. 3.8 Characteristics of cooling system.

とになり，そうすれば，上段と下段とで温度差がなくなる．

これは吸込形の ファン を使用することで可能になり，ここに大きい特長がある．図3.8に送風機動作曲線を示す[3]．

4. 工場試験とその結果

工場試験に際しては，注水試験を始めとし形式試験としての各種の試験が行なわれたが，いずれも満足すべき結果が得られた．ここには，とくに注目していた温度上昇試験について，図4.1に

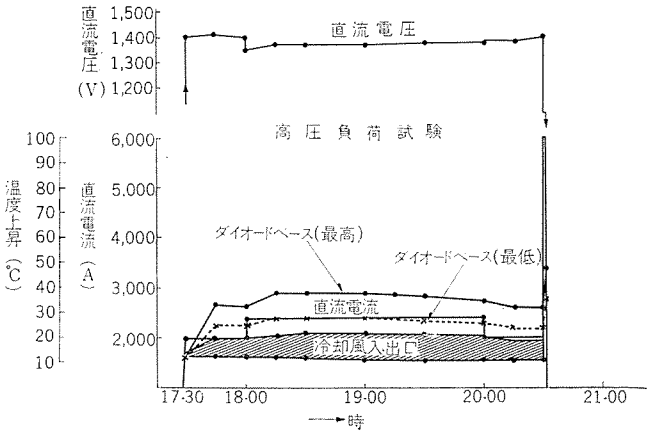


図 4.1 シリコン 整流器負荷試験
Fig. 4.1 Load test on silicon rectifier.

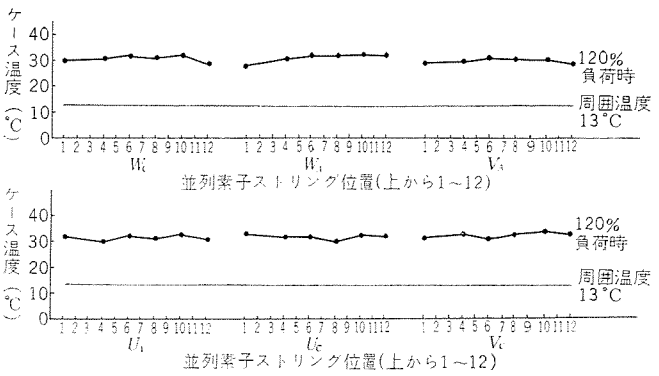


図 4.2 並列回路各部の シリコン 整流素子飽和温度
Fig. 4.2 Temperature rise of individual silicon diods.

負荷試験の記録を示し，図4.2は温度上昇の分布状態を示す．図4.3は人工故障試験の記録である．

5. むすび

シリコン 整流素子の製作技術はまだまだ進歩の過程にあり，さらに電圧制御要素を持った シリコン 制御整流素子も電力用としての実用性が出てきつつあるので，今後はより一層直流電化機器としてシリコン 整流器の占める地位は重要なものとなるであろう．冷却装置以外にほとんど補助装置を必要としない，保守の簡便さが実証されつつある折から，無人遠方操作の屋外変電所は関係方面から注目されていることであろう．

三菱電機では，豊富な シリコン 整流器製作の技術と経験を生かし，需要家各位のご要望に自信をもってこたえるべく，より良い シリコン 整流素子の製作，簡便で適確な保護方式の確立などに不断の努力，研究を重ねている．

最後に，今回の屋外形 シリコン 整流器の製作試験に際して，多大の協力をいただいた関係各位に厚く御礼を申し上げる次第である．

参考文献

(1) 横畠：「三菱電機」35，No. 6 (昭 36)
(2) 糸岡，亀山ほか：「三菱電機」36，No. 6 (昭 37)
(3) 黒河内，福島：「鉄道技術研究所速報」No. 61-312 (昭 36)

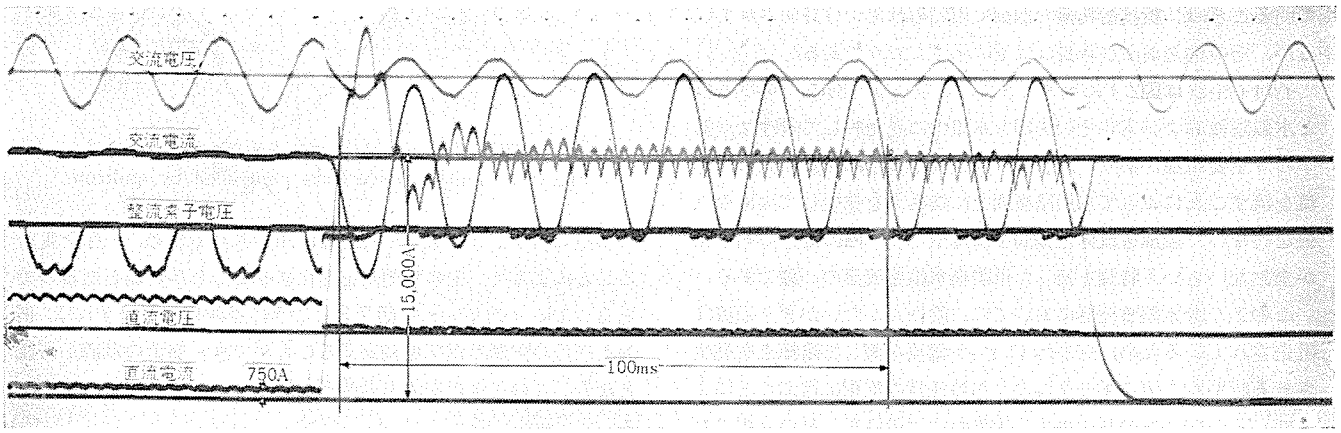


図 4.3 人工故障試験 オシログラム
Fig. 4.3 Oscillogram of short circuit test.

誘導電動機制御用イグナイトロン装置

渡辺克己* ・ 宇野克己*
細野　勇**

Ignitron Contactors for Induction Motor Control

Nagasaki Works　Katsumi WATANABE・Katsumi UNO
Itami Works　Isamu HOSONO

With their many features such as rugged construction, easy maintenance and inexpensive costs, induction motors are most widely in use. However difficulty in speed control is regarded as their drawback. To overcome it there are several control systems have been contrived. Of them that using saturable reactors has been put to practical use by the company with success. In this system, the saturable reactor is replaced by ignitrons connected back to back so that a new ignitron control system is introduced. That is, ignitron contactors are phace-controlled to effect the speed control of induction motors with similar torque characteristic as the reactor control.

1. まえがき

誘導電動機は現在最も広く普及している電動機で，構造的にがん強であり保守の容易，価格の低廉なことなど多くの長所を備えている．したがって，誘導電動機をさらに広範囲に，かつ高能率に利用するため多くの速度制御の方法が考えられてきたが，まだ完成されたものはない．

最近では下記のような制御方式が採用されている．

（1） 可飽和 リアクトル を使用し，リアクトル の直流励磁を変える．
（リアクトル 制御）

（2） 半導体整流器や水銀整流器を使用する．
（イグナイトロン 制御，静止 セルビウス 方式，レクチフロー方式）

可飽和 リアクトル を使用した誘導電動機の速度制御方式は，当社においてもすでに各種方式が実用化され，その成果をあげている．

この可飽和 リアクトル を，逆並列接続した イグナイトロン で置換したものが イグナイトロン 制御方式で，イグナイトロン 開閉器を位相制御することにより誘導電動機の速度制御を行なうもので，リアクトル 制御と同様の トルク 特性を持つ．ここにその概要を記し，住友金属納入の イグナイトロン 無接点 スタータ について紹介する．

2. 交流回路制御用のイグナイトロン

交流回路の制御および開閉に イグナイトロンがすぐれた特性を有していることは，抵抗溶接機の制御に用いられて十分証明されているが，その構造および特長は以下に示すとおりである．

イグナイトロン は図2.1に示すように，真空 タンク 内に一対の陽極と水銀陰極および常時その先端を水銀中に浸 セキ して設けた点弧子の3主要電極があり，点弧子に通電周期ごとに セン 頭波形の電流を流すことによって水銀陰極面上に陰極点を発生して陽極の点弧を行ない，陽極電流休止期間中は真空 タンク 内に電子の発生源が全然ないという特長を持った単陽極水銀整流器の一種である．

このような水銀整流器においては，陰極点がないかぎり通流は阻止されているため，イグナイタ に ピーク 電流を流して陰極点を発生させる時期を交流の正の半波のうちの任意の位相に選ぶことによって，その出力側の電圧の平均値または実効値を，その位相に対応した任意の値に制御することができる．すなわち，図2.2(a)に示すとおりに，たとえば a 点で陰極点を発生させたとすれば，その半波中の a 点以前では，負荷側に電圧は印加されず，図2.2(a)の斜線に示すような電圧が負荷側に印加されるため，a 点を変えることによって，その実効値を変化させることが可能となるのである．この イグナイトロン を図2.3のように逆並列に接続すれば，正および負の両側の電圧を制御することができ，交流の制御が可能となる．このときの交流出力波形は図2.2(b)に示すとおりである．

このように イグナイトロン では点弧子（イグナイタ）によって，その通流を制御することができ，他の水銀整流器のように通流を阻害する格子などがないため，小形のわりに電流容量が大きくなり，た

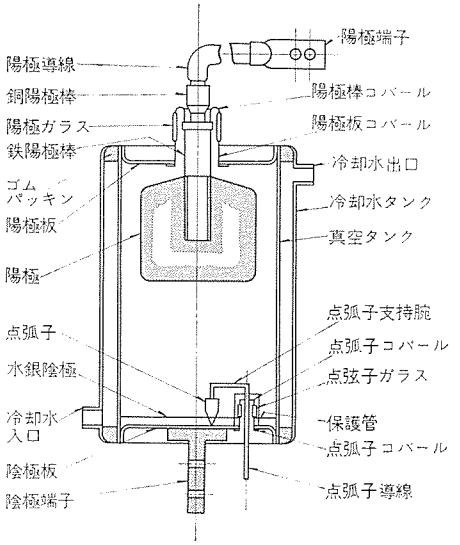


図 2.1 イグナイトロン 内部構造
Fig. 2.1 Interior view of ignitron.

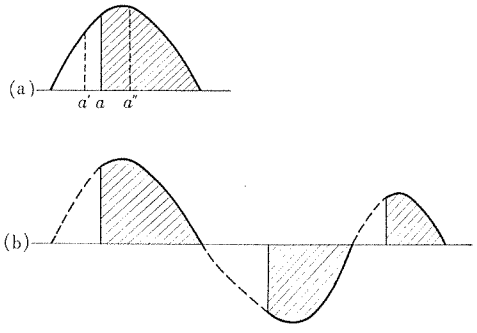


図 2.2 イグナイトロン による電圧制御波形
Fig. 2.2 Voltage wave form controlled by ignitron.

* 長崎製作所　** 伊丹製作所

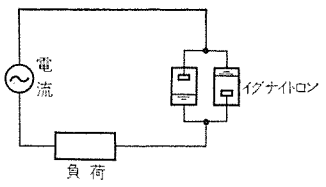


図 2.3 イグナイトロンの逆並列結線
Fig. 2.3 Back to back connection of ignitron.

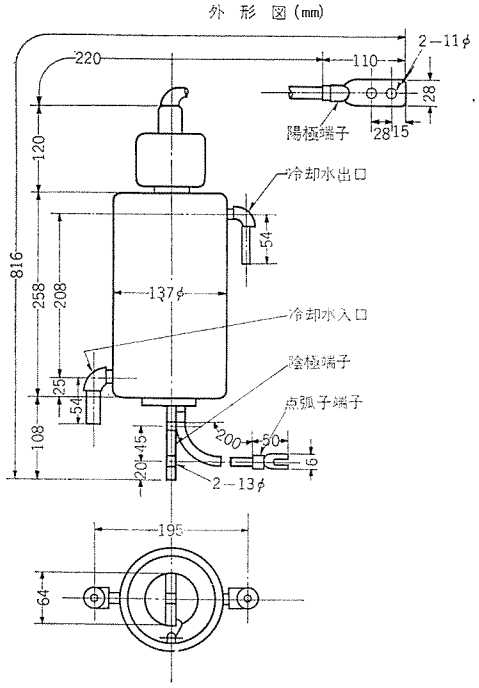
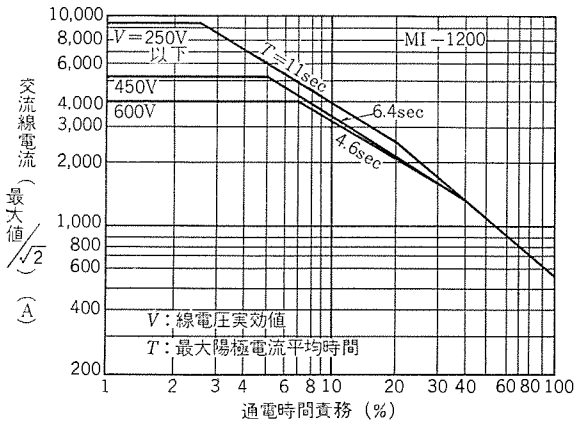


図 2.4 (a) MI-1200 イグナイトロンの外形
Fig. 2.4 (a) Type MI-1200 ignitron.



注： 通電時間責務はいずれも最大平均時間内の総通電時間の割合で示す.

図 2.4 (b) MI-1200 イグナイトロン容量
Fig. 2.4 (b) Capacity of type MI-1200 ignitron.

とえば MI-1200 形イグナイトロンでは，その寸法および電流容量は図2.4(a)および(b)に示すとおりとなる．すなわち，このイグナイトロンを逆並列として，三相回路の各々に接続することによって，6本のイグナイトロンで三相 500 kW の電力を制御することができる．

このイグナイトロンを点弧するには幾種類かの方法があるが，上記のようにイグナイトロンは点弧子にセン頭波形の電流を流すことによって陽極回路の電流の通流を制御するのであるが，そのイグナイタの点弧回路は，図2.5に示すように，イグナイトロンの陽極とイグナイタの間に，整流器またはサイラトロンや制御シリコン整流器などの電気弁を接続して構成することができる．(このような構成を陽極点弧方式という)．すなわち陰極点が発生していないときには，回路電圧は全部イグナイトロンの陽極-陰極間に加わり，これと同時にイグナイタを通じてサイラトロンの陽極-陰極間に加わる．サイラトロンの格子には，常時負のバイアス電圧が加えられているが，ある時点でこの電圧が正になるとサイラトロンは導通状態となり，サイラトロンを通ってイグナイタに電流が流れ，イグナイタをピックアップすることができる．そのためサイラトロンを含めて考えると，イグナイトロンにおける電力増幅率は無限大に近く，また電子管であるため，応答速度はきわめて速く，理想的な制御を行なうことが可能となる．

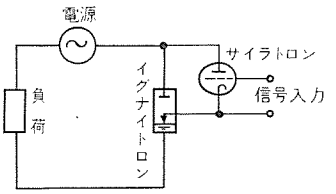


図 2.5 イグナイタ制御回路
Fig. 2.5 Control circuit of ignitor.

3. イグナイトロンを用いた誘導電動機の制御方式

3.1 イグナイトロン無接点スタータ

上記のイグナイトロンを用いて，誘導電動機の起動，停止，逆転を始め定速度制御，可変速度制御など，いろいろの制御を行なうことができる．

図3.1に示すように誘導電動機の固定子の3相またはそのうちの2相に逆並列に接続したイグナイトロンと接続し，このイグナイトロンの点弧を開閉することにより，誘導電動機の無接点スタータとして用いることができる．

また図3.2に示すように，誘導電動機の固定子回路の2相に，ブリッジに逆並列に接続されたイグナイトロンを接続し，このイグナイトロンのうち，aグループに接続されたものとbグループに接続されたものを選択的に開閉することにより，誘導電動機の起動，プラッギングによる停止および逆転を行なわせることができる．すなわちaグループのイグナイトロンを点弧すれば，誘導電動機に U, V, W の相順で電力が供給され，誘導電動機は正方向に回転するが，aグループのイグナイトロンを消弧し，bグループのイグナイトロンを点弧すると，今度は誘導電動機の固定子には W, V, U の相順で相順が逆の電力が供給されるため，誘導電動機はプラッギングによる停止および逆転が行なわれる．

上記の外，起動時にイグナイトロンの点弧遅れ角を徐々に減少させることによって，誘導電動機に加わる電圧の急激な上昇を押え，急激にトルクが誘導電動機，またはこれに結合された機械にかかってこれを損傷しないようにクッションスタートを行なうことも可能である．

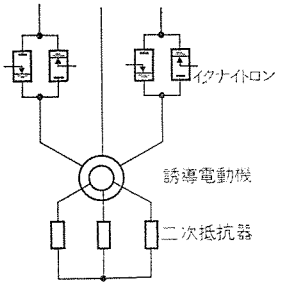


図 3.1 イグナイトロンによる無接点スタータ（一方向運転）
Fig. 3.1 Contactless starter with ignitron. (unidirection drive)

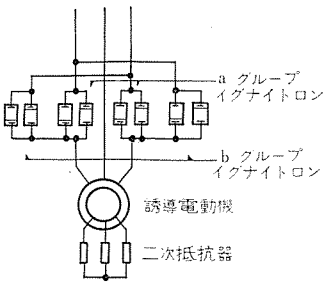


図 3.2 イグナイトロンによる無接点スタータ（可逆運転）
Fig. 3.2 Contactless starter with ignitron. (reversible drive)

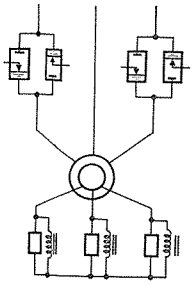


図 3.3 平たんなトルク特性を得るための接続
Fig. 3.3 Connection to obtain a flat torque-speed characteristic.

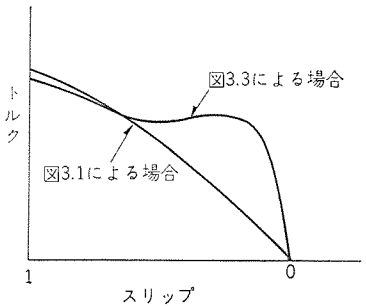


図 3.4 誘導電動機のトルク-スリップ曲線
Fig. 3.4 Torque-slip characteristics of induction motor.

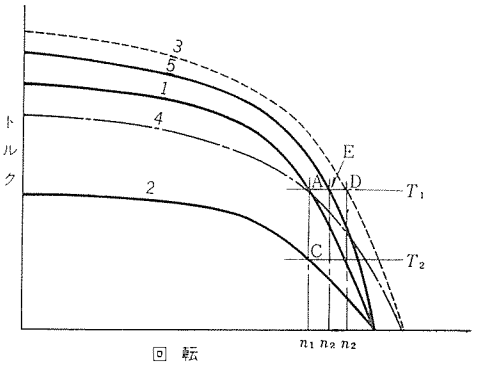


図 3.7 定速運転制御説明図
Fig. 3.7 Explanatory diagram of constant speed control.

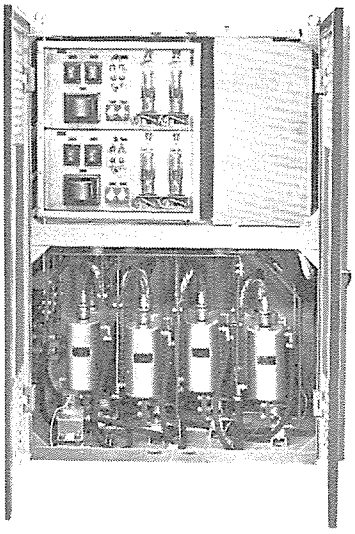


図 3.5 75 kW 誘導電動機用イグナイトロン装置
Fig. 3.5 Ignitron contactor for 75 kW induction motor.

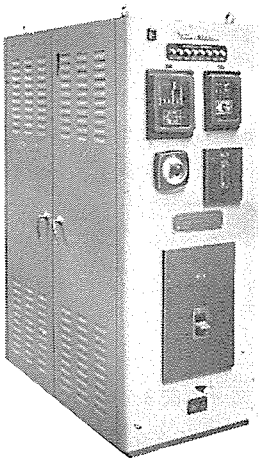


図 3.6 15 kW 誘導電動機用イグナイトロン装置
Fig. 3.6 Ignitron contactor for 15 kW induction motor.

さらにまた，起動時に加わるトルクを増大し，起動電流を減少させる方法としては，図3.3に示すように，誘導電動機の回転子巻線の外部回路に，抵抗器と並列にリアクトルを接続し，二重カゴ形電動機のように，比較的平たんなトルク曲線を得ることもできる．この場合のトルク曲線は図3.4に示すとおりである．

イグナイトロンを誘導電動機の無接点スタータとして用いる方法は，住友金属小倉製鉄所にチルティング装置昇降用およびローラテーブル駆動用として納入し，現在稼動中であるが，図3.5は，チルティング昇降用の75 kWの誘導電動機制御用イグナイトロン装置であり，図3.2の結線方式によって起動およびプラッギングによる停止を行なうものである．図3.6は同チルティングローラテーブル駆動用の15 kWの誘導電動機制御用のイグナイトロン装置であり，これも同じく図3.2のような結線で正転および逆転を行なわせるものであるが，回転子回路に抵抗と並列にリアクトルをそう入しトルク特性を平滑ならしめ，起動トルクを増し起動電流をへらすように考慮されている．

3.2 定速運転制御

誘導電動機を制御するイグナイトロン装置は，これを用いて誘導電動機の速度をも制御することができる．ここでは定速度運転について説明するが，可変速度の場合も同様に考えることができる．

この制御系の動作は，図3.1に示した結線方式において，誘導電動機の速度をパイロット発電機で検出し，これと基準値との偏差でイグナイトロンの点弧角を制御することにより行なわれる．

いま，図3.1を用いて，トルク，電源電圧および電源周波数が変化した場合に，速度を一定に保持する制御について説明する．図3.7はトルク-スリップ曲線であり，縦軸はトルク，横軸はスリップである．この曲線はイグナイトロンの位相制御により，固定子電圧を減少させるに従って高さが低くなる．固定子電圧を増加させると，逆に高さは高くなる．

誘導電動機が，いま負荷 T_1 を負って運転しているときには，そのトルク-スリップ曲線によって定まる n_1 なる回転数で運転を継続する．この状態は図3.7のトルク曲線1のとおりである．この場合，電源電圧，電源周波数，負荷等が変化しなければ n_1 なる回転数（A点）で回転を続けるのであるが，いま，例えばトルクが T_2 のように変化するとトルク曲線1のBに示すように，速度は n_2 に変化しようとする．この場合，n_1 からの速度の変化をパイロット発電機で検出して，イグナイトロンの点弧角を制御し，トルク-スリップ曲線を2のように変化させ，回転数を n_1 に一定に保つ，また電源電圧および電源周波数が変化した場合には，やはりトルク曲線5の

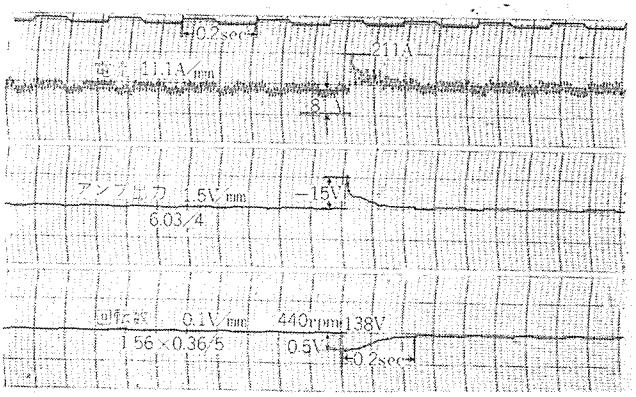


図 3.8 速度制御の過渡特性
Fig. 3.8 Indicial response of constant speed control.

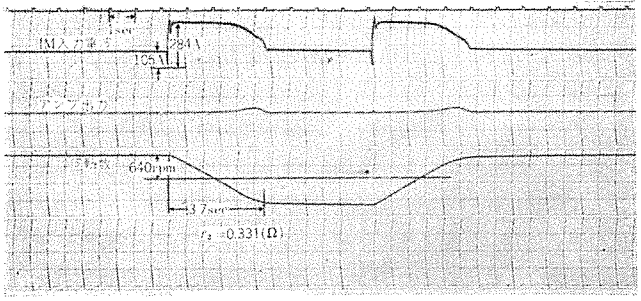


図 3.9 逆転運転特性
Fig. 3.9 Reversing drive characteristics.

E 点および曲線 3 の D 点に示すように，速度が n_2' および n_2 に変化しようとするが，この場合も パイロット 発電機からの信号で，トルク 曲線を，1 および 4 と変化させ，速度を n_1 に一定に保つ．この制御装置の制御精度は，静定時の精度 0.5% 以内，過渡状態からの回復時間は 0.2 秒以内というきわめて良好な制御特性を有するものである．図 3.8 にこの装置による過渡制御特性を示すが，上記の卓越した制御特性を見ることができる．

上記の速度制御は，また回路を図 3.2 のように結線することによって，正転および逆転の両領域を通じて，速度を制御することができる．図 3.9 は速度制御の基準を正から負に変更して，速度を正転から逆転に変化させた場合の オシロ である．またこの場合，速度変更中の速度の変化率を一定にする制御や，逆転時に流れる電流を一定に制御することも容易に行なうことができる．

4. 制 御 特 性

誘導電動機の トルク は近似的に式 (4.1) によって表わすことができる．

$$T=K_1V^2\frac{S}{r_2} \quad \cdots\cdots(4.1)$$

ただし T: 誘導電動機の トルク

K_1: 比例定数

V: 固定子側入力電圧

S: 誘導電動機の スリップ

r_2: 誘導電動機の二次抵抗

制御系は回転体の速度を検出して基準電圧と比較し，偏差を増幅して イグナイトロン を位相制御することにより，誘導電動機の固定子に加わる電圧を制御して，その速度を基準値によって定められたある一定値に保つものである．

制御系の ブロック 線図を作るために，制御系各部の微分方程式を作ると，下記に示す各式のようになる．

$$V=K_2V_sf(\theta) \quad \cdots\cdots(4.2)$$

$$J\frac{dn}{dt}=T-T_L \quad \cdots\cdots(4.3)$$

$$\theta=G(s)n \quad \cdots\cdots(4.4)$$

ただし K_2: 比例定数

$f(\theta)$: θ の関数

θ: 位相制御角

V_s: 電源電圧

J: 回転部の慣性能率

n: 回転部の回転数

T_L: 負荷 トルク

$G(s)$: 制御系の伝達関数

微少変化をとって式 (4.1)～(4.4) を線形化し，基準値に対する比をとって単位化すると，下記に示す各式のようになる．

$$\frac{\Delta V}{V_0}=K_3\Delta\theta+\frac{\Delta V_s}{V_{s0}} \quad \cdots\cdots(4.5)$$

$$\frac{\Delta T}{T_0}=\frac{2\Delta V}{V_0}+\frac{\Delta S}{S_0} \quad \cdots\cdots(4.6)$$

$$K_ms\frac{\Delta n}{n_0}=\frac{\Delta T}{T_0}-\frac{\Delta T_L}{T_0} \quad \cdots\cdots(4.7)$$

$$\Delta\theta=G'(s)\frac{\Delta n}{n_0} \quad \cdots\cdots(4.8)$$

ただし

$$K_3=\frac{f'(\theta)}{f(\theta)} \quad \cdots\cdots(4.9)$$

$$K_m=\frac{J_{n0}}{T_0} \quad \cdots\cdots(4.10)$$

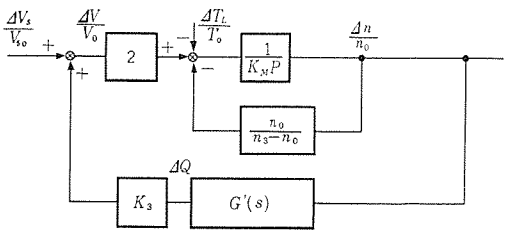


図 4.1 誘導電動機制御系 ブロック 線図
Fig. 4.1 Block diagram of induction motor control circuit.

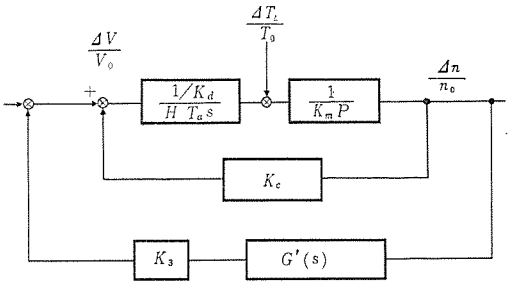


図 4.2 直流電動機制御系 ブロック 線図
Fig. 4.2 Block diagram of DC motor control circuit.

$$G'(s)=G(s)n_0 \quad \cdots\cdots(4.11)$$

ただし s: ラプラス の演算子

$f'(\theta)$: $f(\theta)$ の微係数

また，suffix に 0 のついたものはその基準値を示す．

以上の各式を用いて，その系の ブロック 線図を書きあらわすと，図 4.1 に示すとおりになる．これを図 4.2 に示す静止 レオナード 系の ブロック 線図と比較してみると，次の二つの大きな相違点があるのに気がつく．一つは制御 ループ に主回路の電気的時定数（図 4.2 の T_a）を含まぬことであり，これは制御系を安定化するのに非常に好ましい特性であるということができる．そのため，制御系の特性にそれほどの考慮をはらわないでも，良好な応答速度特性を得ることができる．

いま一つは速度から直接 トルク に負帰還されている伝達関数であり，静止 レオナード 制御の場合には，この伝達関数は速度のいかんによらず，ほとんど一定であるのに反して，この系では速度によって大幅に変化する点であり，この特性は大幅な速度範囲にわたる制御をいささか困難にするが，制御系に時定数が少ないという特性によって大幅な速度範囲にわたる制御も支障なく行なうことができる．

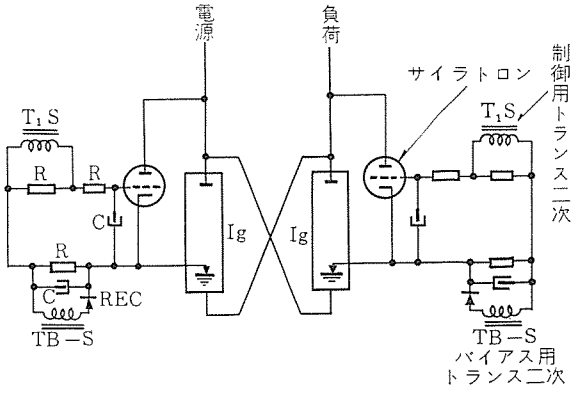


図 5.1 イグナイタ 点弧回路
Fig. 5.1 Control circuit of ignitor.

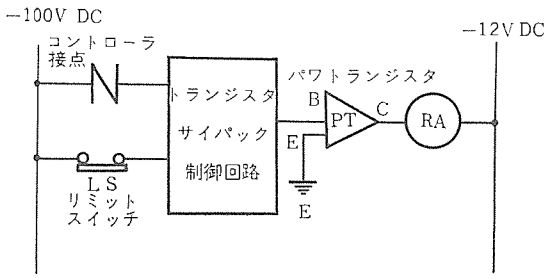


図 5.2 (a) 制御回路 Fig. 5.2 (a) Control circuit.

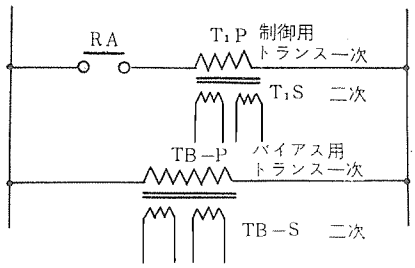


図 5.2 (b) 制御回路 Fig. 5.2 (b) Control circuit.

5. 無接点スタータ制御回路

接点などの接触部分，可動部分をなくすことは機器の寿命，保守の点から有利である．したがって開閉ひん度が非常に高い用途，たとえば チルティングリフト，ローラテーブル などの圧延補機電動機用電磁接触器を イグナイトロン 開閉器（イグナイトロン・スタータ と呼ぶ）に置換すれば寿命が長くなり保守が少なくてすむ．

図 5.1 は一対の イグナイトロン 開閉器を示す．サイラトロン の点弧方式は交流および直流 バイアス 重畳方式の場合を示す．すなわち サイラトロン の グリッド には常時負の直流 バイアス 電圧を，バイアス 用 トランス TB，整流器，RC 回路を通じて印加しておき，これに制御用 トランス T_1 を通じて交流正弦波電圧を重畳させる．この電圧は イグナイトロン 開閉器にかかる電圧より 60 度位相を進ませ，確実に点弧するようにしている．

図 5.2 は交流 バイアス の制御回路で，押し ボタン 開閉器，制御器，制限開閉器などの接点または無接点入力信号で無接点の トランジスタサイパック 制御回路を制御する．

その出力で パワトランジスタ を通し小容量の パワリレー を作動させ，パワリレー 接点で上記の制御用 トランス T_1 の一次側を開閉させている．パワリレー を使用せず無接点化することもできる．

したがって，完全な無接点 スタータ 回路を作ることが可能である．

表 5.1 住友金属納め無接点 スタータ 諸元

	チルティングリフト	ローラテーブル
誘導電動機	75 kW 220 V 60 c/s 575 rpm 352 A F 種絶縁 連続定格 1 台	15 kW 220 V 60 c/s 874 rpm 51 A F 種絶縁 連続定格 2 台
使用ひん度	16 回/分	15 回/分
負荷時間率	37.5% 6.8 回転	18.8%
起動指令正逆転	手動制御器	手動制御器
逆転制動指令	制限開閉器	〃
〃 時間	トランジスタ サイパック TD1 要素	トランジスタ サイパック TD1 要素
電動機一次開閉器	イグナイトロン開閉器	イグナイトロン開閉器
〃 二次回路	固定抵抗 逆相制動用電磁接触器併用	固定抵抗 将来並列リアクトル
イグナイトロン	水冷式 MI-1203	水冷式 MI-1053
電磁ブレーキ 制動トルク 電圧	直流分巻ブレーキ 120 kg-m 100 kW sec/min DC 220 V 2.5 A 連続定格	交流ブレーキ 15 kW 用 AC 220 V 3φ 60 c/s 連続定格

住友金属納入 イグナイトロンスタータ 定格は上表のとおりである．

チルティングリフト は手動制御器を用いた寸動操作と正常運転操作ができる．

寸動操作の場合は逆相制動なしであり正常運転操作は手動制御器により起動加速し，あらかじめ調整された位置で減速機に取付けた制限開閉器が減速指令を発し逆相制動および電磁制動機による機械的制動がかかる．正逆転は手動制御器の操作によって行なう．

逆転制動の時間は トランジスタサイパック 限時要素 TD1 を使用し，可変抵抗および コンデンサ の組合わせによって 0.1～0.35 秒，0.3～1.05 秒の範囲で可調整であるから，減速指令用制限開閉器の調整とともに逆相制動の時間を変えて運転時間および所要回転（または所要 ストローク）を容易に調整しうる．

切換装置を付けて既設電磁接触器および制御回路と切換えて使用が可能である．

6. むすび

上述のように イグナイトロン 開閉器を誘導電動機の制御に使用すれば良好な制御特性が容易に得られ制御系も安定である．

また無接点 スタータ として従来の電磁接触器以上の寿命を有し，保守が簡単であり騒音が少なく火花を出さないなど種々の長所を有しており，工業分野に広く使用されることが期待される．

最近における社外講演一覧

年月日	主催または開催場所	演題	講演者	所属場所
37-10-16	化学会・物理学会	網目構造をもつ高分子における分子鎖 セグメント の易動性分布	柴山恭一	研究所
37-10-16	計測自動制御学会	伝達関数測定問題の哲学的考察	竹内秀憲	研究所
37-10-16	計測自動制御学会	伝達関数測定の諸要因	福永圭之介	研究所
37-10-19	計測自動制御学会	自動平衡系の不安定現象	吉山裕二	研究所
37-10-5	日本金属学会	鉛フェライトに於ける異状膨張	綱島芳和	大船
37-10-17	計測自動制御学会	磁心トランジスタによる PWM 形	大野栄一	研究所
		A-D 変換器最適化制御における探索信号法と試行法の比較	阪尾正義	
37-10-17	計測自動制御学会	火力発電所の計算機用コンパイラ	外山守城	研究所

可搬点溶接機

室賀　淳*・馬場利彦*

Portable Spot Welders

Itami Works　　Jun MUROGA・Toshihiko BABA

Increasing demand for modernized methods in metal fabrications has been the driving force behind the development of the resistance welding.

Especially, of various types portable spot welders have been most widely used in the automobile industry which is on the high road of expanding production with the recent boom in motorization. Mitsubishi has kept basic study on the resistance welders as well as the production of Ignitron and Thyratron tubes for the welder control. As a result, a new type of portable spot welders have been developed to meet the requirements of the industry with conveyer production lines. Herein is given a brief description on the new product.

1. まえがき

近年板金溶接作業の合理化，高能率化を目的として，あらゆる分野において抵抗溶接はますます重要な位置を占めつつある．可搬点溶接機は抵抗溶接機の一分野として，戦後とくにモータリゼイションブームによって増産いちじるしい自動車工業において，車体の溶接に全面的に用いられている．当社ではイグナイトロン，サイラトロンなど溶接機用放電管の生産とともに抵抗溶接機の基礎的な研究を続けた結果，コンベヤで多量生産される自動車工業の要求にマッチした，わが国ではじめての新しいタイプの三菱可搬点溶接機を開発し国内自動車メーカに多数納入した．ここでは可搬点溶接機の電機品について紹介する．

2. 可搬点溶接機の概要

一般の抵抗溶接機いわゆる定置式溶接機は，溶接機を床に据付け固定し被溶接物を移動して溶接するのに対し，可搬点溶接機は被溶接物を固定し溶接機を移動させて溶接作業を行なうようにしたもので，被溶接物が，大形構造物，組立治具を用いるような溶接物に用いられる．

可搬点溶接機の構成は図2.3に示すように，ガン，二次ケーブル，溶接機本体，タイマの四つの部分からなり，ガンは直接溶接する個所で電流をチップに通じ，かつ加圧力をチップに加える機能を備えている．二次ケーブルは溶接変圧器からガンへ溶接電流を通ずるもので，作業性の面から可トウ性に富む単心（2線式）または複心（キックレス式）の水冷ケーブルが用いられる．溶接機本体は一般に天井からつり下げて用いられ，溶接機電源電圧を溶接に必要な低圧に変える溶接変圧器とともに，ガンの加圧に必要な空気または油圧系制御器具を備えている．タイマはガンに加圧力を加える期間，溶接電流の通電期間および必要に応じ溶接電流の波形

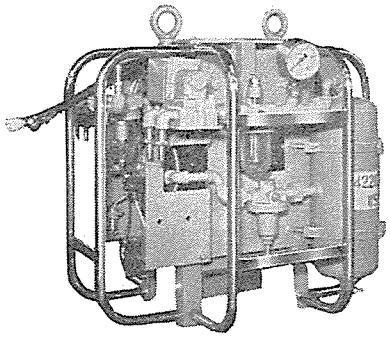


図 2.1　溶接機本体
Fig. 2.1　Portable spot welder.

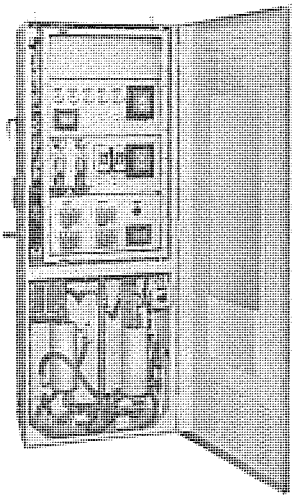


図 2.2　タイマ
Fig. 2.2　Timer.

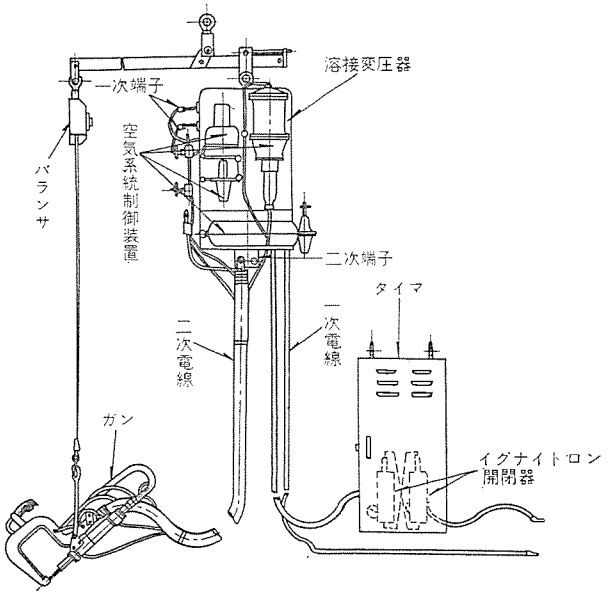


図 2.3　可搬点溶接機の構成
Fig. 2.3　Construction of portable spot welder.

* 伊丹製作所

および大きさを制御する．可搬点溶接機の可搬性は二次 ケーブル の長さを半径として移動できるが，多くの場合，溶接変圧器を天井走行 レール によって移動できるようにし行動範囲を広げて用いられている．

一般に可搬点溶接機として満足させるべき事項として，下記がとくに要求される．

（1） 小形軽量であること．

（2） 安定に均一な溶接ができること．

（3） 故障が少なく，保守の容易なこと．

3. 溶接変圧器

3.1 溶接変圧器

溶接変圧器は一般電力用変圧器と異なり，特異な，しかもか酷な使用条件を満たさねばならず，一方，小形で軽いことが要求されるのでわれわれはつぎの事項について検討した．

（1） 鉄心材料およびその加工方法

（2） 高温に耐える絶縁処理

（3） 冷却方法

（4） 耐衝撃性の向上

方向性 ケイ 素鋼帯は熱間圧延ののち，冷間圧延された ケイ 素鋼板であって，適当な熱処理を施すことにより圧延方向の磁気特性がきわめてすぐれており，このことは積極的な鉄心重量の節減をもたらし，鉄心断面積の減少は巻線平均長が短くなることから導体の節約になる．図 3.1，図 3.2 に無方向性と方向性 ケイ 素鋼板について磁化特性と磁束密度と鉄損値について比較を示す．圧延方向にのみ損失の少ない冷間圧延された積層鉄心のすぐれた磁気特性を完全に利用するために，現在，C コア とも呼ばれる切断巻鉄心と，D コア とも呼ばれる斜角切断した積層鉄心の二つの方法がある．これらはおのおの特長があり，一般に C コア は高度の加工および処理技術を必要とするが，注意して製作された C コア は D コア より磁気特性は若干すぐれている．図 3.3 に一例を示す．

一方，溶接変圧器は毎分 100 回程度の使用度数で短絡電流を流すので電磁力による機械的衝撃が大きく，C コア の場合，接着剤をはじめ締付けに注意しなければならない．溶接変圧器の小形軽量をはかるとき，B 種ないし H 種など耐用温度の高い絶縁物を用いれば良いことは明らかであるが，C コア の場合，鉄心接着剤の耐用温度についての考慮が必要で，図 3.4 に現在用いられている接着剤について温度-強度の関係を示す．100°C を越えると急激に強度が低下し，C コア の場合，H 種を採用することははなはだ困難で B 種が限度である．

つぎに溶接変圧器の二次巻線は低圧大電流であり，導体を小形にするため水冷されるのが普通で，絶縁および冷却上問題となるのは一次巻線である．変圧器としてできるだけ小さい 重量/出力 と寸法の小さいことが要求されるとき，一次巻線の冷却のため冷却 ダクト を設けず，むしろ反対に利用できる巻線 スペース を利用し尽くすことが有利である．一次巻線に発生する熱を水冷の二次巻線に吸収させるために，一次巻線を二次巻線に密着させ絶縁物としては良好な電気的・機械的強度のほか，熱抵抗の低い材料を用いるとともに空 ゲキ を生じないように ワニス 含浸処理を行なっている．

変圧器の インピーダンス は抵抗と漏れ リアクタンス からなり，鉄心および巻線の断面積，組立て法などにより決まるが，小形化をはかり耐用温度の高い絶縁物を用い巻線の電流密度を高くとれば，% インピーダンス が大きくなり一定溶接電流を得るための入力が増大し，一定熱容量の場合使用率が低下する．また，可搬点溶接機は長い二次 ケーブル に溶接電流を通じるので，溶接時，入力容量/連続定格容量が一般溶接機に比べ大きく，したがって溶接時に トランス に生ずる電磁力による機械的衝撃も大きいので，一次巻線に裸線を用いるときには注意を必要とする．上述の各項目を検討し，可搬点溶接機 シリーズ を完成したが，重量はこれまでの水冷二次巻線をもった溶接変圧器に比し約半減させることができた．この シリーズ の溶接変圧器はつぎに述べる磁気飽和現象とも関連し，溶接

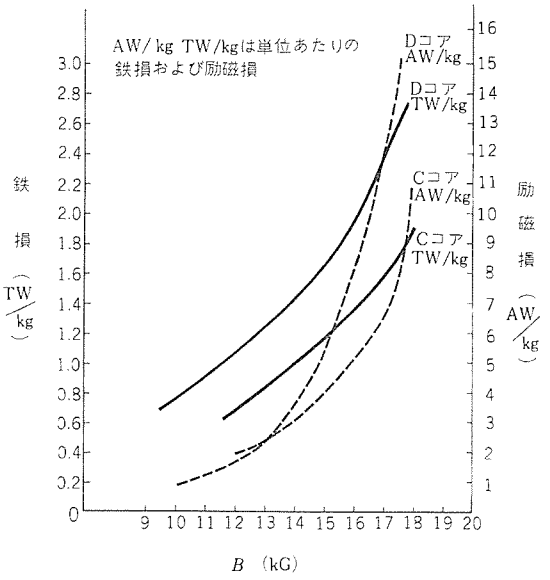
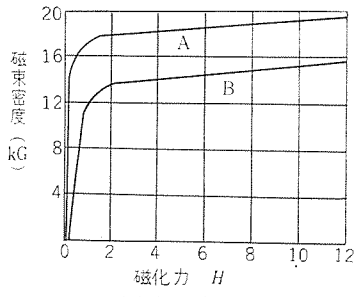


図 3.3 鉄心特性曲線

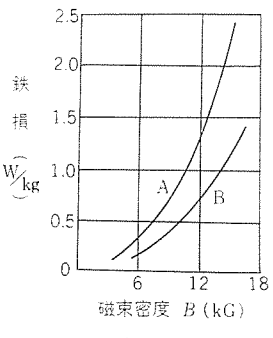
Fig. 3.3 Core characteristics of C D core.



A： 方向性ケイ素鋼板
B： 無方向性ケイ素鋼板

図 3.1 磁化特性曲線

Fig. 3.1 Magnetization curve.



A： 無方向性ケイ素鋼板
B： 方向性ケイ素鋼板

図 3.2 鉄損曲線

Fig. 3.2 Iron loss curve.

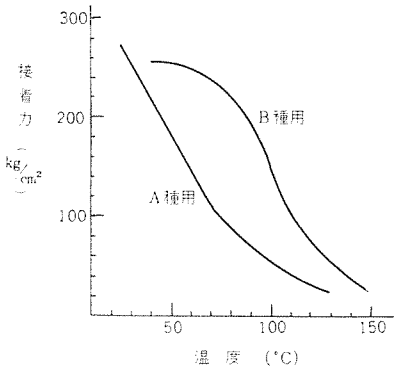
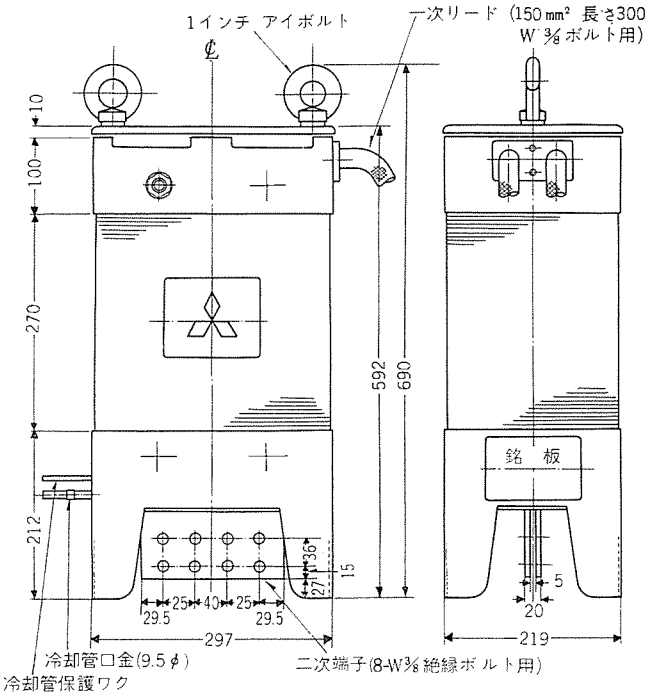


図 3.4 接着力の温度特性

Figg. 3.4 Temperature characteristics of jointing compound.



形　式	WS-75P	B 種絶縁	水冷式		
定格容量	75 kVA	50% 使用率		定格一次電圧	400 V
最大入力	260 kVA	4% 使用率		定格周波数	60 c/s
最大負荷電流	12,000 A			最大平均時間	30 min
				概算重量	140 kg

図 3.5　可搬点溶接機用変圧器
Fig. 3.5　Welding transformer.

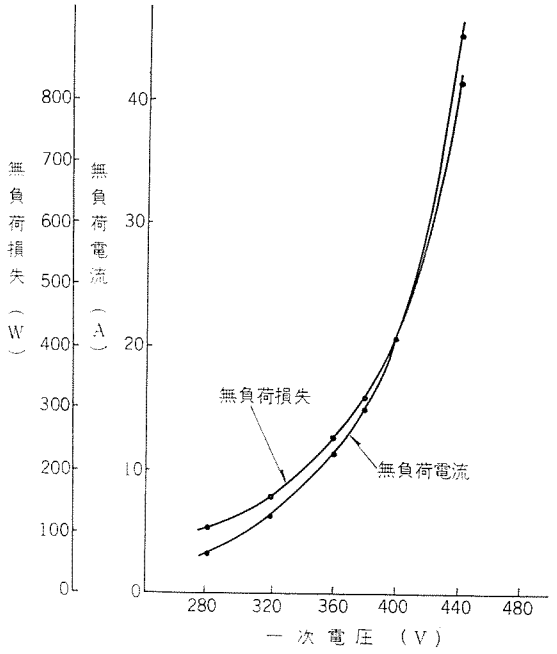


図 3.6　無負荷電流および無負荷損失曲線
Fig. 3.6　Exciting current and iron loss curve.

電流調整のための タップ は設けず，タイマ によって電流調整を行なっている．一例として，50% 使用率 75 kVA の溶接変圧器について外形寸法，定格，試験結果を図 3.5 以降に示す．これは JIS C 9308 の 3 形に該当するもので，鉄心は D コア，B 種絶縁を施してあり，二重 ガラス 巻線を用いた一次巻線は水冷二次巻線に サンドイッチ 形に組立て，効果的な冷却と インピーダンス の低下をはかっている．二次 ケーブル は JIS に規定する 200 mm² 2,000 mm 2 線式より，作業性に富む 180 mm² 2,500 mm² 程度が使用される場合が多く，また負荷時電源電圧も 180 V または 380 V を守られ

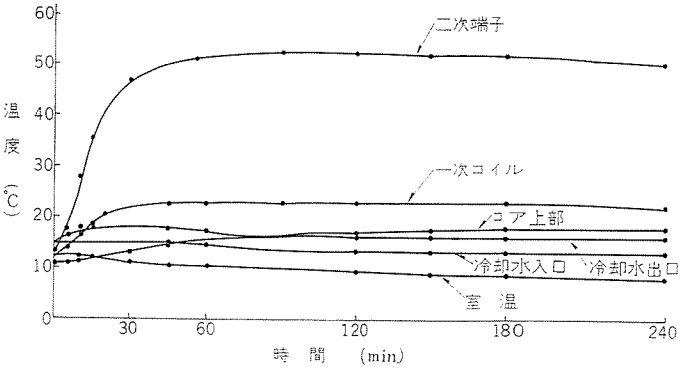


図 3.7　温度上昇曲線
Fig. 3.7　Heat run curves.

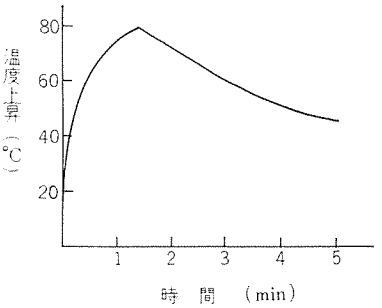


図 3.8　変圧器熱時定数曲線
Fig. 3.8　Thermal time constant curve.

表 3.1　溶接二次電流

ケーブル	負荷	二次電流 (A)
キックレス 180 mm² 2.5 m	JIS 標準 300×400	14,000
〃	250×240 C 形ガン	13,600
〃	H 形ガン	13,600
2 線式 180 mm² 2.5 m	250×240 C 形ガン	12,500
2 線式 100 mm² 2.5 m	300×100 C 形ガン	10,210
〃	H 形ガン	10,000
キックレス 150 mm² 2.5 m	JIS 標準 300×400	13,500

ぬ例が多いので，無負荷二次電圧は余裕を取って高くしている．励磁電流は最大電流の 5% 以内と規定され，400 V で使用の場合

$$(12{,}000\ \mathrm{A}/18.6)\times 00.5 \fallingdotseq 32\ \mathrm{A}$$

32 A が許容値となる．図 3.7 は許容使用率で連続溶接したときの温度上昇を示すもので，一次巻線 80°C，二次巻線 95°C の規定限度に対し，十分低い値である．この点余裕が多いように考えられるが，前述のように，電流密度を高く取ると % インピーダンス が大となり，溶接時入力が増大し許容使用率が低下するので使用率からの制限と，一方，水冷式変圧器の冷却効果は水量，水質によって変動し，水圧の低下および冷却 パイプ に付着する スケール により冷却効果減退，一次巻線の熱時定数など考慮したものである．表 3.1 に各種 ケーブル と ガン を組合せた場合の最大短絡電流を示す．

間欠通電する溶接変圧器の定格容量は 50% 使用率で表わすように統一されているが，最大短絡電流 12,000 A 通電時の許容使用率 β_N は次式で算出される．

$$\beta_N=\left(\frac{\text{定格容量}}{\text{最大入力}}\right)^2\times 50\%=\left(\frac{75\ \mathrm{kVA}}{400\ \mathrm{V}\times 12{,}000\ \mathrm{A}/18.6}\right)^2\times 50\% \fallingdotseq 4.3\%$$

任意の溶接電流 I_x に対する許容使用率 β_x は

$$\beta_x=4.3\times\left(\frac{1{,}200}{I_x}\right)^2$$

ここに使用率とは継続負荷した場合の負荷時間と全時間の比の百

分率である．実際には，たとえば自動車の車体を溶接するとき溶接は1ないし3分間高速度で，すなわち高使用率でなされるが，1台の溶接が完了しつぎの車体を治具にセットする間，溶接機は休止することとなる．したがって最高使用率で溶接機容量を決定すれば，不経済であり，また与えられた溶接機を最大限に使用するためにも，溶接変圧器の熱時定数から決まる上述の全時間，すなわち最大平均時間を求めなければ使用率そのものもあいまいなものとなる．図3,8は最大短絡電流を連続通電し，巻線温度上昇時と冷却時の熱時定数を求めたもので，約80秒で一次巻線は80°Cの温度上昇となっている．したがって図3,7の連続溶接時の温度上昇とあわせ，この場合最大平均時間は 80 秒÷0.043≒1860 秒≒30 分と見なせ，この種溶接変圧器として適当な値である．

4. タ イ マ

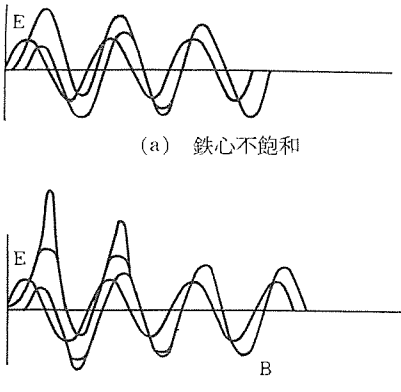
4.1 主開閉装置

溶接電流を開閉するのに電磁接触器またはイグナイトロンを2本逆並列接続にした開閉器が用いられるが，1日 5,000 回ないし15,000回の非常な高使用度で大電流を開閉するのには，イグナイトロンがすぐれていることは明らかである．ただ問題は高磁束密度の小形溶接変圧器を用いた高速度溶接機では，電流の開閉に伴う過渡現象および残留磁束の影響を無視するわけにはゆかない．図3,1で明らかなように，鉄心の飽和が急しゅんで飽和したときのピーク電流は定常電流の10倍以上に達し，イグナイトロン，電源などに悪影響を与える．過渡現象は開閉する位相によって異なり，電圧最大値付近で閉じられたとき最も少ない．溶接時の過渡電流は二次回路のインピーダンスと抵抗によって決まり，図4,1のように数サイクル以内に減衰し，定常状態にもどる．過渡電流の時定数は60サイクルについては

$$T_c=\frac{1}{377}\sqrt{\frac{1}{PF^2}-1} \qquad PF=力率$$

で表わされ，力率 0.30 の時減衰時間（$3T_c$）は 1.5 サイクルである．このとき生じた直流分により鉄心が飽和すれば，図 4,1（b）のように大電流が流れる．また溶接電流をシャ断したときの残留磁束の方向とつぎに印加される磁束の方向が問題となり，同方向の場合，大なるピーク電流が流れるので，高速度溶接する場合，溶接変圧器に最初加わる電圧の極性とともに残留磁束の減衰を早くすることに注意せねばならない．上述の現象を防止する手段としてつぎの項目があげられる．

（1） 溶接電流の最初の半サイクルは深く制御すること．



（a） 鉄心不飽和

（b） 鉄心飽和

図 4,1 一次過渡電流
Fig. 4.1 Primary transient current.

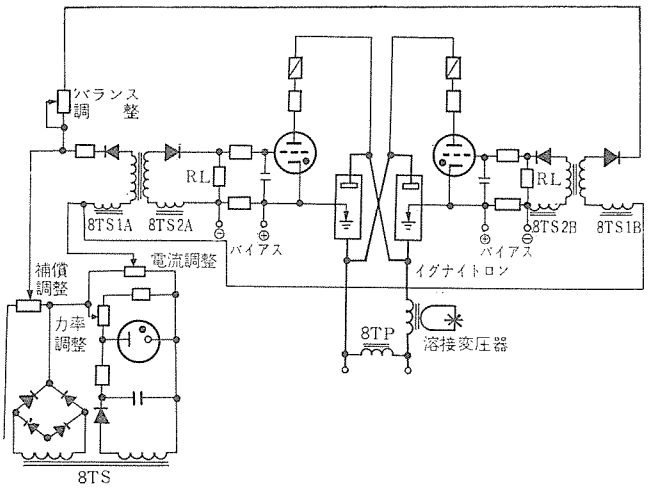


図 4,2 同期式イグナイトロン開閉器（電圧補償装置付）
Fig. 4.2 Synchronous ignitron contactor with voltage compensator.

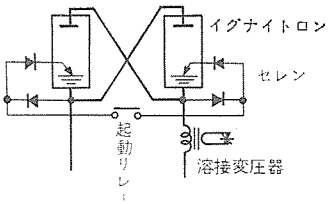


図 4,3 非同期式イグナイトロン開閉器
Fig. 4.3 Non synchronous ignitron contactor.

（2） 溶接電流波形は休止期間のない連続波形がよい．

（3） ガンのティップは1回の溶接ごとに開くこと．

（4） 100Ω以上の抵抗を溶接変圧器一次に入れること．

（5） ガンは溶接電流通電前に十分加圧すること．

イグナイトロン開閉器に同期式（図4,2）と非同期式（図4,3）があり非同期式は回路が非常に簡単なので現在多数用いられているが，下記の理由で同期式を採用した．

a. 非同期式は過渡現象による影響が大きい．

b. 同期式はイグナイトロンの位相制御により溶接電流の調整（ヒートコントロール）ができるが，非同期式ではできないので溶接変圧器にタップを設ける必要があり大形となり，不経済になる．

c. イグナイトロン制御回路に速応性磁気増幅器を用いて，電源電圧変動による影響を補償することができる．

4.2 イグナイトロン制御回路

イグナイトロンで制御される溶接変圧器に印加される交流電圧は次式で表わされる．

$$E_0=KE_s(1+\cos\alpha)$$

E_s：電源電圧，$\cos\alpha$：イグナイトロンの位相制御角

位相制御角が従来の溶接機のように一定ならば，電源電圧の変動に比例して溶接電流も変動する．被溶接物の発熱量は電流の自乗に比例するので，電源電圧の変動は溶接強度に大きい影響を与える訳である．図4,2に方形波ヒステリシス鉄心を用いた電圧リセット形磁気増幅器を使用した制御回路を示す．イグナイトロンは逆並列に結ばれ，各々は点弧用サイラトロンによって陽極点弧方式で制御される．点弧管の格子回路はバイアス電圧とともに磁気増溶器の出力抵抗 R_L が結ばれるので磁気増溶器の出力電圧により，イグナイトロンは制御される．図4,4は電圧補償の原理を示すもので，交流電圧 E_R は磁気増幅器に印加するリセット回路の電圧で，図4,2の

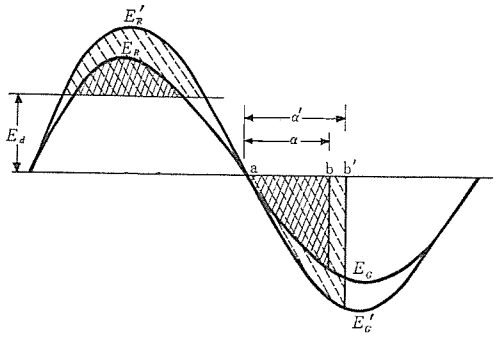


図 4.4 電圧補償原理図
Fig. 4.4 Principle of voltage compensator.

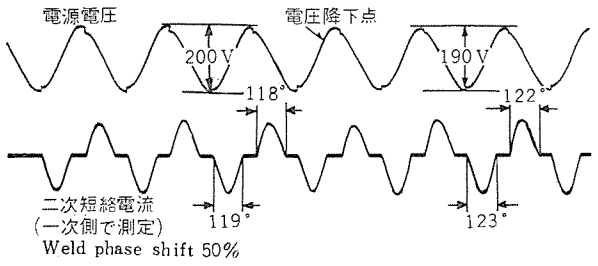
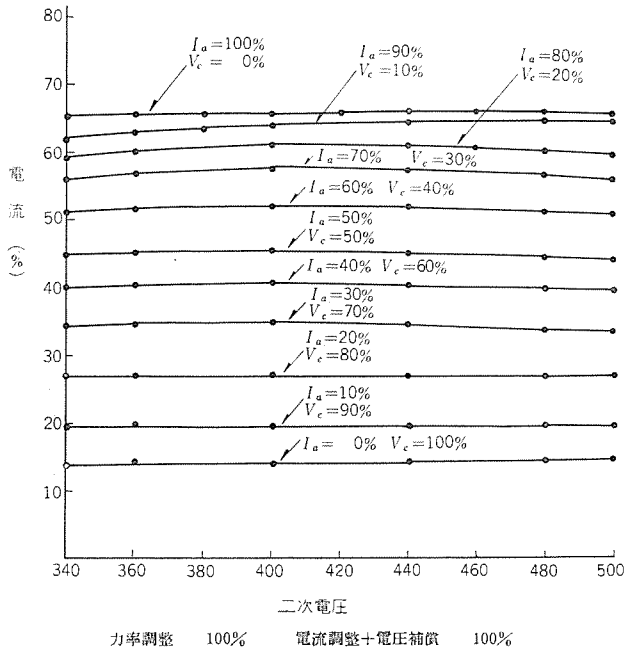


図 4.5 電圧補償特性
Fig. 4.5 Voltage compensator characteristics.



4.6 溶接電流補償曲線 (1)
Fig. 4.6 Voltage compensator characteristics.

8TS1A または 8TS1B と電圧補償調整抵抗の出力電圧の和であり，直流電圧 E_d は電流調整抵抗の出力電圧である．E_G は磁気増幅器出力 ゲート 回路に加わる 8TS2A または 8TS2B の電圧である．磁気増幅器は リセット，ゲート 両回路に整流器があり，かつおのおのの電源 トランス の極性を図 4.4 のように選んであるとき，リセット の半 サイクル で磁気増幅器の鉄心が リセット される量は図 4.4 の左の斜線の部分となり，これは出力の半 サイクル の鉄心に吸収される電圧の平均値と等しいため図 4.4 の右の斜線の部分と等しく b 点が出力抵抗 R_L の立上り点となる．このとき，電源電圧が変動すると，磁気増幅器の供給電圧は変動するが，直流電圧 E_d は定電圧放電管によって一定に保たれるので，いま図 4.4 の E_R が E_R' と変化したとき，リセット の半 サイクル で リセット される量は左の斜線のようになり，前に比べ多くなる．図 4.4 の左右斜線内の面積は等しいので，出力の半 サイクル で飽和する点が遅れ，この分だけ出力電圧は位相制御され電圧変動を補償する．このとき補償率は位相制御角によって異なるので，これを補償するため，リセット 回路は一定の直流電圧源と電源電圧により変動する直流電圧源より構成し，両者の比率を位相制御角によって変えて補償率を調整している．磁気増幅率は電圧 リセット 形であり，補償作用の遅れ時間は半 サイクル であるので溶接機のようにごく短時間の動作を補償するのに好適である．図 4.5 は制御回路の応答速度を示す オシロ であり，図 4.6 は電源電圧変動の補償効果を示す試験結果である．

4.3 シーケンス

シーケンスタイマ は ガン に加わる加圧力の時間と溶接電流の時間と時期を決めるもので，四つの時限要素をもち，おのおのの時限と電流，加圧力の関係を図 4.7 に示す．四つの時限要素は 5 本の小形サイラトロン (1G50A) を用いた全電子管回路で，格子回路の C·R の時定数により任意の時間を正確に計数する同期 タイマ である．高速度の溶接を行なうとき便利な自動くり返し (Repeat Control) 中途はんぱな溶接を防止する自己保持 (Non Beat Control) などを備え溶接作業の便をはかっている．図 4.8 は シーケンスタイマ の ブロック 線図，図 4.9 に原理図を示す．図 4.9 において 1C, 1P は時限要素で，1P を変えることにより 1TU が通電してから 2TU が通電するまでの時間を調整できる．この基本回路を簡単に説明すると，2TU の陽極が負電圧のあいだ 1C は 1TU の陽極 3 より 2TU の格子を通じて充電され，この電圧は 2TU に バイアス としてはたらき，2TU は放電できない．1TU を何らかの方法で放電させると 1TU の陽極 3 はほぼ陰極 1 と同電位となり 1C の充電はとまり，1P を通じて放電し，1C が十分放電したとき，2TU は放電する．1TU の管内電圧降下は 2TU の放電を安定するようにはたらく．つぎに溶接 シーケンス は図 4.8 においてつぎのようにはたらく．ハンドスイッチ を閉じれば 1TU が放電し，電磁弁が付勢され，ガン は加圧されると同時に圧接時間が始まり，時限がたつと 2TU が放電する．2TU は通電時間の計数を始めるとともに，4TU を放電させ，4TU は イグナイトロン 回路へ信号を出し イグナイトロン を点弧させる．通電時間の後 3TU が放電す

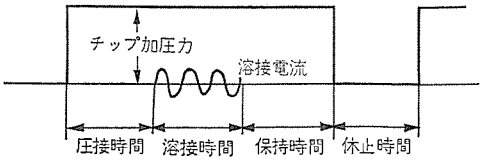


図 4.7 溶接 シーケンス
Fig. 4.7 Welding sequence.

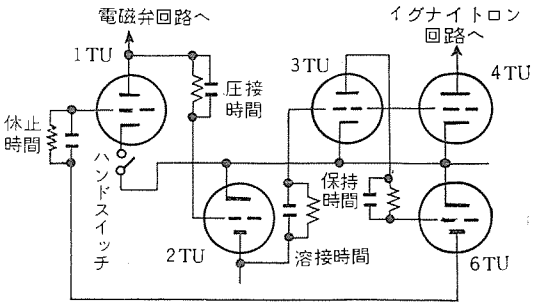


図 4.8 シーケンスタイマ，ブロック 線図
Fig. 4.8 Block diagram of sequence timer.

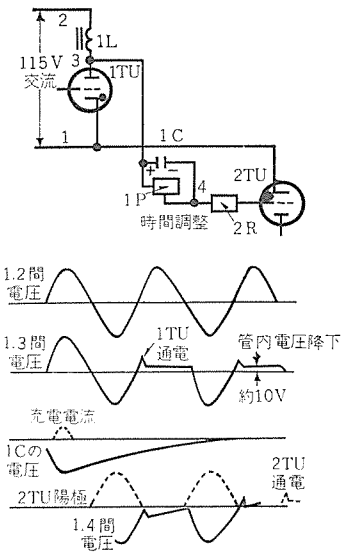


図 4.9 基本回路
Fig. 4.9 Basic circuit.

れば 4TU の放電をやめるとともに保持時間が始まり，その後 6TU が通電し，休止時間の時定数回路を充電するとともに 1TU の通電をやめ，順次全 サイラトロン を リセット し，休止時間の後くり返しに リセット してあれば，再び 1TU は放電する．このように高速度のくり返し溶接する場合，溶接 シーケンス 中に動作する継電器はなく全電子管により正確に制御される．このような時定数回路と放電管を用いた タイマ で問題になるのは時間精度と リセット 時間と放電管の劣化，格子特性の変化および電源電圧の変動による時間の変動である．図 4.9 において リセット 時間すなわち 1C の充電時間は格子を損傷しない程度に格子抵抗を始め，電源 トランス などの充電抵抗を小さく選び，半 サイクル で充電するようにすればよい．時間変動の原因としては，電圧変動によるのが最も影響が大きい．溶接機は短時間大電流を流すので，電源電圧の影響を受ける場合が多いが，平均電圧が定格に保たれれば，放電管の寿命にはあまり関係しない．精度について NEMA 規格によれば下記のとおりである．(60 サイクル のとき)

調整範囲	許容誤差
1～15 c/s	0 c/s
16～30	1
31～40	2
41～60	3

くり返し精度は電源電圧の変動が ±10% 以下のとき，平均値よりの バラツキ が 1～5 サイクル では $\pm 1/2$ サイクル，6～10 サイクル では 1 サイクル，11 サイクル 以上はその ±10% となっている．図 4.9 において コンデンサ の端子電圧 v は

$$v=v_0\varepsilon^{-\frac{t}{CR}} \quad \cdots\cdots(4.1)$$

v_0: 充電電圧

$$\frac{dv}{dt}=-\frac{1}{CR}v_0\varepsilon^{-\frac{t}{CR}} \quad \cdots\cdots(4.2)$$

$$\frac{dv}{dt_c}=-\frac{1}{60}\frac{v_0}{CR}\varepsilon^{-\frac{t}{CR}} \quad (60\text{ c/s について})\cdots\cdots(4.3)$$

$$\frac{dv}{dv_0}=\varepsilon^{-\frac{t}{CR}} \quad \cdots\cdots(4.4)$$

式 (4.2) は時間についての変化率，式 (4.3) は 1 c/s に対しての変化率を示し，式 (4.4) は電源電圧変化についての コンデンサ 端子電圧の変化率を示す．したがって限時回路素子の選定には，放電管の格子特性の幅を考慮して v_0 および t/CR を選定し，安定な動作をさせねばならない．この タイマ では

$t/CR\fallingdotseq 2.3$，$v_0\fallingdotseq 140$ V に選んだが $t_c=15$ c/s に対して

$$\left[\frac{dv}{dt_c}\right]_{t_c=15}=-\frac{1}{60}\frac{140}{112\times10^{-3}}\varepsilon^{-2.3}\fallingdotseq -2\text{ V}$$

$$\frac{dv}{dv_0}=\varepsilon^{-2.3}=\frac{1}{10.5}\fallingdotseq 0.1$$

10% 電圧変動した場合

$$140\text{ V}\times\frac{10}{100}\times0.1=1.4\text{ V}$$

サイラトロン 1G 50A の格子特性の幅から推定して $[dv/dt_c]>2$ V なら安定な動作が期待できるので，15 サイクル 以内では誤差は 0 にできる．また一方，電圧変動 ±10% に対して

$$\frac{dv}{dt_c}=\frac{dv}{dv_0}$$

の条件では $t_c\fallingdotseq 21$ c/s になるので 20 サイクル で 1 サイクル 程度変動することになる．主として軟鋼板を溶接する可搬点溶接機用 タイマ としては十分な値と考えられる．

5. むすび

以上述べたように方向性 ケイ 素鋼板および磁気増幅器など，従来溶接機に用いられていなかった材料や回路を応用した可搬点溶接機について述べたが，これらはあらゆる抵抗溶接機に応用できるものであり，とくに電圧補償装置は抵抗溶接機の理想へ一歩近づいたものである．今後も自動車，車両，家庭電気品などあらゆる工業分野で生産性の向上が望まれ，その一端をになう抵抗溶接機について，改良，開発を続け工業界の要望に応ずる心算である．

稿をおわるにあたり積極的なご協力と助言を賜わった当社電機部および伊丹製作所電機製造部長をはじめ関係者の方々に深く謝意を表する次第である．

参考文献

(1) NEMA, Resistance Welding Control, 1C2-1960.
(2) JIS C 9308 可搬点溶接機
(3) R.C. Mierendrf: Transient problems with high flux density transformer in welding application, W.J. Mar. 1956.
(4) Karl Kleb: Moderne Widerstandsschweisstransformatoren, AEG-Mitteilungen 46 (1956) 9/10.
(5) 荻野・清水: 三菱 C コア，「三菱電機」，35 (昭 36).

UDC 539.12…18.621.384.6

大電流イオン源

上島千一*
今村 元** ・ 上山善司** ・ 細道練一**
後藤正之***

A High Current Ion Source

Senichi KAMISHIMA
Gen IMAMURA・Yoshiji UEYAMA・Renichi HOSOMICHI
Masayuki GOTŌ

Mitsubishi Atomic Power Industries, Incorporated
Mitsubishi Electric Manufacturing Co., Research Raboratory

A high current ion source has come into demand recently for use in accelerators as ion injectors for a neutron generator, experimental fusion reactor (D.C.X) and high energy accelerators. A 30 mA ion source has been built for experiments in Engineering and Research Laboratory of Mitsubishi Atomic Power Industries, Inc. This article gives description of the construction, principle and operating characteristics of this device, which are almost the same as those of the Duo Plasmatron ion source reported by C.D. Moak et. al. Results of experiments are detailed about the operation characteristics, the stability of the source, ion current density generated from this device and mass analysis, revealing that proper selection of parameters enables this unit to operate as a stable ion source.

1. まえがき

ここ 30 年の間に，原子核物理の分野からの要請で発達した各種の粒子加速器に用いられた イオン 源[1]は，それぞれの用途に応じて，所要の性能を発揮させるために改良研究が加えられてきた．最近の高 エネルギ 加速器ではその イオン 源の諸特性のうち，安定な動作とせん鋭な スペクトル が特に要求され，また低 エネルギ 加速器，たとえば中性子発生用加速器および核融合実験装置 (D.C.X) 入射用加速器[2]では大電流 イオンビーム が要求される．このほかに イオン 源の性能として，原子状 イオン，分子状 イオン または正 イオン，負 イオン などを必要に応じて選択的に発生させうること，電力，ガス の経済性，放出 ビーム の質として放出点における発散角と ビーム 径が小さいこと，寿命が長いことなどがあり，これらの要素を適当に考慮に入れて用途に最も適した イオン 源が設計される．最近まで実用されてきた多くの イオン 源を分類すると，主として次の三つに大別される．

（1） 高周波放電形 イオン 源

周波数が 5 Mc～500 Mc 程度の発振器が必要であるが，原子状 イオン の存在比が大きく，かなりの高真空中でも放電が維持できる．放電容器が パイレックスガラス で構造上の弱点となること，および エネルギスペクトル が悪いという欠点を持っている．

（2） P.I.G. 放電形 イオン 源

構造が簡単，堅固で寿命が長く，比較的小形で 1 mA 程度の イオン 流を得ることができるが陰極の表面状態が不安定である．

（3） 熱陰極 アーク 放電形 イオン 源

放電電圧が低く特殊な電源が必要ではないが，フィラメント が必要だから イオン 源の寿命が短いのが欠点である．イオン 流量が大きく，ビーム の エネルギスペクトル が動作電圧の 2～3% 程度であるので質量分析器用の イオン 源として適している．

最近各種の大電流加速器の イオン 源として，Von-Ardenne 形 イオン 源[3] (Duo Plasmatron とも呼ばれている) が開発され，改良研究が行なわれている．ここに報告する イオン 源は出力最大電流 30 mA の重水素分子状 イオン (D_2^+) ビーム を発生させるように設計，試作した Von-Ardenne 形 イオン 源である．

2. 原理と構造

Von-Ardenne 形 イオン 源の原理は熱陰極 アーク 放電を 10^4G 程度の強い磁場内で発生させ，アークチェンバ にできた プラズマ から小さい放出口を通して イオン を連続的または断続的に引き出すもので，アークチェンバ に磁束が集中するよう工夫されている．

図 2.1 は試作した Von-Ardenne 形 イオン 源の断面図である．K は直径 0.5 mmφ の タングステン 線でできた フィラメント，A は モリブデンアノード，I は磁力線を アークチェンバ に集中させるための中間電極である．磁路円筒，アノード 取付 フランジ，中間電極，および フランジ は純鉄でできていて磁路を形成し，励磁 コイル により励磁される．中間電極には フィラメント から放出された電子が通過できる カナール があって，その直径によって アークプラズマ の体積がきまる．中間電極は アークプラズマ と接触して プラズマポテンシャル と相互作用があるから，フィラメント および アノード のいずれからも電気的に絶縁

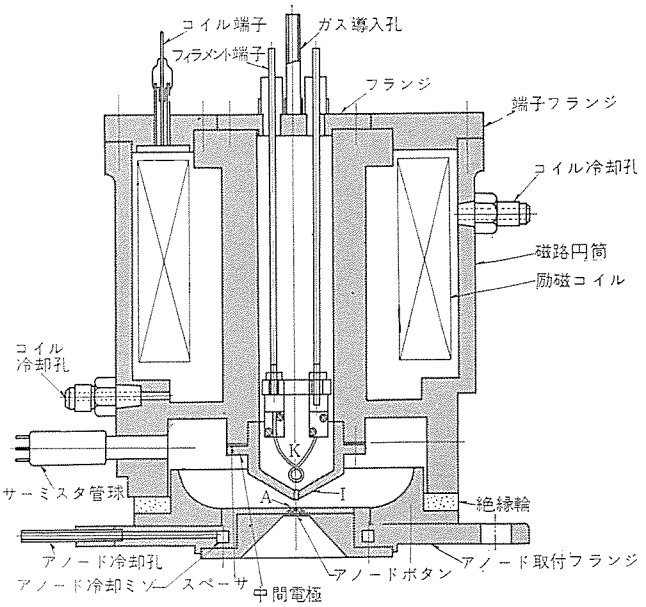


図 2.1 Von Ardenne 形 イオン 源の断面図
Fig. 2.1 Cross section of Von Ardenne type ion source.

* 三菱原子力工業株式会社 ** 三菱原子力工業研究所伊丹分室 *** 三菱電機研究所

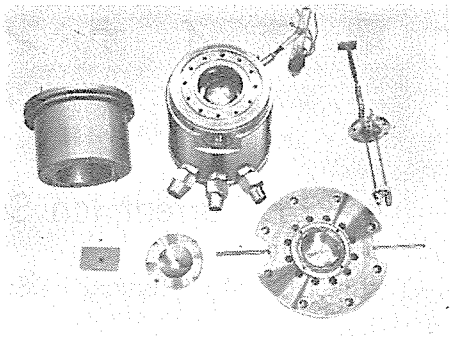


図 2.2 イオン 源構成部品
Fig. 2.2 Component parts of ion source.

されている．アノード と励磁 コイル はそれぞれ別個の冷却口から冷却してある．図2.2は イオン 源の構成部品の写真で，上段左から励磁 コイル，磁路円筒，フイラメント，下段左からアノード，およびその取付 フランジ である．

3. 試 験 装 置

この イオン 源が所要の性能を持つことを テスト するための試験装置は次の五つの部分から成り立っている．

3.1 イオン源用電源

イオン 源用電源は，フイラメント 電源，励磁電源，アーク 用電源，およびパラジウムリーク・ヒータ 電源から成り立っていて，その仕様は次に示すとおりである．

フイラメント 電源	5 V, 30 A (AC)
励磁電源	100 V, 5 A (DC)
アーク 用電源	500 V, 3 A (DC)
Pd リーク・ヒータ 電源	30 V, 3 A (AC)

アーク 用電源は イオン 源の動作を安定にするために定電流装置になっている．アーク 用電源の電流安定化回路の詳細は図 3.1 に示されているが，出力電流に比例した信号で可飽和 リアクトル の インピーダンス を制御することにより電流を安定化している．アーク 放電の等価 インピーダンス を純抵抗負荷に置き変えて テスト した安定化特性曲線を図3.2に示す．負荷電流 2 A までは，負荷抵抗 25～250 Ω の範囲で負荷抵抗に無関係に一定に保たれる．

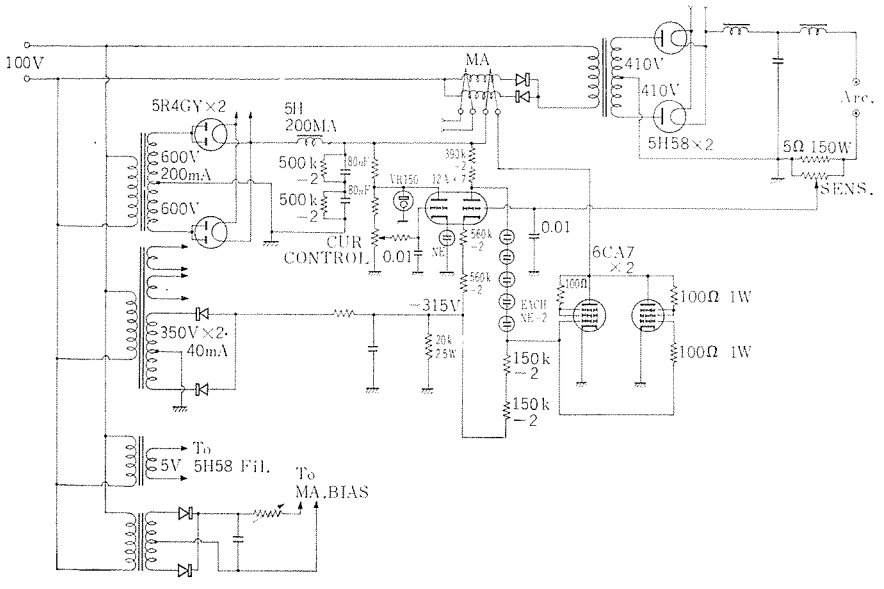


図 3.1 アーク 電源回路
Fig. 3.1 Stabilized arc power supply.

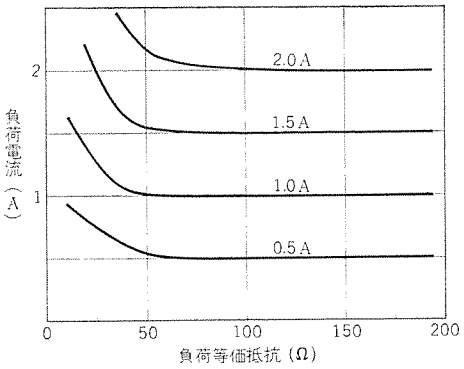


図 3.2 アーク 用電源電流安定特性曲線
Fig. 3.2 Characteristic of stabilized arc power supply.

3.2 加速集束部

イオン 源で発生した イオン を，引出し，加速し，集束するものでその構成および配置を図3.3に示す．引出電極は純鉄または ステンレス 鋼でできていて，イオン 源の アノード から流出してくる中性重水素 ガス によって加速集束空間の真空度が劣化しないような考慮が払われている．加速用電源および集束用電源の仕様は次に示すとおりである．

加速用電源	DC 50 kV_{max} 50 mA_{max}
集束用電源	DC 50 kV_{max} 2 mA_{max}

集束 レンズ は アインツェルレンズ でその焦点距離は 100 mm から無限大まで連続的に変化させることができる．

3.3 検出部

イオン 源から引出され，加速集束された ビーム を分析し，所定の性能をもつ イオン 源として動作していることを確認するための，分析電磁石，分析管および ファラデーカップ を含む部分を検出部と呼ぶ．この部分の仕様は次に示すとおりである．

偏向角	30°
回転半径	110 mm
最大磁束密度	1.5 Wb/m^2
励磁電源安定度	10^{-4}/h

図3.4に示す写真は上から イオン 源，加速集束部および検出部とその架台である．また図3.5は イオン 源，加速集束部および検出部の配線図である．

3.4 排気装置

試験装置全体の排気容積は約 15 l で，1×10^{-6} mmHg まで排気したのち 30cc/h の重水素 ガス を イオン 源に流したとき，加速集束部での真空度を 2×10^{-5} mmHg に保つために 152 mm 排気系を用いた．その構成を次に示し，排気装置の配管 フロックダイアグラム を図 3.6 に示してある．

800 l/s 油拡散 ポンプ 1 台
250 l/s 油回転 ポンプ 2 台
150 mmφ 液体酸素 トラップ

3.5 ガス導入系

30 mA の イオン 流を得るためには，約 30 cc/h の重水素 ガス を必要とするが，将来さらに大きい イオン 流を得る時の予備を含めて，パラジウムリーク を 3 本並列に使用した．図3.7 (a) は Pdリークの配管

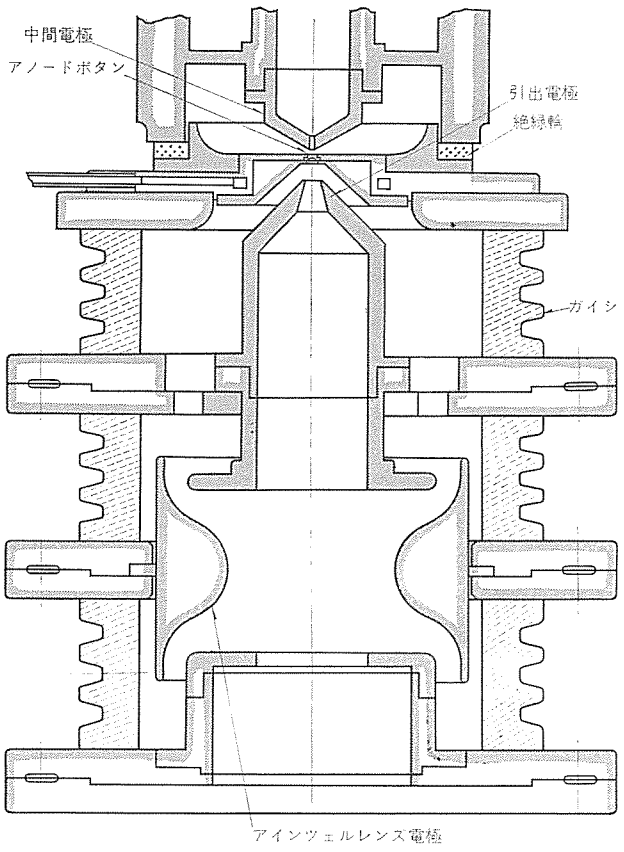


図 3.3 加速集束部の構成図
Fig. 3.3 Construction diagram of focusing system.

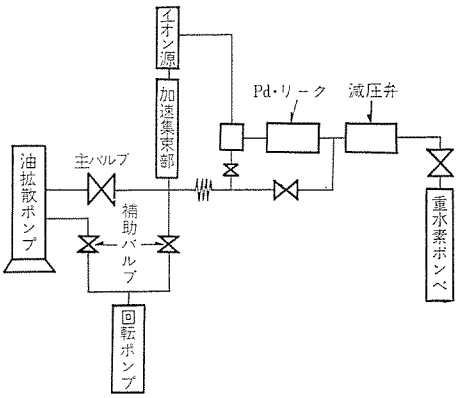


図 3.6 真空系統 ブロック 線図
Fig. 3.6 Block diagram of vacuum system.

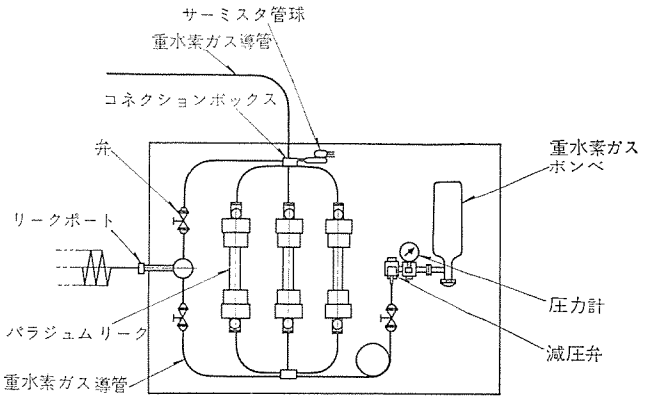


図 3.7 (a) ガス 導入系の配管図
Fig. 3.7 (a) Piping diagram of gas supply system.

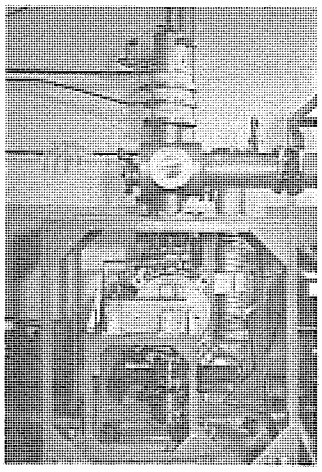


図 3.4 イオン 源試験装置の外観
Fig. 3.4 Outside view of ion source test equipment.

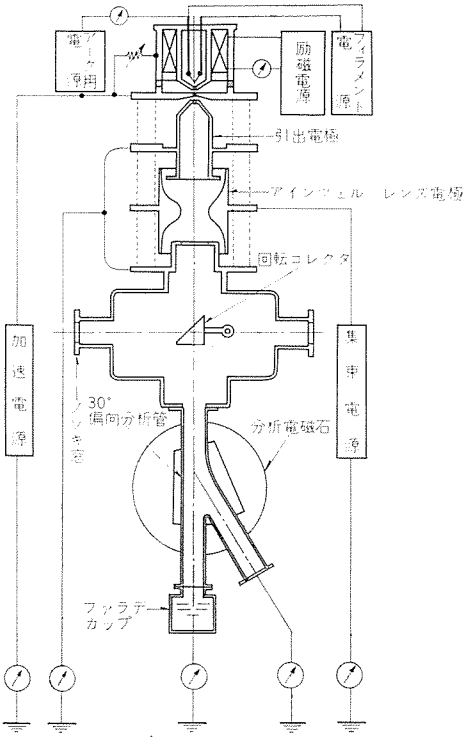


図 3.5 イオン 源試験装置の配線図
Fig. 3.5 Circuit diagram of ion source test equipment.

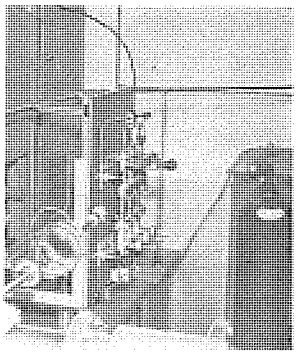


図 3.7 (b) 実際に用いられた パラジウム リーク
Fig. 3.7 (b) Pd・leak assembly in practical use.

図で，図 3.7 (b) は実際に用いられた Pdリーク の写真である．重水素は 3 kg/cm², 1 lの ボンベ から減圧弁を通して Pd リーク の高気圧側に供給され，その真空側への流量を Pd リークヒータ 電流を調節することによって制御している．図 3.7 に示す ガス 導入系全体は耐圧 50 kV の絶縁台の上に組み込まれている．

4. 設計上の問題点

イオン 源およびその試験装置を設計するために考慮しなければならないいくつかの問題点について考察する．

4.1 アノード

イオン 源は中性の重水素 ガス を電子により電離し，発生した プラズマ 中から正 イオン だけを引出すのであるが，アークチェンバ 内で発生する プラズマ は電離度が 100% ではないから，イオン と同時に中性ガスが加速集束部に流れ込み，この部分の真空度を劣化させる．しかし中性 ガス に対する コンダクタンス を悪くすれば，同時に イオン も通過困難になって大電流 イオン 源として動作しなくなるから，アノード の イオン 放射口の設計は イオン 源の性能を左右する．

（1） ガス 効率

プラズマ 境界層における中性 ガス の電離度および プラズマ 中の イオン エネルギ がわかれば，イオン 源の イオン 発生機構における ガス 効率 γ は次式で与えられる[4].

$$\gamma=\frac{1}{1+v^{1/2}\cdot n} \quad \cdots\cdots(4.1)$$

ここで $n=N_g/N_i$ $v=V_g/V_i$

N_i: プラズマ 中の イオン 密度 (n/cm^2)

N_g: プラズマ 中の中性 ガス 密度 (n/cm^3)

V_i: イオン の平均 エネルギ (eV)

V_g: 中性 ガス の平均 エネルギ (eV)

電離度 10%, $V_i=30$eV, $V_g=0.03$eV として計算すると

$$\gamma=78\ \%$$

となる．さらに アノード から放出された イオン のうち，実際に ビーム として利用できる割合を β とすれば イオン 源の ガス 効率 α は

$$\alpha=\beta\gamma \quad \cdots\cdots(4.2)$$

で与えられる．実際に イオンビーム として利用された電流を測定すれば，ガス 効率 α は，次式で計算される．

$$\alpha=\frac{3.6I}{en_0q} \quad \cdots\cdots(4.3)$$

ここで I: 測定された イオン 流 (mA)

e: 単位電荷 ($1{,}602\times10^{-19}$ クーロン)

n_0: ロシュミット 数 ($2{,}687\times10^{19}$/cm^3)

q: ガス 流量 (cc/h)

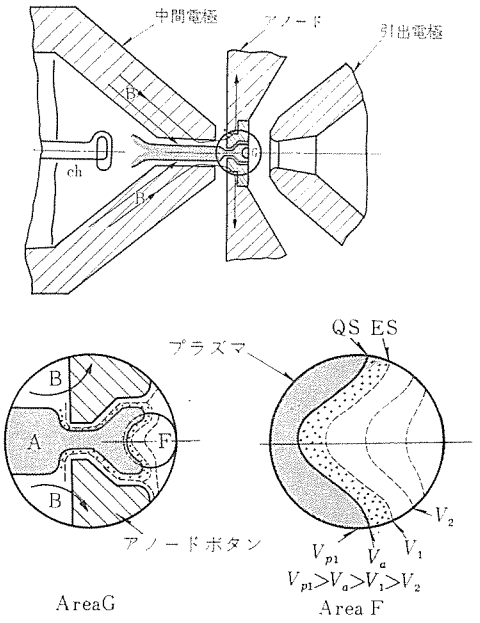
イオン 源に 1 cc/h の重水素 ガス を供給した時に得られる重水素分子状 イオン の最大電流は，約 1.2 mA である．

（2） プラズマ 境界層

Von Ardenne 形 イオン 源が小さい放出口から大電流 イオンビーム を取出しうるのは，プラズマ 密度が従来の イオン 源の プラズマ 密度に比べて，約 100 倍であること，プラズマ の イオン 放出面が アノード の高真空側にあることのためである．

図 4.1 は J. Kistemaker[4] によって報告された アノード 付近の プラズマ 境界層のようすである．

プラズマ の表面から放出される電流密度 J_b は



QS－ESはイオンシースを示す

図 4.1 アノードボタン 付近の プラズマ 境界層と等電位分布の状況
Fig. 4.1 Outline of plasma boundary.

$$J_b=en_i\sqrt{\frac{kT_e}{m_i}} \quad \cdots\cdots(4.4)$$

で与えられ，プラズマ と引出電極に電位差 V を与えるとき，空間電荷制限電流密度 J_s は

$$J_s=\frac{1}{9\pi}\sqrt{\frac{2e}{m_i}}\frac{V^{3/2}}{d^2} \quad \cdots\cdots(4.5)$$

で与えられる．

ここで e: 電荷量 (クーロン)

T_e: 電子温度 (°K)

m_i: イオン の質量 (kg)

d: 引出電極から プラズマ 境界までの距離 (m)

n_i: イオン 密度 (N/m^3)

したがって プラズマ 境界面は，$J_b=J_s$ になるような位置に押し出される．

（3） アノード の材質と形状

上記のことを考慮に入れて アノード を設計した．アノード は アーク放電で過熱されるから融点の低い材質を用いることができない．図 4.2 は実際に用いられた モリブデンアノード の例である．直径 d の孔は プラズマ を押し出すためのもので，中性 ガス に対しては排気抗となるように決め，直径 D は イオン の放出面積と ビーム の直径を決めるから，それぞれの用途に応じてこれらの値を選ぶ必要がある．

4.2 イオン源の安定性

イオン 源を安定に動作させるためには，アークチェンバ の ガス 圧，フィラメント からの放出電子量，磁場の強さ，アークプラズマ の大きさ，プラズマ 密度などが バランス した状態にならなければならない．

プラズマ 中の イオン 密度 n_+ および電子密度 n_- の時間変化に

$$\left.\begin{aligned}\frac{dn_+}{dt}&=0\\ \frac{dn_-}{dt}&=0\end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots(4.6)$$

なる条件を用いると，電子密度 n_- を得るために必要な中性 ガス 粒子密度 n は

$$n=\frac{4K_e\alpha}{\left(K_++K'\gamma\sqrt{\frac{m_+}{m_e}}\frac{v_+}{v_e}\right)v_N}\cdot\frac{K_+n_e+Kn_e^2}{\{1-\exp(-\sigma_i ln_e)\}} \quad \cdots\cdots(4.7)$$

で与えられる．ここに各記号は次のような意味を持っている．

K_e: 電子の損失係数 (sec^{-1})

K_+: イオン の損失係数 (sec^{-1})

K: 電子−イオン 再結合係数 (N·sec)$^{-1}$

m_e: 電子の質量 (kg)

m_+: イオン の質量 (kg)

v_e: 電子の平均速度 (m/sec)

v_+: イオン の平均速度 (m/sec)

K': イオン の熱陰極への入射係数 (sec^{-1})

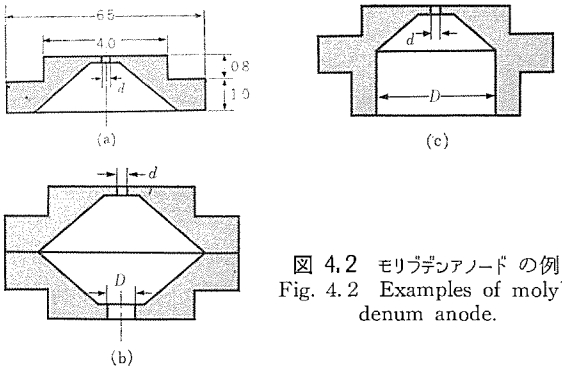


図 4.2 モリブデンアノード の例
Fig. 4.2 Examples of molybdenum anode.

γ: 補正係数 (1/3～1/2)

v_N: 中性 ガス 粒子の平均速度 (m/sec)

σ_i: 重水素 ガス 電離の断面積 (m^2)

l: プラズマコラム の平均長さ (m)

α: プラズマ の(体積/表面積)比 (m)

n_e: プラズマ の電子密度 (N/m^3)

プラズマ の電子密度の極限値として $n_e=0$ とする場合に必要な最低 ガス 粒子密度 n_0 は

$$n_0=\frac{4K_+K_e\alpha}{\left(K_++K'\gamma\sqrt{\frac{m_+}{m_e}}\right)v_N\sigma_i l} \quad \cdots\cdots(4.8)$$

で与えられる．すなわち アーク 放電を発生させるために必要な最低中性 ガス 粒子密度が存在する．図 4.3 は所要の プラズマ 電子密度を得るに必要な中性 ガス 粒子密度の定性的な安定曲線である．実際には アーク 用電源の電流を安定化しているので，この曲線上だけで安定に動作するのではなくて，同じ中性 ガス 粒子密度に対してかなり広範囲の電子流密度を安定に得ることができる．

4.3 レンズの設計

プラズマ 境界層付近の現象のほかに，この イオン 源の性能を決める要素に集束 レンズ がある．この イオン 源の試験装置に用いた集束 レンズ は図 3.3 に示すような アインツェルレンズ であって，その焦点距離は図 4.4[5] に示すように電極の内径 D と各電極上での荷電粒子の エネルギ によって決まる．アインツェルレンズ の特長は，イオン の加速 エネルギ を変化させることなくその集束点を円滑に移動させることができること，および荷電粒子の電荷 e と質量 m の比 e/m に無関係な焦点距離が得られることである．

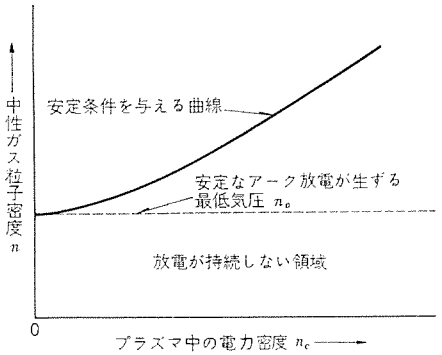


図 4.3 定性的な アーク 安定曲線
Fig. 4.3 Qualitative curve for arc stability.

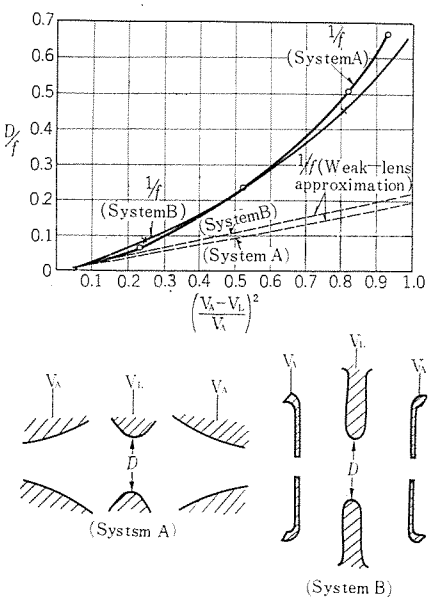


図 4.4 アインツェルレンズ の焦点距離
Fig. 4.4 Focal length of Einzel lens.

5. 試 験 結 果

試作した Von Ardenne 形 イオン 源について，動作の安定性，流量および ビーム 構成粒子の存在比が所定のものであることを確認する試験を行なった．

5.1 イオン源の安定性

前述のように イオン 源の アークプラズマ の安定性が アークチェンバ のガス 圧および他の多くの要素に関連すると思われるので，イオン 源の各 パラメータ と中間電極の電位の関係を測定し，不安定性の生ずる領域を確認した．

図 5.1 は アークチェンバ の ガス 圧と中間電極電位の変化の関係を示したもので，重水素 ガス 圧が 300 μHg 以下になると中間電極電位が大きく変化し，アーク は不安定になる．アーク が安定な領域では中間電極電位の変化が小さいことが確認された．図 5.2 から図 5.4 までは，それぞれ励磁電流，アーク 電圧，および アーク 電流と中間電極電位の変化の関係を示したもので，どの曲線でも中間電極電位が変化する領域で不安定になる．不安定の程度を定量的に示すことは難かしいので，図 5.2 から図 5.4 までの曲線のうち 2 本の点線でかこまれた部分は不安定であることを示し，2 本の点線の間隔が大きいほど不安定であることを示している．

この試験結果を定性的に検討すると，中間電極電位が 50～55V になる時，イオン 源の動作は安定になることがわかる．しかし，アーク・チェンバ の ガス 圧が低すぎるために不安定になる時は中間電極の電位が上昇し，他の パラメータ の変化によって不安定が生ずる時は中間電極が減小しているので，不安定の生ずる原因が二つ以

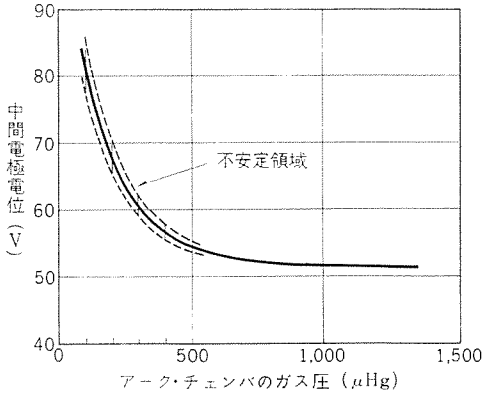


図 5.1 ガス 圧-中間電極電位特性
Fig. 5.1 Variation of intermediate electrode-potential with D_2 gas pressure.

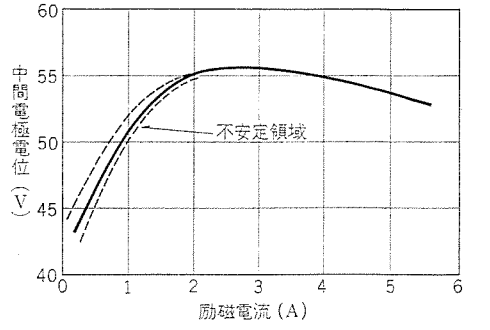


図 5.2 励磁電流-中間電極電位特性
Fig. 5.2 Variation of intermediate electrode-potential with magnetizing current.

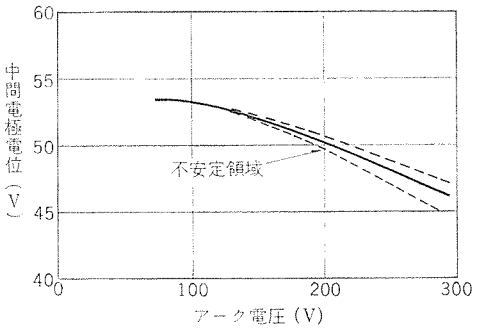


図 5.3 アーク 電圧-中間電極電位特性
Fig. 5.3 Variation of intermediate electrode-potential with arc voltage.

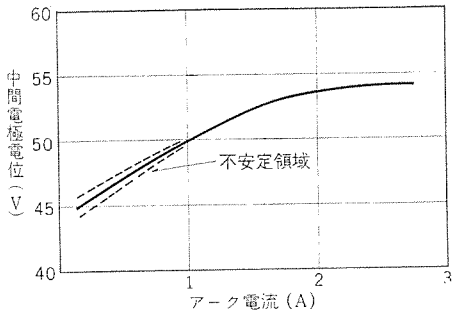


図 5.4 アーク電流-中間電極電位特性
Fig. 5.4 Variation of intermediate electrode-potential with arc current.

上あることがわかる．アークチェンバ のガス圧の不足以外によって生ずる不安定は，熱陰極 アーク 放電の モード の変化などが原因と考えられる．

5.2 イオン源の流量

イオン 源の流量を制御する多くの パラメータ のうち，イオン 源 アノード の加速空間側における形状が特に ビーム の集束性と関連して最も重要であることは先にも説明したとおりである．図 5.5 は 10 mA の イオン 流を得る時に用いられた アノード の一例である．種々の アノード を イオン 源に取付け，得られた イオン 流について整理すると図 5.6 に示すような曲線を得た．イオン 源 アノード の イオン 放出口の単位面積から放出される イオン 流，すなわち イオン 電流密度は引出電圧によって制御されるが，図 4.2 の d によって イオン 流密度が変らないから プラズマ は アノード の高真空側に押し出されていない可能性がある．

5.3 分子状イオンの存在比

イオン 源の性能の一つが原子状 イオン および分子状 イオン を選択的に発生させることであることは先に述べたが，この イオン 源は分子状 イオン を選択的に発生させるように設計されている．アークチェンバ の壁材が金属であることが分子状 イオン 発生のために不可欠の条件であるが，分子状 イオン の存在比を変化させるのに効果

表 5.1 ビーム 構成粒子の存在比

ガス圧 (μHg)	存在比 (%)			アーク電流 (A)	励磁電流 (A)
	D_1^+	D_2^+	D_3^+		
100	11.8	64.0	24.2	1	1
300	10.3	47.0	42.7	1	1
600	8.4	31.2	60.4	1	1

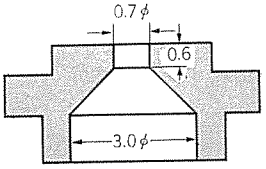


図 5.5 10 mA 用 アノード の一例
Fig. 5.5 Example of anode for 10 mA ion beam.

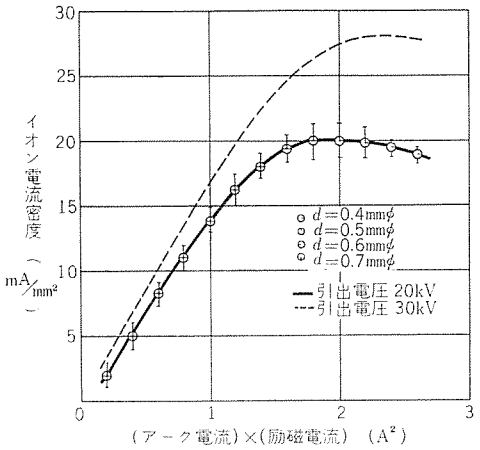


図 5.6 アーク 電流，励磁電流による イオン 流密度の変化
Fig. 5.6 Variation of ion current density with arc current and magnetizing current.

的な パラメータ は アークチェンバ の ガス 圧である．表 5.1 は アークチェンバ の ガス 圧による構成粒子存在比の変化を示している．アークチェンバ の ガス 圧を低くすると分子状 イオン D_2^+ の存在比が高くなり，D_3^+ の存在比が低くなるが，原子状 イオン D_1^+ の存在比はほとんど変化しない．なお ガス 圧を低くしても全 イオン 流はほとんど変化しないから，D_2^+ イオン 源として動作させることが最も経済的である．現在全 イオン 流についての ガス 効率は安定な動作をする領域で 45% 程度である．

6. むすび

重水素分子状 イオン 源として試作した Von Ardenne 形 イオン 源の原理，構造，試験装置およびその試験結果の一例について述べた．

イオン 源の動作は パラメータ を適当に選んで組合わせることによって十分安定にすることができるが，安定な動作をさせながら全 イオン 流または分子状 イオン 流を増大させ，ガス 効率をさらに良くするために現在改良中である．

最後に，この試験研究は科学技術庁の原子力平和利用委託研究費を交付されて実施したものであることを付記するとともに，この試験装置の製作を担当していただいた三菱電機研究所試作部の諸氏に深く感謝する．（昭 37-9-6 受付）

参考文献

(1) S. Flügge: Encyclopedia of Physics, 33, 36.
(2) ORNL-2693: Thermonuclear Project Semiannual Report, p. 51. (1959).
(3) C. D. Moak et, al.: Duo Plasmatron Ion Source for Use in Accelerators. Rev Sci Inst, 30, 694 (1959).
(4) J. Kistemaker: On Ion Source with High Efficiency and Intensity. Nucl Instr & Meth, 11, 179 (1961).
(5) V. K. Zworykin et. al.: Electron Optics and the Electron Microscope, p. 613 (1957).

UDC 621. 039. 8

ガンマ線照射装置

津田栄一*

Gamma Irradiation Units

Research Laboratory Eiichi TSUDA

An irradiation units described herein are the ones used for use, by virtue of gamma rays available from such radio isotopes as Co^{60} and Cs^{137}, on study of beneficial effects of radiation for macro-molecules, of damazing effects of radiation for organic materials, non-organic materials or animals and plants, of calibration of measuring instruments and of radiation shielding materials. The devices are all capable of housing isotopes of 100～1,000 curies such as Co^{60}, every installation being in need of a special irradiation cell called a hot-cave. The units are to be invariably of remote control, which calls for simple handling, dependable operation, and sufficient safety together with automatic operation as much as possible. Three kinds of units cited are all Mitsubishi made.

1. まえがき

Co^{60} や Cs^{137} などの放射性同位元素から得られるガンマ線を利用した照射装置は工業，農業，医学などの広い分野にわたって用いられており，最近 10 年ほどの間に，その利用数も急激に増加している[1]．一方，装置自体についても使いやすさや，安全性の点からみて格段の進歩を遂げており，装置が収容する放射性同位元素の量も多くなって，最近ではそのほとんどが 1,000 キューリを最小単位とするものになってきている．

産業用のガンマ線照射装置は，高分子のグラフト重合などを目的としたものや，合成樹脂などの耐熱性・電気的特性・機械的性質などを改良することを目的とした放射線化学の研究，原子炉や放射線機器に用いる合成樹脂やゴムなどの有機材料，およびガラスやセラミックなどの無機材料の放射線損傷の研究，計器の較正，放射線のシャヘイ材の試験などに用いられるほかに，医療用器具の殺菌消毒，食料品の貯蔵などに用いられている[2][3]．農業あるいは生物学研究用としては，品種改良，放射線障害および遺伝学研究などに用いられている．医療用としては，広く知られているようにガン治療用照射装置が多く使用されている．

照射装置の形式としては

（1） 被照射物を Co^{60} などの照射線源とともに鉛の容器に入れ，照射後被照射物のみを取出すもの

（2） 特別の照射室（ホットケーブ）内で線源を格納容器から露出して照射するもの

に大別することができる．

前者は取扱いが比較的簡単で，ホットケーブのような特別な施設を必要としないことなどの利点があるが照射空間に限度があり，大線量の線源になると放射線のシャヘイのため容器が非常に大きくなり取扱いが困難になる．一方，後者は照射用の特別の施設を必要とするかわりに数 100 キューリから数 10,000 キューリの線源を比較的容易に，しかも安全に取扱えることができ照射空間を十分広く取ることができる．また被照射物に対する照射条件（たとえば温度・ふんい気・圧力など）を個々に変えることができる．このような理由から最近の大形の照射装置ではこの第 2 の形式のものが多い．この形式の中でも線源の露出方法を自動的に機械的に行なわれる形式のものと，マニプレータなどにより線源を格納容器から取り出すものとがある．ここに報告するガンマ線照射装置は，ホットケーブ内に設置して数 100～数 1,000 キューリ，あるいはそれ以上の線源を自動的に格納容器から露出する形式のもので，この形式の中にも線源の駆動の方法によって線源引上形，線源押上（突出）形および線源回転形に大別できる．これらの照射装置は取扱いが簡単であること，十分な安全性をもっていること，および動作が確実であることがとくに強く要求される．

2. 線源

照射用ガンマ線源として用いられているものには Co^{60}, Cs^{137} などのほかに，原子炉からの使用済み燃料棒やウラン の分裂生成物などがあるが，現在のところは入手の容易さなどの点から Co^{60} および Cs^{137} が一般に用いられている．

2.1 Co^{60} および Cs^{137}

Co^{60} および Cs^{137} の線源の性質として，ガンマ線エネルギは Co^{60} が 1.173 MeV および 1.333 MeV で Cs^{137} は 0.661 MeV であり，半減期は Co^{60} が 5.3 年，Cs^{137} が 30 年である．このことから Cs^{137} を線源として用いれば長期間にわたり線源の補充の必要がなく，またシャヘイ材の厚さも少なくてすみ，それだけ装置や施設の構造が簡単になる．しかし Cs^{137} は製造の困難さから Co^{60} に比べ高価である．また線源の比放射能は Co^{60} では約 150 c/g のものまでが入手できるが Cs^{137} では約 20 c/g である．このことはガンマ線エネルギの低いことと相まって同一線量を得るためには Co^{60} に比べ線源の体積は大きなものになる．これらのことから現在まで設置されているガンマ線照射装置では，ほとんどが Co^{60} を線源とするもので，Cs^{137} は特殊な例を除いて実用例が少ない．

2.2 線源の形状

線源の形状は，照射目的に応じて決定をせねばならない．現在入手できる線源の形状は Co^{60} ではペレット形・ウエハ形・コイン形・ペンシル形などであるが，ここではこれから単独に，あるいは組立てて得られる点状線源，棒状線源，カゴ状線源および板状線源について簡単に述べる．なお，照射用の線源では必ず密封された線源を用いる必要があり，それも二重密封線源のほうが望ましい．これは線源に用いる放射性同位元素による機器の放射能汚染を防ぐためである．

（1） 点状線源

* 研究所

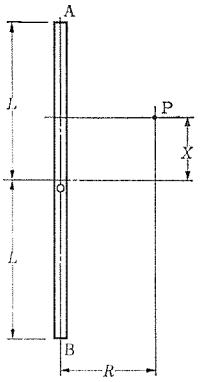


図 2.1 棒状線源と測定点との関係
Fig. 2.1 Geometry of a rod shaped gamma source.

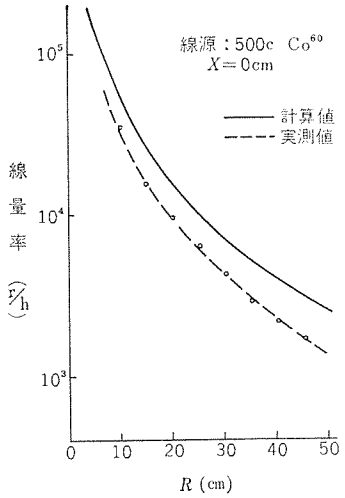


図 2.2 棒状線源の半径距離における線量率分布
Fig. 2.2 Distribution of dose rate in the radial distance for a rod shaped Co^{60}.

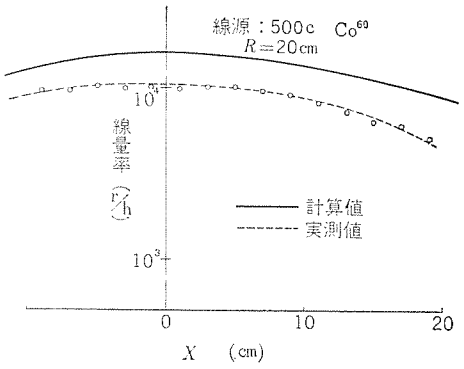


図 2.3 棒状線源に沿った位置での線量率分布
Fig. 2.3 Distribution of dose rate along the axis for a rod shaped Co^{60}.

品種改良など研究用の ガンマ 線育種場，あるいは遺伝研究用照射装置のように広い照射空間を要求するものや，ガン 治療用などガンマ 線治療装置のようにごく限られた照射野に大線量を要求されるもの，あるいは計器の較正や シャヘイ 材の研究などのように狭い線束が望ましいものでは，点状線源が用いられる．このような線源ではその体積はできるだけ小さくして，線源の自己吸収による放射線強度の低下を避けるため比放射能の高い線源を用いなければならない．普通，点状線源を得るために ペレット・ウエハ・コイン 形のものを密封している．

（2） 棒状線源

放射線化学の研究などのように試験管内の試料を照射する場合や，食品の滅菌貯蔵のように固体状のものに照射する場合は，場所によって被ばく線量が変わることは望ましくない．とくに長手方向に，できるかぎり均一な線量を得たい場合棒状線源が用いられる．棒状線源による線量率分布は次のようにして求めることができる．図2.1 において，AOB を ガンマ 線源とし，線源強度の分布が一様のとき，P 点での線量率は次式によって与えられる．

$$D=C\alpha\{\tan^{-1}(L-X)/R+\tan^{-1}(L+X)/R\}/R\cdots(2.1)$$

ただし D： P 点での線量率 (r/h)
C： 線源の キューリ 数
α： 線源 1c による単位距離における線量率 (r/h)
$2L$： 線源の長さ
R： 線源中心から P 点までの半径距離 (cm)
X： 線源中心と P 点との平行距離 (cm)

α は Co^{60} 1c のとき距離 1m の点で 1.35 r/h, Cs^{137} 1c の場合は 0.356 r/h である．図2.2 は 500c の Co^{60} の場合の $X=0$ における線量率分布で，図2.3 は同じく $R=20$ cm における線量率を示す．それぞれ実線が計算値を，点線が実測値を表わす．計算値が実測値よりも高いのは，線源の自己吸収，線源の プロテクタ による ガンマ 線の減衰を無視したためである．

線量率の分布が均一な場所を多く得るには，線源の両端付近で比放射能を大きくすればよい．これは ウエハ 形の線源と アルミ の スペーサ を用いて行なうことができ，中央付近では ウエハ の枚数を少なくして スペーサ を多く入れ，両端では ウエハ の枚数を多くすれば希望のものが得られる．

（3） カゴ 状線源

この種の線源は棒状線源を並べて作られるのが普通である．線源の用途は放射線化学に多く用いられており，これは カゴ の内部における線量率分布がかなり均一で，しかも比較的高い線量を得ることができるためである．この場合の線量率分布も計算により求めることができる[4]．この線源は上に述べたように照射の際の利点が他のものに比べすぐれているが，線源の形状が大きくなるため，どうしても装置が大形になるのはやむを得ない．

（4） 板状線源

食品の貯蔵や医療用器具の殺菌消毒のように プラント 的なものに照射装置を用いる場合，被照射物を連続的に送って照射することが望ましい．この目的を果たすために用いられるのが，板状線源である．国内では現在このような線源は使用されていないようであるが，国外ではガンマ線照射の工業的な実用化の進歩に伴い照射を合理的に行なうため，いくつかの案が発表されている[5]．

3. 装置の概要

この装置は，いずれも主として工業用照射装置として設計製作されたもので，線源を格納し運搬容器をも兼ねる鉛を シャヘイ 材とした線源容器，線源を線源容器から露出し格納するための駆動装置やその他，照射の際に関連のある機器の制御を行なう操作盤およびこれらの付属装置からなる．

線源容器は，線源を格納したとき容器表面における線量率をできるかぎり小さくすることが望ましいが，それとともに シャヘイ 材の厚さも増大し容器の重量が非常に大きくなるので，十分合理的な設計を行なわねばならない．線源を格納したときの容器の表面線量率は運搬規則，放射線障害防止法令に基づき 1～10 mr/h に設計してある．図3.1 は 500c Co^{60} の線源容器表面の漏れ線量率の実測値である．

駆動装置は照射の際の線量分布を常に変化のないようにするため，位置の精度の高いものでなければならない．したがって，一定の精度を保ちながら簡単に取扱えるよう，装置には各種の位置決め方法が用いてある．また，駆動装置は照射中にできるだけ ガンマ 線の被ばくを避けるよう設計されているが，やむを得ず被ばくする場合には化学薬品が使われていることなども併せ考えて ステンレス 鋼を用いたり，耐放射線塗料，耐放射線 グリース を用いて装置の機能に支障をきたさないように設計してある．また停電や不

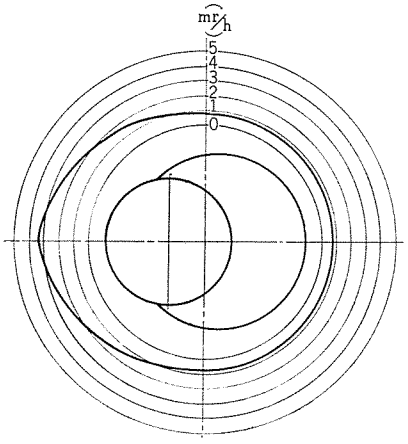


図 3.1 500 c Co^{60} を格納した線源押上形照射装置線源容器の表面線量率
Fig. 3.1 Surface dose rate of the container of the pushed out type irradiation unit with 500 curies Co^{60}.

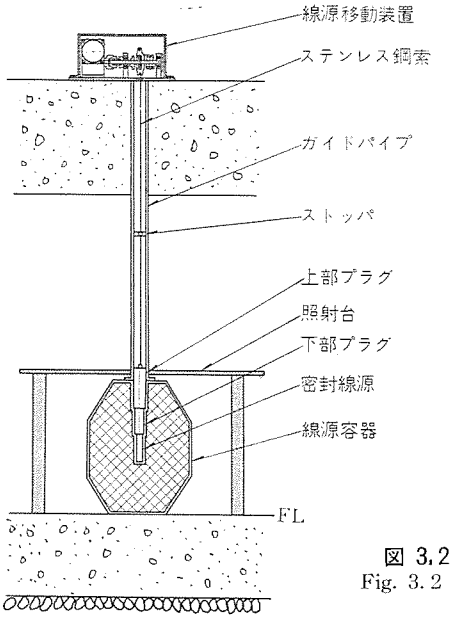


図 3.2 線源引上形照射装置構成図
Fig. 3.2 General view of drawing up type irradiation unit.

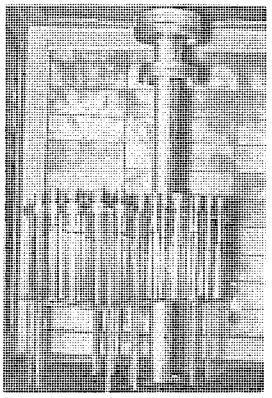


図 3.3 照射状態の線源引上形照射装置
Fig. 3.3 Drawing up type irradiation unit in gamma irradiation

測の事故に備え，いずれも手動による線源格納が行なえるようにしてある．

操作盤の設計は使いやすさと安全性を十分考慮し，いわゆるフール・プルーフに製作されている．以下，線源引上形・線源押上(突出）形ならびに線源回転形照射装置のそれぞれについて述べる．

3.1 線源引上形照射装置（NX 5101 形）

他の装置に比べ，この装置は構造的にもっとも簡単なものである．図 3.2 はこの装置の構成図，図 3.3 はこの装置による照射の状態を示す．

線源容器は棒状や点状の線源を格納する．容器の外被材料には軟鋼板を用い，内部のシュウ動面にはステンレス鋼を用いてサビによる種々のトラブルが起るのを防いでいる．容器上部にそう入してあるシャッタプラグは内部の線源からのガンマ線がすきまから漏れないよう 2 段付きとし，プラグ先端部は超重合金を用いてシャヘイの効率を良くしてある．線源はプラグ先端に取付ける．

駆動装置は線源容器の上部天井裏に設置され，線源を照射位置まで上昇させたり容器の格納位置まで降下させるため，プラグ上端にステンレス鋼ワイヤロープを取付け，ドラムでこのステンレス鋼ワイヤロープを巻き上げ巻きおろしている．線源の照射位置および格納位置の設定はドラムの回転を利用してリミットスイッチを働かせているが，照射位置の設定は照射のたびに同一場所で線量率が変化しては困るので，精度よく再現性を良くするため，この位置でプラグ上端をストッパに当てている．このとき生ずる衝撃を吸収するため，駆動軸に緩衝バネを用いている．

線量分布を照射野で精度よく再現するためと線源の昇降の際の案内のために，薄肉ステンレス鋼管製のガイドパイプを用いてあり，また化学薬品に犯されて不測の事故が発生するのを防いでいる．なお，このパイプは照射線量をできるかぎり減衰させずに利用するためパイプの肉厚を可能な限り薄くしてある．

線源の駆動停止はすべて電動によって行なっているが，緊急格納のために，線源引上用のステンレス鋼索の巻取りドラムと歯車系との間にあるかみあいクラッチを引きはずせば，プラグとともに線源を自然落下させて容器に格納することができる．このとき線源を密封しているキャプセルを破損させないために，クラッチを引きはずせば摩擦円板ブレーキが入って静かに落下させることも可能である．

以上のように，この方式は線源容器の形状がもっとも単純であるため製作費も他に比べ安価ですみ，駆動系統も線源の引上げという形をとっているため，簡単な構造がとれるので保守点検が容易であり，もっとも安価で安全な照射装置の一つといえる．しかし，機構上シャッタプラグの先端に線源を取付け，これを案内筒の内部で上下させるため試料をプラグの半径よりも近くには置けない不利がある．なぜなら照射線量は線源の距離の 2 乗に比例して弱くなるためで，これは線源格納時や運搬時にはシャッタプラグと容器とのすきまからのガンマ線の漏れを少なくするため，プラグに段付部をできるだけ数多く設けるとか，プラグの径を大きくしなければならないためである．

なお，線源引上方式にはこのほか線源引上の案内にステンレス鋼管のかわりにガイドレールを用いるものや，線源の駆動に用いるステンレス鋼索のかわりにボールネジあるいはラックピニオンを用いるものもある．

3.2 線源押上（突出）方式（NX 5102 形）

照射空間を広く有効に使用するには，ガイドパイプなどのため線源の照射位置の近辺でむだな空間が生ずるのは好ましくない．また，照射効率を良くするため，できる限り被照射物を線源に近づけることが要求される．このような条件を満たす照射装置として，この線源押上（突出）方式があげられる．図 3.4 は装置の構成の一例を，図 3.5 は 500 キュリー Co^{60} を用いた装置である．

線源容器は点状，棒状およびカゴ状線源のいずれをも格納できるものである．図 3.6 は 500 キュリー Co^{60} 棒状線源を格納するための容器の断面で，外被材料，内部シュウ動面ともにステンレス鋼板で作られた鉛の容器である．線源は容器中央部から押上げることができるように，容器上部に容器の中心から偏心した位置にある回転式のシャッタが設けてある．このシャッタ底面は，シャッタと容器本体とのすきまからガンマ線の漏れを防ぐため段付きとなっている．線源の下部は駆動軸と容器とのすきまからガンマ線が漏れないようにプラグに取付けてあり，これに駆動軸が接続してある．シャッタは耐放射線グリースを潤滑材とした円スイコロ軸受によ

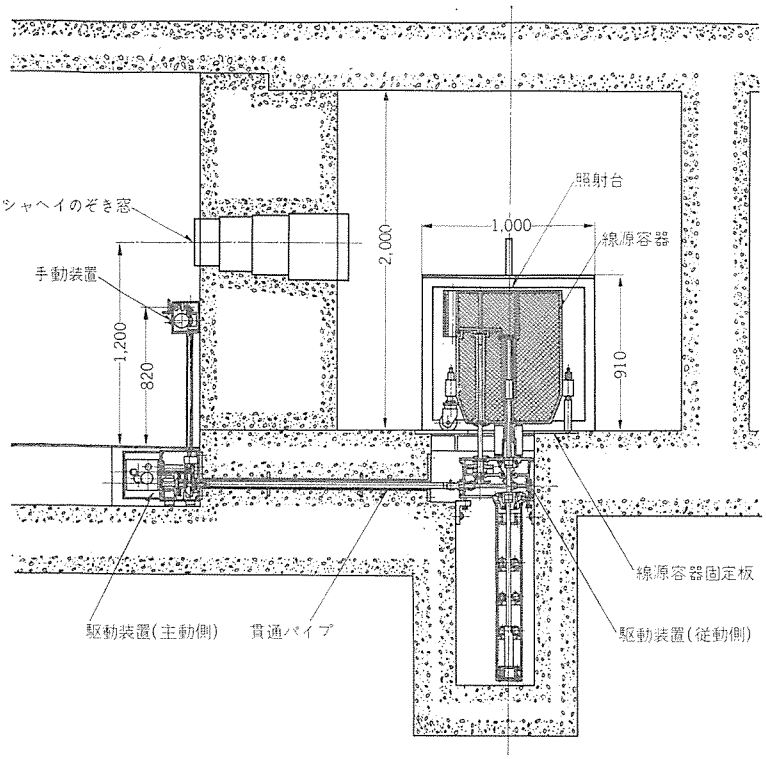


図 3.4 線源押上形照射装置構成図
Fig. 3.4 General view of pushing up type irradiation unit.

図 3.5 ホットケーブ 内の線源押上形照射装置
Fig. 3.5 Pushing up type irradiation unit in hot-cave.

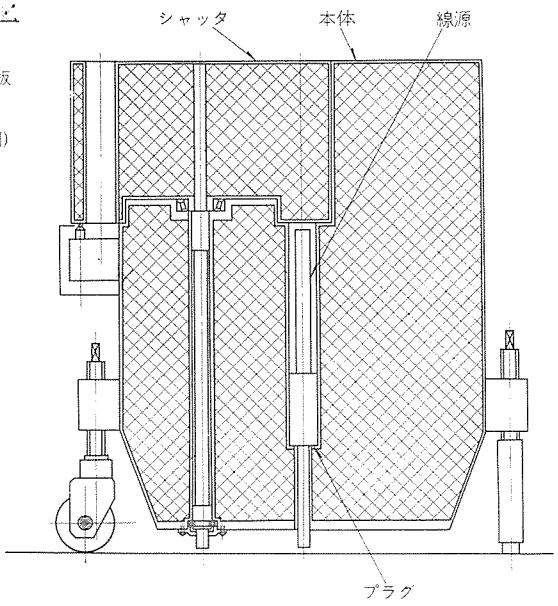


図 3.6 押上形線源容器断面図
Fig. 3.6 Container of pushing up type irradiation unit.

って容器本体上にささえられ，シャッタ の駆動軸は容器を貫通して下部に出ている．この線源容器もほかの場合と同じように運搬容器を兼ねるため 3 個の車輪と フック が取付けてあり，容器据付けの際に用いる 3 本の高さ調節足が設けてある．

駆動装置は シャッタ 駆動系と線源駆動系の 2 系統で，前者は シャッタ を 180 度回転して シャッタ の開口部を線源の位置に一致させる．後者は線源を シャッタ の開口部を経て照射位置まで露出し，また，容器に格納するためのものである．この線源の駆動軸は ボールネジ を用い，ボールナット を回転して駆動させる．このため，線源の位置決めが容易で，しかも精度よく行なえる．これらの駆動装置は図 2.3 に見られるように，線源容器の下部に設置してある従動側と操作室の トレンチ に設置された主動側および手動装置からなっている．従動側はそれぞれの駆動系の位置決めに最低限度必要な機構のみが設けてある．主動側は二つの駆動系の電動機，減速機および メカニカルロック 装置からなっている．この メカニカルロック 装置はそれぞれの駆動系の一行程——たとえば シャッタ 軸の 180 度回転——で 1 回転する円板と 10 回転する円板とが向かい合って取付けられ，それぞれの行程の始めと終りの位置で両円板に ピン が貫通できるようになっている．したがって，始動のときには，この ピン を ソレイド によって引抜いている．このようにして，線源の照射位置を精度よく再現している．また，駆動は原則として電動で行なわれるが，停電あるいは事故時に備えて手動装置がやはり操作室に設けてある．

手動装置には手動電動切換 レバー，メカニカルロック の解放 レバー，および 1 個の ハンドル からなり，簡単に手動駆動が行なえる．しかし，普通の場合はむやみに手動装置を動かされては困るので，操作盤の キースイッチ の キー によってのみ手動電動切換 レバー が動かせるようになっている．このように機構の複雑な部分はすべて常時人間が出入りできる場所にあるので，保守点検が容易なばかりでなく，不測の事故に対してもすぐ処理がとれるようになっている．

この駆動装置主動側および手動装置と従動側とは，操作室と ホットケーブ とを貫通して設置してある連結軸により互いに接続されている．

以上のように，この方式は支持物や ガイドパイプ などによって放射線の半影を生じることなく照射空間が広く有効に使えること，線源形状により格納の制限を受けないこと，とくに カゴ 状線源を用いて効率の高い照射が行なえること，線源の照射位置を可変にすることが可能であるなどに特色をもつ照射装置である．しかし一方，線源容器の形がかなり複雑でしかもある程度の精度が要求されるため製作費がかさむこと，また駆動系が二つあるため駆動機構がやや複雑になることなどが他と比べて不利な点である．現在国内で用いられている照射装置の新しいものはこの方式のものがかなり多いようで，これはやはりこの方式の装置の使いやすさが他に比べすぐれているからであろう．

3.3 線源回転方式 (NX 5103)

線源回転方式は，従来から点状線源を装備して医療用照射装置によく用いられているが，棒状線源を装置したものはここに述べるものが初めてであろう．この方式による線源容器を図 3.7 に示す．図 3.8 は 3,000 キュリ の Co^{60} を格納できるもので，操作室から ホットケーブ に至る駆動軸はなく，駆動系はすべて容器側面に

取付けてある．容器は他の場合と同じく鉛の容器で，外被材料には軟鋼を用い容器内面，シャッタ には メッキ を施してあり，その他の部分には耐放射線塗料がほどこしてある．この容器は加工を容易にするため，本体，プラグ および シャッタ の三つからなる．シャッタは円板を中心線で対称に平行線で切り取られた小判状の形をしており，切り取られた片側の面に棒状線源が取付けてある．プラグはこの シャッタ を片持ちでささえて本体にそう入してある．

駆動装置は図 3,8 でわかるように，ガンマ 線の直射を避けて容器の側面にすべて取付けてある．すなわち駆動用電動機，減速機，手動用 レバー，電磁 ブレーキ，および位置決め円板からなり，これらがすべて容器側面の ケース 内に納められている．線源の露出は次のようにして行なわれる．すなわち棒状線源の場合，線源は シャッタ に対し常に直立するよう バネ によって取付けられている．したがって，格納の際には線源の先端部が プラグ の内面部分に押えられているが，図 3,7 のように照射位置に シャッタ が回転してくると自動的に線源は直立する．これを行なわせるためには，シャッタ は常に同一方向に回転する必要がある．そこで電動機は必ず逆転せぬようにしておく必要があり，これを確実にするため コロ 入り クラッチ を設けて一方向の回転しか伝えぬようにしてある．また，手動 レバー を マニプレータ により動かす場合 レバー を押下げる運動のみで シャッタ を回転でき，しかも電動機からの駆動軸を途中で切断するための動作を必要ないようにしてある．

位置決めの精度は 1 枚の回転円板に 180 度ずれて設けられた切欠き部と ローラ によって行ない，なお確実にするため電磁 ブレーキ が取入れてある．

この方式は動作面から見ればもっとも簡単な部類に入り，しかも上部照射空間が線源押上方式と同じように広くとれること，照射位置の設定が簡単でしかも確実であること，線源駆動が簡単であること，また図 3,8 のような場合には，他の場合のごとく操作室から ホットケーブ にいたる駆動軸を取付ける必要がなく，そのため ホットケーブ の工事が簡単で，据付けも容易であること，線源の格納位置から照射位置にいたるまでの時間および照射位置から格納位置にいたるまでの時間をもっとも短くすることができ，照射の時間を短縮できること，および手動による緊急格納も早急に，しかも安全容易に行なうことができることなどが特色といえよう．しかし図 3,7 でわかるように棒状線源を取付けると円板を切欠く寸法がかなり大きくなって，ある程度むだな空間が増え，他のものに比べ シャヘイ 材を多く必要とすること，線源容器の工作が線源押上方式と同じくややむつかしいこと，および マニプレータ が必要なことなどが不利な点といえる．

この方式で線源を点状とし図 3,7 の容器を天地逆にした場合には，放射線照射農場用として使いやすいものになる．すなわち駆動方法が簡単であり，シャッタ に アンバランスウエイト を付けて緊急時の格納の場合に，駆動系を シャッタ から切放せば シャッタ の自転によって線源を自動的に格納できる．

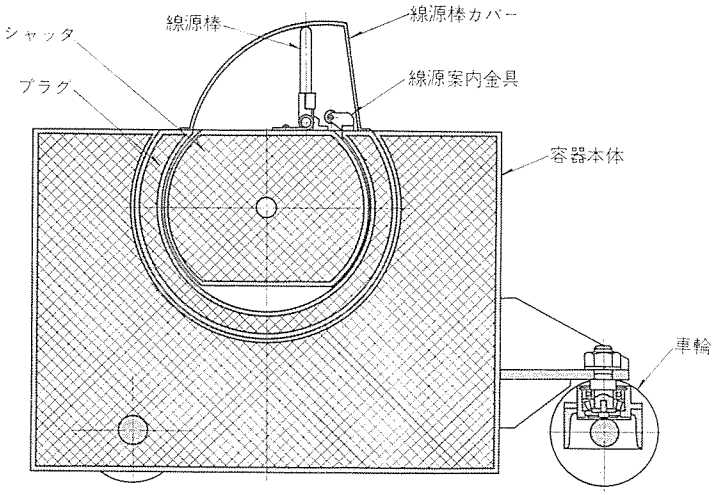


図 3,7 線源回転形照射装置
Fig. 3.7 Container rotating type irradiation unit.

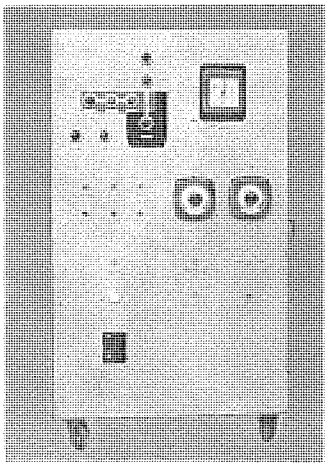


図 3,9 線源押上形照射装置に用いられた操作盤
Fig. 3.9 Control panel used for pushing out type irradiation unit.

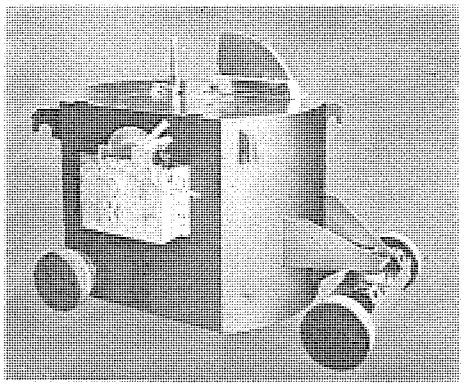


図 3,8 線源回転形照射装置
Fig. 3.8 Rotating type irradiation unit.

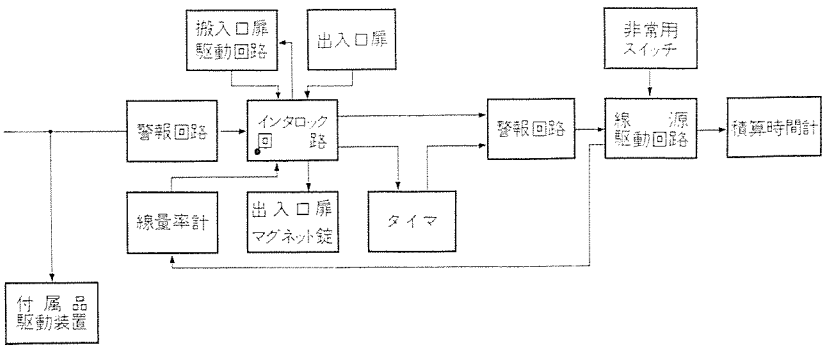


図 3,10 制御安全回路 ブロック 線図
Fig. 3.10 Block diagram of control and safety circuit.

3.4 操作盤

照射を確実に，しかも容易に行なわせるため，いずれの方式も電動駆動が主となっている．また格納される線源は非常に危険なものであるから，誤操作があっても常に安全側に働くようにしなければならない．そのほか装置は必ず ホットケーブ に設置されるものであるから，ホットケーブ の出入口と装置は互いに インタロック しあって，オペレータ の安全を考慮してある．したがって操作盤は一定順序で スイッチ を投入した場合にのみ照射が行なえるよう設計してある．図 3.9 は線源押上方式照射装置の操作盤の一例である．図 3.10 は制御安全回路の ブロック 線図である．この回路は電磁継電器からなるもので，ホットケーブ への出入りと照射装置の駆動との インタロック，ホットケーブ 出入口扉に設けられた マグネット 錠，各種警報装置および モニタ などにより，常に安全が保てるよう考慮してある．線源の位置，駆動装置の状態，ホットケーブ の出入口の扉の状態を示すため表示灯が グラフィックパネル 形式で取付けられ，容易に確認することができる．そのほか タイマ を使用して，照射の自動化をはかっている．

3.5 付属装置

ガンマ 線照射を効果的に行なうため使用されるものである．

（1） 照 射 台

被照射物をこの上に置くためのもので化学薬品に耐えるよう甲板は バフ 仕上 ステンレス 鋼板を用い，フレーム は軽量形鋼に耐放射線塗料を施してある．

（2） 回転試料台

照射線量を均一に行なうためのもので小形 モータ を内蔵し，取扱いを容易にするため ケース などは耐食アルミ合金に アルマイト 処理を施したものを用いている．受皿は試料の大きさに応じて大，中，小のものを適宜取付けることができる．図 3.11 はその一例である．

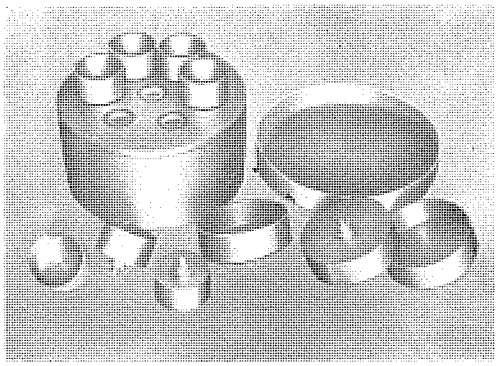


図 3.11 回転試料台
Fig. 3.11 Sample turning tubes.

4. 装置の概要

すでに述べてきたように，これらの照射装置は特別の照射室すなわち ホットケーブ を必要とするものである．この ホットケーブ は照射中，外部の人間に対して十分安全なものでなければならない．このため普通 ホットケーブはガンマ 線を シャヘイ するため厚さ 1 m にもおよぶ普通 コンクリート の壁・天井からなり，のぞき窓や マニプレータ を取付ける場合には，壁は薄いことが望ましいので比重 3.5 程度の重 コンクリート を用いている．シャヘイ 壁の厚さを求めるには次式が用いられる．

$$D=D_0Be^{-\mu x} \quad \cdots\cdots(4.1)$$

ただし x： シャヘイ 体の厚さ（cm）

μ： シャヘイ 体の線吸収係数（cm^{-1}）

B： シャヘイ 体の ガンマ 線に対する再生係数

D_0： シャヘイ 体の線源側の表面における線量率（r/h）

D： シャヘイ 体の線源とは反対側表面における線量率（r/h）

なお，線源容器の シャヘイ 鉛の厚さも式 (4.1) で求められる．

この ホットケーブ にも出入口の方法によって，

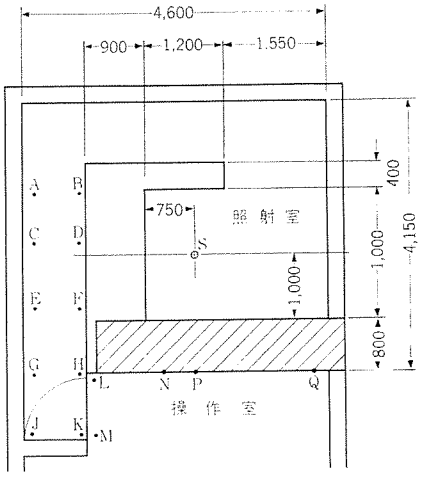
（1） 壁の一部が扉となるよう段付を設けてそう入され，壁に対して直角に動かして出入口を構成する シャヘイ 扉形式のもの．

（2） 出入口を少なくとも 2 回以上折れまがった迷路によって，照射位置に連結する迷路形式のもの．

（3） (1) と (2) を折衷したもので，比較的薄い シャヘイ 扉と簡単な迷路からなる半迷路式のもの．

などに分けられる．これらはいずれも一長一短があり，(1) は比較的 ホットケーブ に要する面積が少なくてすみ，無駄な空間が生じなくてすむが，シャヘイ 扉の重量が非常に大きいため装置が大がかりになる欠点がある．(2) は迷路を形成するため ホットケーブ の占有面積がかなり大きくなり シャヘイ 壁もかなり要するが，扉は非常に簡単なものでよく，その他の装置を必要としない利点がある．この迷路は従来の実例を参考にして設計されるが，計算式も二，三発表されている[6][7]．図 4.1 は迷路形の 500 c Co^{60} 照射室の線源露出の際の，壁面および迷路内の線量率を測定したものである．(3) は (1)(2) のいずれもの特長を有しているが，照射位置が常に決っているものでなければならない．これは半迷路によって ガンマ 線の減衰をある程度行ない，あと シャヘイ 壁で完全に シャヘイ するため半迷路によって減衰が期待できない場合は，(1) と同じように シャヘイ 壁と同じ厚さの扉が必要となってくる．

これらの ホットケーブ を選定するには，照射の条件・線源の強度・照射空間の大きさ・使用目的などを十分に考慮して選ぶ必要がある．



迷路内線量率分布
A： 28 mr/h
B： 13 mr/h
C： 8.4 mr/h
D： 6.7 mr/h
E： 3.6 mr/h
F： 3.1 mr/h
G： 1.8 mr/h
H： 1.4 mr/h
J： 1.5 mr/h
K： 0.8 mr/h

迷路扉面線量率
L： 0.2 mr/h
M： 0.2 mr/h

操作室壁面線量率
N： 0.6 mr/h
P： 0.0 mr/h
Q： 0.3 mr/h

斜線部の壁は比重 3.5 の重コンクリート
他の壁はすべて普通コンクリート

図 4.1 500 c Co^{60} 照射室における漏れ線量率分布
Fig. 4.1 Distribution of dose rate at the maze and the surface of 500 curies Co^{60} irradiation cell.

また，線源容器を ホットケーブ の床面，地下，天井などいずれに設置するかも十分考慮しなければならない．そのほか マニプレータ や シャヘイ 窓を必要とするかどうかも，ホットケーブ を設置する前に十分検討しておく必要がある．

5. むすび

以上，現在までに製作された3種の基本形の ガンマ 線照射装置を中心として述べてきた．装置が安全確実に動作することはどのような装置にも要求されることであるが，この種の装置ではとくにこの要求がきびしいものである．ここにあげた照射装置は，いずれもその要求に見合うよう設計・製作されて所期の目的を果たしている．しかし，考えなければならない問題点も二，三ある．たとえば，線源容器はいずれも数トンにおよぶ重量物で，これをかなり狭い ホットケーブ で据付けることはいくぶん困難な作業で，なかでも線源押上方式ではこれが問題となるが ホットケーブ の構造と関係して簡単に据付けられるようにしなければならない．また，材質について，ホットケーブ 内部の機器は照射中多量の ガンマ 線を被ばくするため，とくに有機材料については十分放射線損傷に対して留意しなければならない．このことは最近のように 1,000 キューリ を単位とするような大線量の線源をもつ照射装置ではとくに考慮しなければならない問題点で，電気絶縁材料，潤滑剤などの選択には細心の注意が必要である．そのほか，ホットケーブ の構造上内部の湿度がかなり上がる．このため駆動装置，電気配線などに十分注意しなければならない．

ガンマ 線照射装置は，現在研究用から実用化の段階に入っており，各分野においてますます多く使用されることになろう．

終りに，Co^{60} 照射装置について種々の データ やご意見をいただいた放高研の重松友道研究員およびご協力いただいた三菱原子力工業（株）の望月，小倉，豊田技師に深く感謝する．

（昭 37－9－6 受付）

参考文献

（1） 日本原子力産業会議： 放射線化学照射設備に関する調査（昭 36）

（2） Sterilization by Irradiation, Nuclear Eng. 7, 104 (1962).

（3） F. G. Rice: Large Radiation Sources in Industry, 1, 3 (1960).

（4） J. G. Lewis, J. V. Nehemias, D. E. Harmer, and J. J. Martin: Analysis of Radiation Fields of Two Gamma-Radiation Sources, NUCLEONICS 12, No. 1, 40 (1954).

（5） B. Manowitz, O. A. Kahl, L. Galante, B. H. Bretton, and S. Zwickler: Large Radiation Sources in Industry, 1, 65 (1960).

（6） 浅田常三郎，菊池理一，野垣内武志，木村吉武： シャヘイ 用迷路における γ 線の散乱について，原学誌 2，245 (1960)

（7） J. C. Le Doux, A. B. Chilton: Gamma Ray Streaming Through Two-Legged Rectangular Ducts, Nuclear Sci. and Eng. 11, 362 (1961).

最近における社外寄稿一覧

年月日	寄稿先	題名	執筆者	所属場所
37- 7- 7	電力新報	三菱 AG-1 形季節別時間帯別料金測定装置	武田克巳	福山
37- 7- 7	四国地方非破壊検査研修会 テキスト	最近の超音波探傷について	東田孝彦	無線機
37- 7- 9	電気学会雑誌	論理と非線形の統一的表示	真鍋舜治	研究所
37- 7-16	アナログ 技術研究会	三菱電機の A-D コンバータ	大島羽幸太郎・石田哲爾	無線機
37- 7-17	計測と制御	相互干渉のある二容量プロセスのオン・オフ制御	吉山裕二	研究所
37- 7-18	日本機械学会	エア・カーテン に関する実験的研究	斉藤春雄・杉原正浩	研究所
37- 7-21	エレクトロニクス・ダイジェスト	三菱 オートラジオ	蔵木 一・岡本春樹	無線機
37- 7-25	自動車技術	トランジスタイグナイタ の研究 第二報	三木隆雄	姫路
37- 7-27	電気学会雑誌	電力潮流の ディジタル 計算	馬場準一・芝滝寿宏	研究所
37- 7-28	電子計算機の研究	Z—変換を用いた非線形自律性順序回路の解析	福永圭之介	研究所
37- 7-31	電気学会	三菱電機の誘導加熱装置（実績）	馬場文夫	無線機
37- 8- 1	ETJ of Japan	The System Design Using Non Integer Integral and Transport Delay	真鍋舜治	研究所
37- 8- 6	電気学会	寿命が二倍に伸びた水銀灯	小堀富次雄	本社
37- 8- 9	International Lighting Review	明日の日本の照明	小堀富次雄	本社
37- 8- 9	The Indian Railway Engineer	Ignitron Locomotives Supplied to Indian Railways	Mitsubishi Ele. Meg. Co., Ltd.（制設課）	伊丹
37- 8-10	電気通信学会全国大会	5 Gc 位相変調器による連続位相偏移	渡部 優・近藤輝夫	無線機
37- 8-10	電気通信学会全国大会	5 Gc 位相変調器による位相最適値制御	渡部 優・近藤輝夫	無線機
37- 8-13	工場管理	資材費の節減と購買部門の職能	山口孝逸	伊丹
37- 8-13	電気通信学会全国大会	4,000 Mc 垂直水平偏波共用空中線	東野義夫・香川 哲 高松泰男	無線機

UDC 533.6.07

般用衝撃波管

明石克寛*・斎藤春雄*・杉原正浩**

Universal Shock Tube

Research Laboratory　Katsuhiro AKASHI・Haruo SAITŌ・Masahiro SUGIHARA

Shock tubes are devices for experiment producing shock waves of gas in a tube and making use of induced high temperature or low temperature high speed flow or of static gases. Rapid development of modern science has brought about the importance of the shock tubes that have been devised into several types including those with a constant cross section for general purpose and those deformed ones such as hypersonic shock tunnels and chemical shock tubes; their driving methods are of various systems. However, shock tubes installed in the past are mostly assigned individually for single purpose. Under the circumstances, Mitsubishi has made for trial one universal apparatus adaptable to in experiments in a wide range based on the past experiences and analysis of the operating principle.

1. まえがき

衝撃波管はその名のとおり管中に流体の衝撃波を作り，それによって誘起される高温および低温の流れを利用する実験装置で，歴史的には60年以前すでに炎の伝ぱの研究に用いられたが，この装置の独特の有用性が再認識されてその改良や応用開発に大きな進歩がもたらされたのは最近10年ほどの間のことである．

当初一般に用いられた衝撃波管は単純な一定断面の直管形で，流れの研究，高温現象，化学反応の研究などに利用されたが，近時ロケット工学の進歩により人工衛星や大陸間弾道弾のような極超音速飛しょうが容易になってから衝撃波管の重要性は急増し初期の装置を変形改良し，衝撃波管の応用範囲を広げようとする試みがなされた．たとえば一定断面衝撃波管後方に種々のノズルをつけた極超音速衝撃風胴は今のところ，いわゆる“real gas effect”を考慮しうるほとんど唯一の極超音速風胴である．また駆動方法も多段膜形，電弧放電形，燃焼形，変断面形およびこれらの組合せ形など多くの形式が実用されている．また化学衝撃波管と呼ばれて反応物質を任意の瞬時間だけ加熱したのち連続急冷して反応を凍結させ，化学分析を行なう巧妙な装置が考案された．また最近核融合反応，超高空飛行あるいは直接発電の問題に関連して電磁流体力学の研究が盛んであるが，この方面でも電磁衝撃波管が開発され，高温現象や電磁流体力学の研究に威力を示している．このほかにも天体物理学や構造力学など広い範囲の研究用実験装置として使われており，今後ますます応用範囲が拡大されるものと思われる．

しかし，これまでの衝撃波管は単一目的用のものが多く，一装置を多目的に流用できるように計画されたものはほとんど見当らない．これはこの装置の広い応用性にもかかわらず実用的な普及を妨げている原因をなしており，惜しむべきことと思われる．われわれは今回一般空力実験装置として衝撃波管を建造するにあたってこの点に留意し，なるべく多くの形式に転用できるとともに広い作動範囲にわたって効果的な般用衝撃波管を試作開発したが，ほぼ所期の成果を得ることができたので以下に報告する．

2. 衝撃波管の動作原理

衝撃波管の中でもっとも原理的で重要なものは単膜一定断面形で，他の形式の作動状態もこれを基礎として解析することができる．

図2.1(a)のように両端を閉じた一定断面の管の任意の位置に気密膜を張り，高圧室圧力を高くして両側に任意のガスを詰める．つぎに膜を破ると有限振幅の不連続圧縮波（衝撃波）が低圧室に侵入し，高圧室には無限小振幅の連続膨張波が逆行する．この波面はガスが理想流体ならば一定速度で進行するので 図(b)のように $x-t$ 座標で表わすと，S_i, R のような直線になる．波面 S_i の後のガスには速度が誘起され図の点線 m_s のように動き出すとともに圧縮されて温度が急増し“熱い流れ”を生ずる．

高圧室のガスも膨張波の通過によって動かされ m_r の径路をたどり“冷い流れ”を生ずる．図の領域(1),(3)が熱い流れ，冷い流れに対応しており，それぞれ一定の状態に保たれる．最初隔膜を介して接していた膜近くのガス粒子を分ける接触面 C では二つの流れは速度，圧力ともに同じ値になるが温度と密度は異なる値をとる．この意味で C を温度不連続面，またはエントロピ不連続面と呼ぶ．ガス中の音速は温度の平方根に比例するから，はじめ，両室に同じガスを同じ温度で入れても(3)のMach数は(1)より大きくなる．実際衝撃波 S_i が強いほど流速は大きくなるが，(1)では音速も大きくなるためMach数はある一定値に収束する．

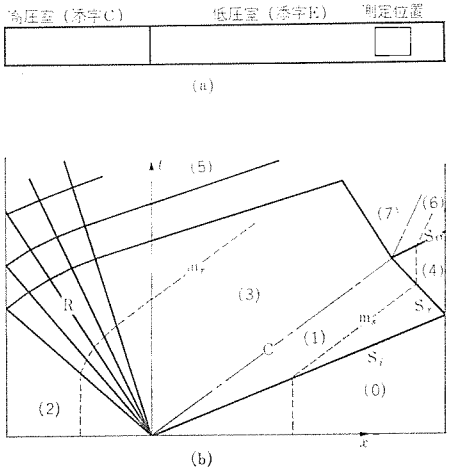


図2.1　単膜一定断面衝撃波管内の流れの状態
Fig. 2.1　Wave diagram in a single diaphragm, constant area shock tube.

　* 研究所(工博)　** 研究所

一方，(3) の Mach 数は S_i の強さが無限大のとき無限に大きくなる．

つぎに管路の長さが有限であると衝撃波と膨張波は管端で反射し，その後に別の領域を生ずる．すなわち入射衝撃波 S_i が低圧室端に達すると新たに反射衝撃波 S_r が逆方向に進行をはじめ，領域 (1) の流れは S_r によって圧縮されて図 2.1 (b) の領域 (4) には (1) よりさらに高温の静止ガスが得られる．膨張波が高圧室端に達すると反射膨張波が生じ，領域 (5) は (3) よりさらに低温状態になる．S_r が図のように接触面 C に衝突すると，一般にはそこからまた反射波，屈折波，接触波が生れ (6), (7) の領域を生ずる．これらの波面がさらに膨張波や管端と干渉して次第に複雑な波面，流れ領域を形成しつつ圧力の平衡状態に近づいてゆく．

衝撃波管実験装置によく用いられる領域は，(1), (3), (4) および (6) である．このうち (6) は“tailored interface method”によって反射波 S_{rr} の強さをゼロに調整する場合に利用されることが多いので本質的には (4) と同じで，また (3) も流れの乱れや低温状態にあるため流体力学の実験にはあまり用いられなかった．

衝撃波管内の波面伝ぱ状態や流れの状態量は，非定常流に対する特性曲線法から求めることができる．その結果を入射衝撃波 S_i 前後の圧力比 $\xi=P_0/P_1$ をパラメータにして表わすとつぎのようになる．

$$\frac{P_0}{P_2}=\xi\left[1-\frac{a_0}{a_2}\frac{\mu_0-1}{\mu_2-1}\frac{1-\xi}{\sqrt{(\mu_0+1)\xi(\mu_0+\xi)}}\right]^{\mu_2+1}\equiv\xi Q^{\mu_2+1} \quad (2.1)$$

(領域 (1) の状態)

$$M_{si}=\frac{U}{a_0}=\sqrt{\frac{\mu_0+\xi}{(\mu_0+1)\xi}} \quad \cdots\cdots(2.2)$$

$$M_1=\frac{u_1}{a_1}=\frac{(\mu_0-1)(1-\xi)}{\sqrt{(\mu_0+1)(1+\mu_0\xi)}} \quad \cdots\cdots(2.3)$$

$$\frac{T_0}{T_1}=\frac{a_0^2}{a_1^2}=\frac{\mu_0+\xi}{1+\mu_0\xi}\xi \quad \cdots\cdots(2.4)$$

(領域 (3) の状態)

$$M_3=\frac{u_3}{a_3}=\frac{u_1}{a_3}=(\mu_2-1)\left(\frac{1}{Q}-1\right) \quad \cdots\cdots(2.5)$$

$$\frac{p_3}{p_2}=\frac{p_1}{p_2}=Q^{\mu_2+1} \quad \cdots\cdots(2.6)$$

$$\frac{T_3}{T_2}=\frac{a_3^2}{a_2^2}=Q^2 \quad \cdots\cdots(2.7)$$

(領域 (4) の状態)

$$\xi_R\equiv\frac{p_1}{p_4}=\frac{1+\mu_0\xi}{\mu_0+2-\xi} \quad \cdots\cdots(2.8)$$

$$\frac{P_0}{P_4}=\xi\frac{1+\mu_0\xi}{\mu_0+2-\xi} \quad \cdots\cdots(2.9)$$

$$\frac{T_0}{T_4}=\frac{\xi(\mu_0+\xi)(\mu_0+1)}{(\mu_0+2-\xi)[2+(\mu_0-1)\xi]} \quad \cdots\cdots(2.10)$$

$$\frac{U_R}{a_0}=\frac{2+(\mu_0-1)\xi}{\sqrt{(\mu_0+1)\xi(\mu_0+\xi)}} \quad \cdots\cdots(2.11)$$

ただし，P, T, ρ, u, a, M はそれぞれ流れの静圧，静温度，密度，速度，音速および Mach 数，μ はガスの比熱比 γ によって $\mu\equiv(\gamma+1)/(\gamma-1)$ で表わされる値，U, M_{si} は入射衝撃波の速度および Mach 数，U_R は S_r の速度であり添字は各領域の値を示す．充てんされるガスの種類，温度，圧力を知れば式 (2.1) から ξ と Q が求まり，式 (2.1)～(2.11) から領域 (1), (3), (4) の状態はすべて定められる．ただし上式には温度による比熱比の変化を無視している．

式 (2.1) から衝撃波を強くして高温または高速流を得るには初期圧力比を大きくし，かつ，

$$A\equiv\frac{\mu_0^2(\mu_2^2-1)}{\mu_0^2-1}\frac{m_0T_2}{m_2T_0} \quad \cdots\cdots(2.12)$$

を大きくすればよいことを知る．ただし m はガスの分子量．よって高圧室には γ が小さく軽いガスを高温で用いるのが有利になる．

3. 衝撃波管の設計指針

3.1 高低圧室の長さ

一般に高圧室が長いほど有利であるが，領域 (1) を利用する普通の場合には図 3.1 のように S_i, C, R が一点で交わる条件から高低圧室の長さを求めるのが合理的である．すなわち

$$\frac{L_C}{L_E}=\frac{a_2}{2a_0}[2+(1+\xi)\mu_0]\sqrt{\frac{\xi}{(\mu_0+1)(\mu_0+\xi)}}(1-Q)^{\frac{\mu_2}{2}} \quad \cdots(3.1)$$

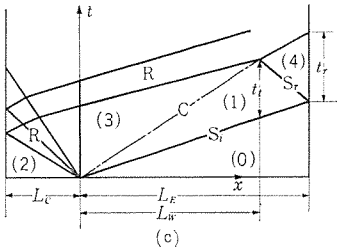


図 3.1 衝撃波管の理想的測定条件
Fig. 3.1 Most preferable condition in shock tube experiments.

3.2 測定位置

領域 (1) を利用する場合には測定時間を長くするため，次式で与えられる図 3.1 の三重点付近に測定位置を設けるとよい．

$$\frac{L_W}{L_E}=\frac{(\mu_0-1)(1-\xi)(2+\mu_0+\mu_0\xi)}{(\mu_0+\xi)(1+\mu_0)} \quad \cdots\cdots(3.2)$$

3.3 管断面および長さ

管の長さは必要な測定時間とも関連するが，一様な衝撃波面をうるために模型寸法や計測設備から決まる管の内径 D に対して，長さを $L_E/D=20\sim300$ の範囲にとるのが好ましい．

3.4 測定時間

管の長さや測定装置の設計にあたって各波面の測定位置通過時間を知ることが非常に重要になるが，これらは初期条件から求められる．すなわち，いま時間を t とし添字をそれぞれ，S_i：入射衝撃波，S_{rr}：低圧室端反射衝撃波 S_r が C との交点で剛体反射したときの反射衝撃波，C：接触面，R：膨張波の前面波すなわち領域 (2) との境界波，E：低圧室端，W：測定位置などで表わし，たとえば t_{S_iW} は S_i が W に到達するまでの時間を表わすものと定義すると，つぎにその一例を示すような諸関係が成立する．

$$t_{S_iW}=\frac{L_W}{a_0}\sqrt{\frac{(\mu_0+1)\xi}{\mu_0+\xi}} \quad \cdots\cdots(3.3)$$

$$t_{CW}=\frac{L_W}{a_0}\frac{\sqrt{(\mu_0+1)\xi(\mu_0+\xi)}}{(\mu_0+1)(1-\xi)} \quad \cdots\cdots(3.4)$$

$$t_{S_{rr}E}=\frac{L_E}{a_0}\sqrt{\frac{\xi}{(\mu_0+1)(\mu_0+\xi)}}\left[(3+\mu_0\xi+\mu_0\xi^2+\mu_0)+\frac{\mu_0(\xi-1)^3}{\mu_0+2-\xi}\right] \quad \cdots\cdots(3.5)$$

また図 3.1 のように S_i, C, S_r の三重点で測定するときには領域 (1) および (4) の測定時間はそれぞれ次式で与えられる．

$$t_i=\frac{L_E}{a_0}\sqrt{\frac{\xi}{(\mu_0+1)(\mu_0+\xi)}}\frac{(1+\mu_0\xi)(2+\mu_0+\mu_0\xi)}{\mu_0+\xi} \quad (3.6)$$

$$t_r=\frac{L_E}{a_0}\sqrt{\frac{\xi}{(\mu_0+1)(\mu_0+\xi)}}\left[2+\mu_0\xi+\mu_0\xi^2+\frac{\mu_0(\xi-1)^3}{\mu_0+2-\xi}\right] \quad \cdots\cdots(3.7)$$

3.5 駆動方法

(1) 単膜撃針形

多くの場合衝撃波管の駆動は高低圧室間を仕切った セロハン または金属の隔膜を破ってやるだけでよい.

より強い衝撃波を作り高温速流を得たいときにはγの小さい軽いガスを駆動前に高温，高圧の状態にすればよい．それにはつぎのような方法がある.

（2） 電弧・放電形

炭素電弧を用いる直接加熱で，$T_2/T_0>3$ を得ることはかなり難しい.

放電形には空間放電や銅線を焼き切る方法などがあるがエネルギ効率が低く大形の衝撃波管には適当でない.

放電後の高圧室ガスの平衡状態は印加エネルギによるガスの等積変化として求められるが，高温ではガスの解離や電離も問題になる．たとえば単原子分子が電離する場合の平衡状態は次式で求められる.

$$\frac{T_2}{T_{2i}}=\frac{1+\dfrac{2\eta E_C}{3VP_{2i}}-\dfrac{2l_i x}{3RT_{2i}}}{1+x} \quad \cdots\cdots(3.8)$$

$$\frac{P_2}{P_{2i}}=(1+x)\frac{T_2}{T_{2i}} \quad \cdots\cdots(3.9)$$

$$\rho_2=\rho_{2i} \quad \cdots\cdots(3.10)$$

$$a_2{}^2=\gamma_2{}^*\frac{p_2}{\rho_2},\qquad \gamma_2{}^*=\left(\frac{C_{p2}}{C_{v2}}\right)\frac{2}{2+x-x^2} \quad \cdots\cdots(3.11)$$

$$\left.\begin{aligned} C_{p2}&=\frac{5}{2}(1+x)R+\left(\frac{5}{2}+\frac{l_i}{RT_2}\right)^2\frac{x(1-x^2)R}{2}\\ C_{v2}&=\frac{3}{2}(1+x)R+\left(\frac{3}{2}+\frac{l_i}{RT_2}\right)^2\frac{x(1-x)}{2-x}R \end{aligned}\right\} \quad (3.12)$$

ただし $x=\dfrac{D}{2}\left[\sqrt{1+\dfrac{4}{D}}-1\right]$ および $D\equiv\dfrac{T_{2i}T_2{}^{3/2}}{AP_{2i}e^{B/T_2}}$ …(3.13)

ここに V: 高圧室容積，R: ガス定数，l_i: 単位質量あたりの電離エネルギ，x: 電離度，E_c: 供給エネルギ，η: E_cのうちガスに伝達されるエネルギの割合，A, B: 電離度に関する Saha の式 $x=\left[A\dfrac{P}{T^{5/2}}e^{\frac{B}{T}}+1\right]^{-\frac{1}{2}}$ の定数，添字 2_i, 2: 高圧室ガスの初期状態および放電後の平衡状態を表わす.

すなわち式 (3.8), (3.9) および (3.13) から逐次近似で T_2, P_2, x を求め，さらに式 (3.10)～(3.12) から a_2, $\gamma_2{}^*$ が得られ，高圧室ガスの状態は明確に規定される．しかし一般にηの評価は困難で，まだ十分な研究がなされていない．通常この駆動方法では隔膜を用いていないが，その実験結果によるとηは2～20%の程度できわめて低く，かつガスの種類や圧力によって広い範囲に変化している．したがって実験の際，衝撃波速度を実測することが必須条件になる．また隔膜併用の場合にもηは大幅に変化するはずである.

（3） 燃焼形

物質の化学エネルギを利用する形式で，種々考えられるが，酸・水素混合気を ヘリウム などで希釈し点火，燃焼させるのが普通である．これも定積燃焼，定圧燃焼，デトネーション などに類別されるが，いずれも撃針駆動衝撃波に比べて波の減衰が大きく，流れの一様性が悪い欠点をもっている.

この内で定積燃焼形は減衰が少なく，一様性ももっともよい．しかし再現性を得るためには初期圧力，混合比，点火セン数，点火機構，隔膜破壊強度などについて慎重な注意を要する.

定積燃焼の最終平衡状態は，燃焼生成熱による反応生成ガスの等積変化として求められるがガスの解離や電離の問題があり，また実際には隔膜破壊後にも多少燃焼が継続するので解析値とのく

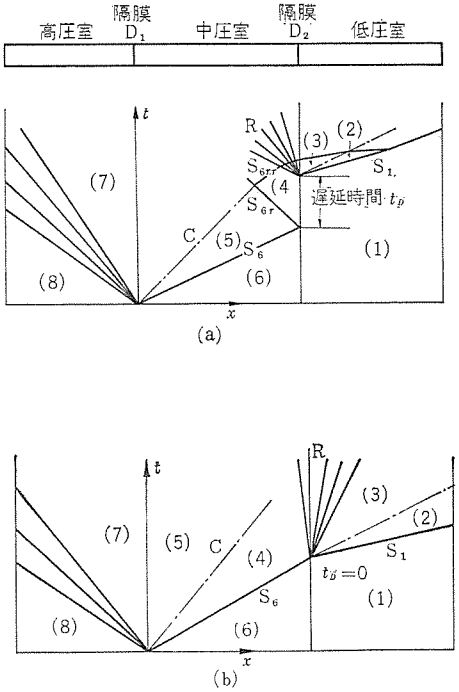


図 3.2 2段膜一定断面衝撃波管内の流れの状態
Fig. 3.2 Wave diagrams in double diaphragm, constant area shock tube.

い違いが増加する．ゆえにこの場合にも衝撃波速度の実測が必要である.

（4） 多段膜形

これは衝撃波管自身で高圧室ガスを加熱するもので一様性はすぐれている．図 3.2 (a) の隔膜 D_1, D_2 で仕切られた室に任意のガスを高，中，低圧の順に充てんし，D_1 を破ると中圧室に単膜衝撃波管の流れが生ずるから D_2 における反射衝撃波直後の静止高温高圧ガスを新たな高圧室ガスとし，ある時間 t_D ののちに D_2 膜を破れば低圧室に強い衝撃波 S_1 が得られる．領域 (2) を広くするには“Tailored interface”法で反射波 S_{6rr} を消滅させる方法もあるが t_D を小さくして R, S_{6r}, C が一点に交わるようにしてもよい.

S_6 の衝突と同時に D_2 を破れば $t_D=0$ となり，図 3.2 (b) のように各領域は一様状態になるが，領域 (4) のガスは動いているから衝撃波 S_1 の強さは次式で求めなければならない.

$$\frac{P_6}{P_1}\phi_1=\left(\frac{2\gamma_1}{\gamma_1+1}M_{s1}{}^2-\frac{\gamma_1-1}{\gamma_1+1}\right)\times\left[1-\frac{\gamma_6-1}{2\phi_3}\frac{\gamma_6+1}{\gamma_1+1}\frac{a_1}{a_6}\left(\frac{M_{s1}{}^2-1}{M_{s1}}\right)^{-\frac{2\gamma_6}{\gamma_6-1}}\right] \quad \cdots(3.14)$$

$$\phi_1=\left(\frac{2\gamma_6}{\gamma_6+1}M_{s6}{}^2-\frac{\gamma_6-1}{\gamma_6+1}\right)\left(1+\frac{\gamma_6-1}{2}M_4\right)^{\frac{2\gamma_6}{\gamma_6-1}},$$

$$\phi_3=\left(M_{s6}-\frac{1}{M_{s6}}\right)\left(\frac{1+\dfrac{\gamma_6-1}{2}M_4}{M_4}\right) \quad \cdots\cdots(3.15)$$

すなわち M_{s6}, M_4 から ϕ_1, ϕ_3 を求め，式 (3.14) から M_{s1} を求めるのである.

膜数が多いほど強い衝撃波が得られ，流れの状態も上式から逐次求められるが，衝撃波の強さは次第に飽和し 3～4 段以上にしてもあまり効果はない.

（5） 変断面形

高圧室断面を広げることによっても衝撃波は強くなる．この流

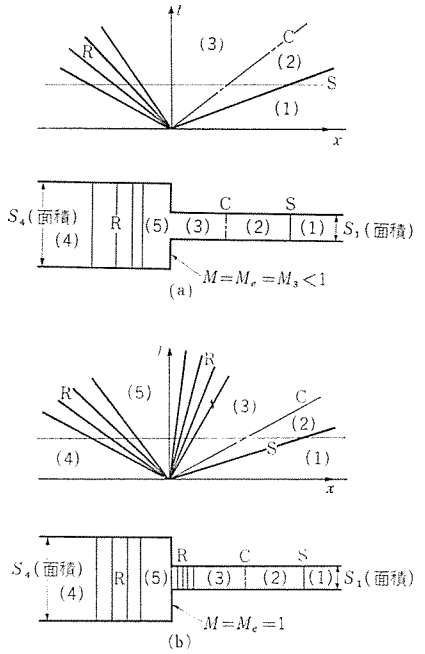


図 3.3 変断面衝撃波管内の流れの状態
Fig. 3.3 Wave diagrams in a shock tube with contraction at the diaphragm section.

れ状態は，図 3.3 (a), (b) のように高圧室亜音速流 (5) の定常膨張で生ずる領域 (3) が亜音速と超音速との二つの場合があり，その性能は次式で与えられる．

$$g\frac{P_4}{P_1}=\frac{P_2}{P_1}\left[1+\frac{(\gamma_4-1)}{2}\frac{a_1}{a_4}\frac{u_2}{a_1}g^{-\frac{\gamma_4-1}{2\gamma_4}}\right]^{-\frac{2\gamma_4}{\gamma_4-1}} \quad \cdots\cdots(3.16)$$

$$g=\left[\frac{2+(\gamma_4-1)M_5^2}{2+(\gamma_4-1)M_e^2}\right]^{-\frac{\gamma_4}{\gamma_4-1}}\left[\frac{2+(\gamma_4-1)M_e}{2+(\gamma_4-1)M_5}\right]^{-\frac{2\gamma_4}{\gamma_4-1}} \quad \cdots\cdots(3.17)$$

$$\frac{S_4}{S_1}=\frac{M_e}{M_5}\left[\frac{2+(\gamma_4-1)M_5^2}{2+(\gamma_4-1)M_e^2}\right]^{\frac{\gamma_4+1}{2(\gamma_4+1)}} \quad \cdots\cdots(3.18)$$

$$M_3=\frac{u_2/a_1}{\frac{a_4}{a_1}g^{\frac{\gamma_4-1}{2\gamma_4}}-\frac{\gamma_4-1}{2}\frac{u_2}{a_1}} \quad \cdots\cdots(3.19)$$

すなわち $M_3<1$ の時には $M_3=M_e$ で a_4/a_1, γ_4, P_2/P_1, u_2/a_1, 面積比 S_4/S_1 を与えると所要初期圧力比 P_4/P_1 が求められる．$M_3>1$ の時は $M_e=1$ であるから g は γ_4, S_4/S_1 だけに依存する．

パラメータ g は変断面形と一定断面形の性能比較に便利である．式 (2.1) を図 3.3 の記号で書直した式，

$$\frac{P_4}{P_1}=\frac{P_2}{P_1}\left[1-\frac{(\gamma_4-1)}{2}\frac{u_2/a_1}{a_4/a_1}\right]^{-\frac{2\gamma_4}{\gamma_4-1}} \quad \cdots\cdots(3.20)$$

を式 (3.16) と比較すると変断面形で P_4/P_1, a_4/a_1 に対する衝撃波の強さを一定断面形で得るには，圧力比を g，音速比を $g^{\frac{\gamma_4-1}{2\gamma_4}}$ 倍にしなければならないことがわかる．

(6) その他の方法

上の駆動法のほかに放電駆動時の電流で磁場をつくり，ローレンツ力で高温ガスを加速する方法，固体爆薬を用いる方法，ピストンを高速で管中に打出す方法などで高温，高速のガスを得た例もあるが，まだあまり一般的でない．

4. 衝撃波管の応用

衝撃波管の応用研究は近年とみに盛んになり，たとえば実在ガスに非常な高温または低温状態を実現する新しい手段などにも用いられるようになったが，ここでは応用例の詳述は避け，種々の研究用衝撃波管の二，三の形式について述べることにする．

4.1 一定断面形

一般の実験には図 2.1 の領域 (1), (3), (4) が広く用いられている．領域 (3) は資料が少ないが，種々の駆動法で温度 20,000°K，衝撃波 Mach 数，数十程度が実現されている．

応用例には (a) 亜，遷，超音速風胴，(b) 流体物理の研究，(c) 凝縮現象の研究，(d) 解離，電離，放射，緩和現象など高温現象の研究，(e) 電磁流体力学の研究，(f) 燃焼，反応速度など化学反応機構の研究，(g) 衝撃試験など機械的研究，(h) 計測器の検定などがある．

4.2 拡散形

近年人工衛星などの問題に関連し，2～3 万°K のヨドミ点温度を実現しうる唯一の極超音速実験装置として拡散形衝撃波管が発達してきた．これは図 4.1 のように通常の衝撃波管の低圧室端にノズルをつけ，高温の極超音速流を得るものである．もし高温を得る必要がなければ高圧室を省略し中圧室圧力をあげて膜 D_2 を破ればよい．

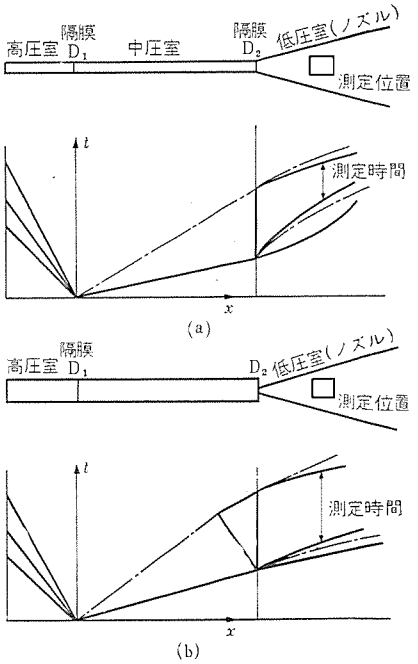


図 4.1 直行形および反射形極超音速衝撃風洞内の流れの状態
Fig. 4.1 Wave diagrams in a straight through type and a reflected type hypersonic shock tunnel.

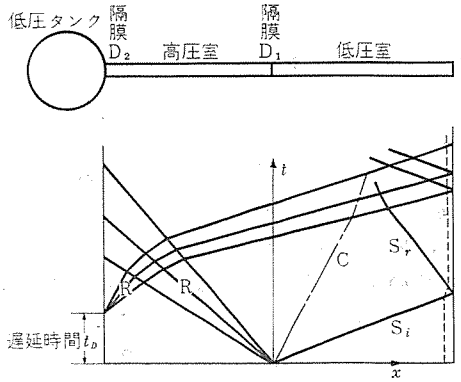


図 4.2 化学衝撃波管内の流れの状態
Fig. 4.2 Wave diagram in chemical shock tube.

4.3 化学衝撃波管

単一 パルス 衝撃波管ともいわれ ガス を所定時間加熱したのち，急冷して反応を凍結させ，化学的分析を行なったり反応の時間的変化を調べるのに用いられる．

図 4.2 の単膜一定断面衝撃波管の高圧室端に隔膜 D_2 を介して大容量の低圧 タンク を設け，低圧室に反応ガスを封入しておき，D_1 を破ると反応 ガス は入射および反射衝撃波に圧縮され瞬時加熱される．つきに所定時間 t_D 後に D_2 を破ると，低圧室への入射および反射膨張波で高温反応 ガス が冷却され，反応は凍結するのである．高温 パルス の大きさや継続時間は高低圧室の長さ，遅延時間および圧力比で調整する．

この化学用や前述の極超音速衝撃風洞のような変形衝撃波管は今後種々開発されると思われる．

5. 般用衝撃波管の満たすべき条件

2～4 に述べた知識に基づいてわれわれは般用衝撃波管の所要条件をつぎのように帰納した．

a. 高圧室，低圧室の長さは共に可変であること．
b. 測定位置も可変であること．ただし連続可変の必要はない．
c. 管断面は長方形であること．
d. 管内面は管全長にわたって一様で，ｵｳﾄﾂ を避けること．
e. 数個所で撃針駆動ができること．
f. 撃針駆動の時間調整が可能なようにしておくこと．
g. 隔膜にはあらゆる種類のものが取付可能なこと．
h. 隔膜取付部は少なくとも 2，3 個所以上設けること．
i. 各室に任意の ガス を封入でき，初期圧力が測定可能なこと．
j. 燃焼駆動用点火せんが多数取付可能なこと．
k. 放電駆動用電極が多数取付可能なこと．
l. 変断面模型が取付可能なこと．
m. 拡散形 ﾉｽﾞﾙ は管端だけでなく，管の中にも取付可能なこと．
n. 大容量の低圧 タンク を付属させること．
o. 高圧室は少なくとも 20 ata まで安全に加圧しうること．
p. 低圧室は 10^{-3} mmHg 以下の真空に排気しうること．
q. 測定部の模型は上・下・後方いずれからも取付可能なこと．
r. 衝撃波の光学的 ﾋﾟｯｸ・ｱｯﾌﾟ および光学測定が可能なこと．
s. 種々の電気的 ﾋﾟｯｸ・ｱｯﾌﾟ 素子が取付可能なこと．
t. 管に沿う適当な位置の衝撃波速度が測定可能なこと．

6. 般用衝撃波管本体

上述の条件から衝撃波管を長さ方向にいくつかに切り，各管に必要な機能を持たせ，実験目的に応じてこれらを適宜組合せて種々の形式に使用しうるように計画した．この衝撃波管本体主要部の写真を図 6.1 に示す．管は全長 11.5 m の水平形で架台の ﾚｰﾙ 上を移動でき，撃針駆動部を除けばすべて軟鋼製で厚さ 20 mm の上仕上鋼板 4 枚を 5×10 cm の長方形断面に ﾎﾞﾙﾄ 締めし，接着剤で気密に保ったもので 10^{-6} mmHg の真空漏れ試験を行なってある．1 本の管長は 50 cm で両端の ﾌﾗﾝｼﾞ は 2 個の ｵｰﾘﾝｸﾞ で ｼｰﾙ し，ｾﾛﾊﾝ 紙，金属など種々の隔膜に対して十分に気密を保ちうるだけでなく，隔膜を ﾀﾜﾐ なく緊張させるため円弧状突起部が設けてある．隔膜取付部 ﾌﾗﾝｼﾞ は一個所を袋 ﾅｯﾄ 形とし，ほかの部分は ﾎﾞﾙﾄ 結合とした．また良好な ﾊﾒｱｲ の ピン

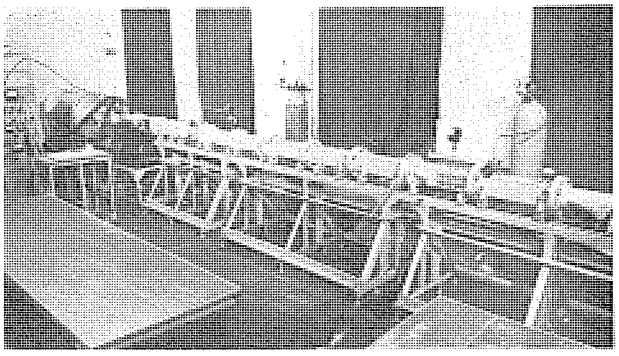


図 6.1 衝撃波管本体
Fig. 6.1 Shock tube apparatus.

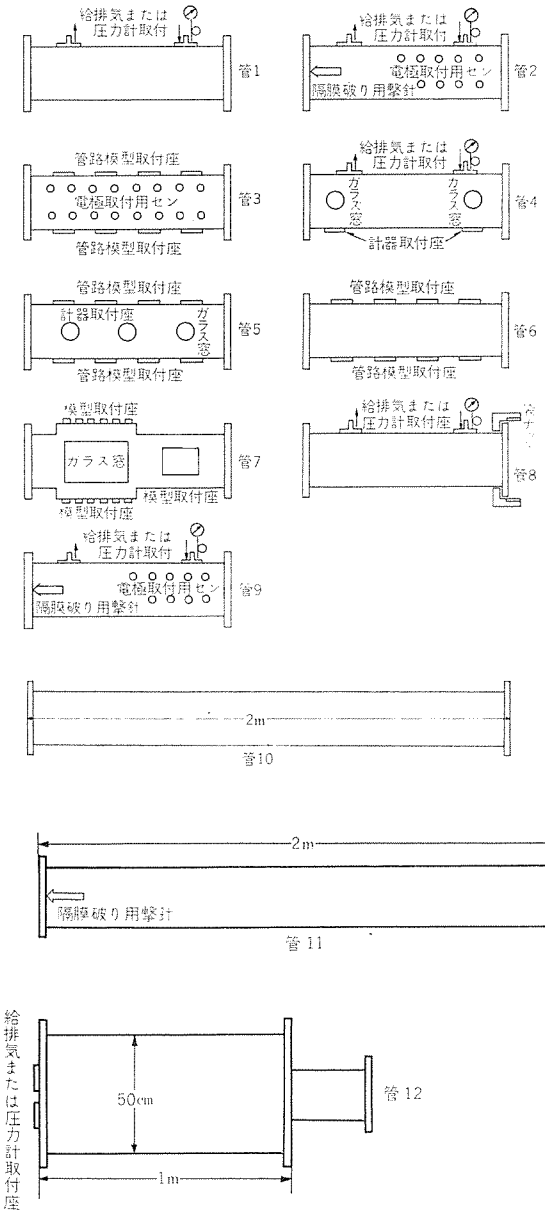


図 6.2 各管の持つ機能
Fig. 6.2 Functions of tubes.

によって管の結合時の内面くい違いをほぼ完全に防止した．

管は図 6.2 の 12 種類で，管 1 は 4 本，その他はそれぞれ 1 本準備した．それぞれの管の構造機能はつぎのとおりである．

（1） 管 1：上面に給排気管，弁または圧力計などの取付座 P を 2 個設けてある．使用しないときは内面貫一の盲蓋をする．

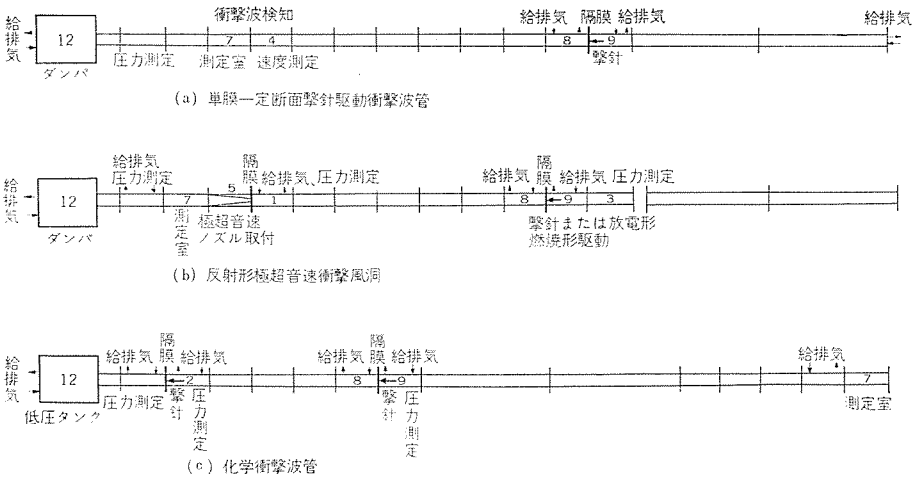


図 6.3 般用衝撃波管の代表的使用例
Fig. 6.3 Examples of application of universal shock tube.

まで実験装置として使われたほとんどすべての形式の衝撃波管として活用することができる．駆動方法も撃針駆動，燃焼駆動，電弧放電駆動などを採用でき，また化学衝撃波管や反射形極超音速風洞で必要になる駆動時間の調整も容易に可能である．

このほか，特殊電極の放電駆動部やきわめて大きな面積拡大を要する極超音速ノズル，変断面管路などは必要に応じて単独に設計製作の上付設することができる．

この般用衝撃波管の使用法の一例として単膜一定断面撃針駆動形衝撃波管，反射型極超音速衝撃風胴および化学衝撃波管として使う場合の組合せ方の一例を図 6.3 に示した．

（2） 管 2：管1同様上面に2個の座 P があり側面には放電・点火電極などの取付用の ネジセン D が 10 対あり各種計測器感応部の取付けにも流用できる．また管の一側面前方には取付角 30 度の撃針がある．電磁石駆動形で，バネ 式などに比べ時間調整に便利である．筒状の撃針取付金具は ステンレス 鋼製である．

（3） 管 3：24φ ネジセン D を側面に 16 対持ち，上・下面には変断面用管路模型や極超音速 ノズル などを取付けるため4対の座 H が設けられている．

（4） 管 4：上面に座 P が2個，側面には前方と後方に2対の衝撃波検知用小形窓 ガラス が設けられ，光学系そのほかの計測器の取付けも可能である．下面には 25φ の計測器取付穴が2個，ガラス 窓と同じ位置にあけられている．

（5） 管 5：上・下面には4対の座H，側面には1対の衝撃波検知用窓 ガラス および2対の計測器取付穴が設けられ，極超音速衝撃風胴としての実験や変断面衝撃波管の実験の際の衝撃波 ピック・アップ などに便利に用いられる．

（6） 管 6：上・下面に座Hがあり，座Pとしても用いることができる．

（7） 管 7：12×15 cm，厚さ 2 cm の窓 ガラス を持つ測定部があり断面全体にわたって流れの場を観察することができる．窓ガラス の後方には支柱を持つ模型取付座があり，上・下面にも窓ガラス の長さにわたって計 12 対の模型取付座を設けてある．

（8） 管 8：座Pを持ち フランジ の一つは袋 ナット になっている．

（9） 管 9：機能的には管2と同じで，管8と接続できるように フランジ の一つに ネジ が切ってある．

(10) 管 10：測定時間を長くとるときの補助管で，全長 2m の円管中に薄鋼板製方形断面管をそう入した構造のものである．

(11) 管 11：管 10 の一端に駆動用撃針を取付けたものである．

(12) 管 12：直径 50 cm，長さ 1 m の厚さ 5 mm の鋼板製大容量 タンク で管 1～9 の約 80 本分に相当し，ダンパ 用または低圧 タンク，高圧 タンク として用いられる．20 ata～10^{-6} mmHg で安全に使用できる．管の一方の フランジ は管 1～11 に接続でき，他方には座 P が2個ついている．

以上種々の機能の管を適宜組合せ，必要に応じて管路模型や ノズル を取付けることにより単膜一定断面形の衝撃波管をはじめ，単膜変断面，多段膜一定断面，多段膜変断面，直行形極超音速衝撃風胴，反射形極超音速衝撃風胴，さらに化学衝撃波管などこれ

7. 測 定 方 法

使用形式，研究対象などで駆動装置や測定器は一定しないが，衝撃波管実験に必要な基本装置はいずれの形式でもほぼ同じで，そのうち測定用 トリガーパルス を得る ピック・アップ 装置，測定の タイミング 調整用の時間遅延装置はもっとも重要な装置である． また測定，駆動用の放電装置，放電始動装置，衝撃波速度用瞬時間測定装置もよく用いられる．衝撃波管の使用形式が変ってもこれらの組合せでほぼ十分な測定ができる．以下にわれわれの実験に用いた上記諸装置および実験手順について述べる．

図 7.1 は波面または流れの光学的観察を目的とする装置の ブロック で，その主要素は光学系とこれに要する電気系になる． 1回の実験はつぎの手順および経過をたどって行なわれる．

a. 管内の清掃，真空 ポンプ と圧縮空気を用いて膜の破片その他の チリ を模型部およびその上流部から取除く．
b. 隔膜を取付け，高低圧室を排気する．
c. 高低圧室に所定の ガス を所定の圧力に封じ込む．
d. 測定回路を調整し，測定用 カメラ の シャッタ をきる．
e. 隔膜を破ると入射衝撃波が低圧室内に進行する．
f. 測定部上流で入射衝撃波を検知し，増幅器に送る．
g. 増幅後，時間遅延装置で信号の所要伝送時間を遅らせる．放電始動装置を通して第3電極に放電させる．
h. 主放電が起こり，光学系を通して測定すべき像が撮られる．
i. カメラ の シャッタ を閉じる．

各要素の概要を以下に述べる．

7.1 隔　膜

この管断面では圧力差 2～3 at までは金属膜の必要はない．膜の材質には抗張力大きく，伸び少なく，ガス が浸透しないものが要求され Tricetate Cellulose がもっとも適している．また圧力差や断面の小さいときは，トレーシングペーパ でもよい．

7.2 ガ ス 圧

370 W の回転 ポンプ 1～2 台を用いたが，ダンパ 用低圧 タンク 容量が大きいので，到達真空度は 100 μHg が限度であった． 高圧ガス には ボンベガス を用い，圧力は ブルドン 管形圧力計によって測定した．

7.3 ピック・アップ装置

衝撃波の検知には 図 7.2 (a) の シュリーレン 法を用いた．衝撃

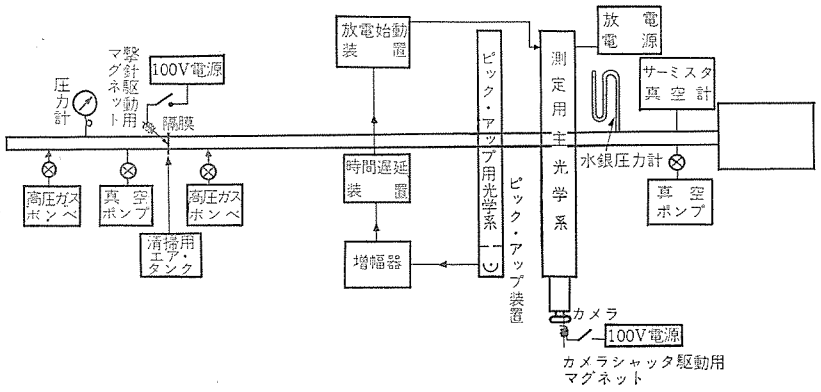


図 7.1 単膜一定断面撃針駆動実験装置の ブロックダイヤグラム
Fig. 7.1 Block diagram of instrumentation of a single diaphragm, constant area, plunger driving shock tube experiment.

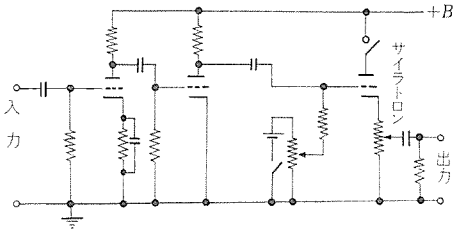


図 7.3 増幅回路
Fig. 7.3 Amplifier circuit.

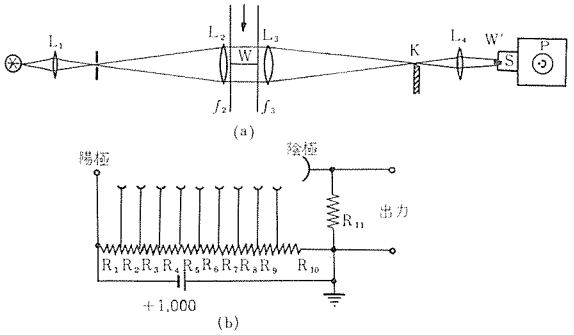


図 7.2 ピック・アップ装置
Fig. 7.2 Pick up apparatus.

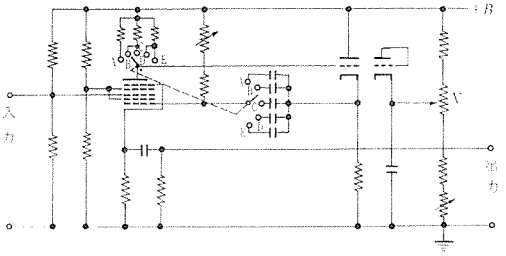


図 7.4 時間遅延回路
Fig. 7.4 Time delay circuit.

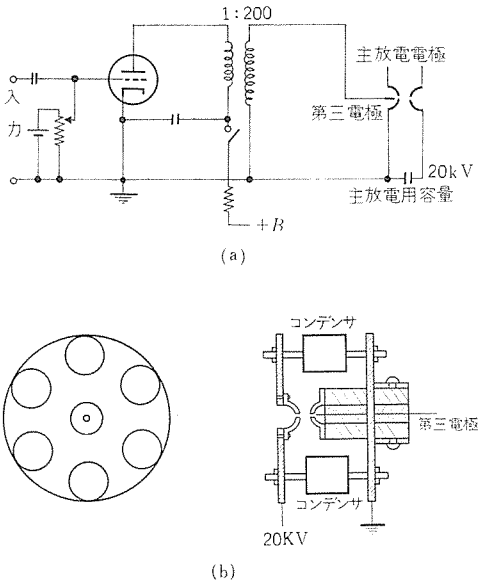


図 7.5 放電装置
Fig. 7.5 Spark circuit and main spark electrodes.

波 W の光像は光電管箱先端の W' 面を掃過し，スリット S を通過するときだけ光電管 P に光が当たり，信号が取出される．ピック・アップ の感度は光学系と光電管の感度に依存し，通常の光電管を使うときは光学系の感度を極端に大きくしなければならず，後者には光電子増倍管が必要になるが，陽極負荷から信号をとる通常の方法をシュリーレン法と併用すると感度過大で空気中のホコリなどによる雑音で誤動作することが多い．これに対して供給電圧の低下，負荷抵抗の減少などの方法があるがあまり有効でない．ここでは陰極から信号を取出す方法を採用した．その結線を図 7.2 (b) に示す．原理的には普通の光電管と同じであるが，実際には出力もかなり大きく，かつ非常に安定である．光学系の感度は L_2, L_3 の焦点距離で決まり，長いほど感度はよいが長過ぎると操作が不便になる．われわれは $f_2=f_3=40$ cm を一般に用いたが，極超音速 ノズル への入射衝撃波など非常に弱い波の検知には $f_2=f_3=80$ cm のものを使用した．

7.4 増幅器

光電管出力が大きいので 20～40dB の増幅でよくわれわれは 2 段増幅とし，時定数を小さくして安定な作動を確保した．この増幅器の出力信号は種々の目的に利用されるが，たとえば衝撃波速度測定において，2 点で感知した衝撃波信号を瞬時間測定器に入れる際，最初の入射衝撃波信号だけが必要で，あとに続く諸 ジョウ乱の影響を受けてはならないため複雑な ブロッキング 回路を用いることが多いけれども，この回路は サイラトロン 1 個で代用できる．また出力も O～B 電圧に可変とし，種々の目的に応じられるようにした．図 7.3 に回路の詳細を示す．なお瞬時間測定器は デイジタルカウンタ に発振器，ゲート 回路を加えたもので周期測定，計数，周波数比測定などに広く用いられるがここでは省略する．

7.5 時間遅延装置

Phantastron の Miller-Run Down 現象を利用した連続可変の直線遅延回路を採用した．回路例や詳細な説明は省略し，図 7.4 に使用回路を示す．図 A～E の切換えにより 0～0.2, 1, 2, 5, 20 m sec の 5 レンジ に変化でき，さらに V 点の電圧を変化させて連続的に遅延時間を変えることができる．

7.6 放電始動および放電回路

主放電回路の タイミング は第 3 電極法によった．回路を図 7.5 (a) に示す．衝撃波の研究にはきわめて短い放電時間が要求されるので，放電回路の インダクタンス はできるかぎり小さくする必要があ

る．図 7.5 (b) の主放電電極はこのために考案されたもので，コンデンサ 6 個を電極のまわりに同心円状にならべ 20 kV に充電使用した．

8. 実　験　例

この般用衝撃波管を用いた研究の実例についてつぎに述べる．

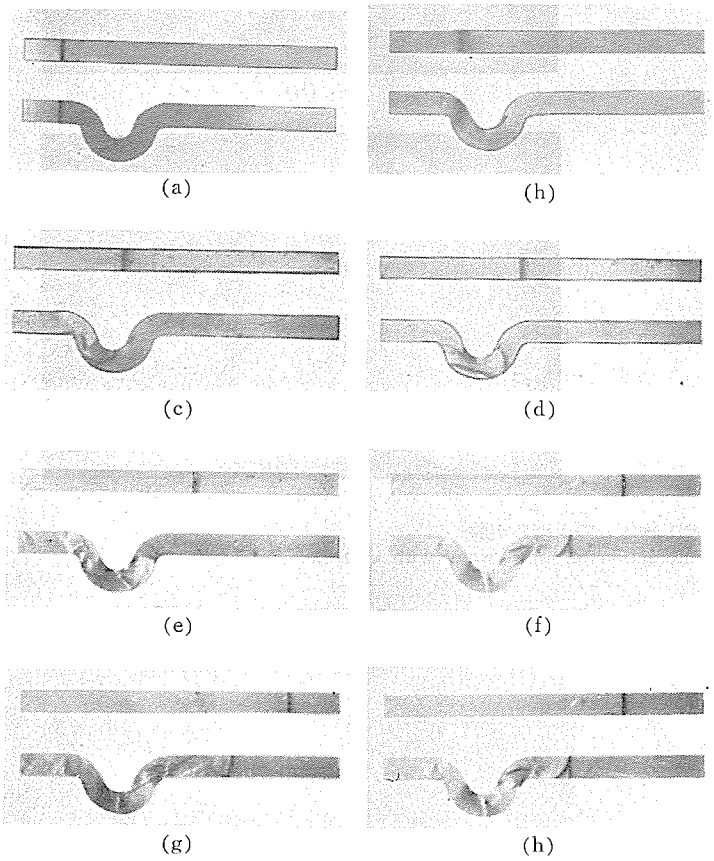


図 8.1　曲管を通る衝撃波の実験
Fig. 8.1　Shock wave through a duct.

8.1　曲管を通る衝撃波

衝撃波管は一般に長くなるので，曲げて使用できれば便利である．曲管を通る衝撃波は一度変形するが直線管路に入り，曲管部分で生じた非定常波がすべて衝撃波に追いついたのちは再び直線波となり，その後には多少速度の小さい一様な流れを伴うはずである．衝撃波が直線性を回復するまでの走行距離は後の流れの Mach 数に依存する．この状況の一例を図 8.1 に示す．

8.2　収束波の強さ

衝撃波の発散や収束問題は理論的にはむずかしいが，核融合実験の ピンチ 現象など高温 ガス 生成の問題と関連してきわめて重要である．図 8.2 はこのような現象の定性的観察の一例として，$M_s=1.97$ の衝撃波が収束する状態の種々の瞬間を捕えたものである．

8.3　衝撃波と物体の干渉

非定常波は往復動機関の給・排気管路などにも，複雑な形で現われる．このような波面が，たとえば消音器のような変断面に遭遇したときひき起こす現象を考察するには，単なる一次元管流としてでなく二次元，三次元的な現象としてはあくする必要がある．図 8.3 はこのような研究の一例として山形障害物を通る衝撃波の模様を観察したものである．

8.4　極超音速流

極超音速風胴による流れの発生や希薄 ガス 中での シュリーレン，干渉計などの感度検討のために図 8.4 のような細長い物体に生ずる定常衝撃波を観察した．これは Mach 数約 5.45，岐点圧力 10 ata，岐点温度 300°K に対応する．

9. む　す　び

衝撃波管は最近 10 年ほどの間に実験装置として大幅に進歩し，種々変形された形式が提案され，実用されてきた．われわれはこれらいままでに考案された各種の形式および今後考案されるであろう種々の形式について，その動作原

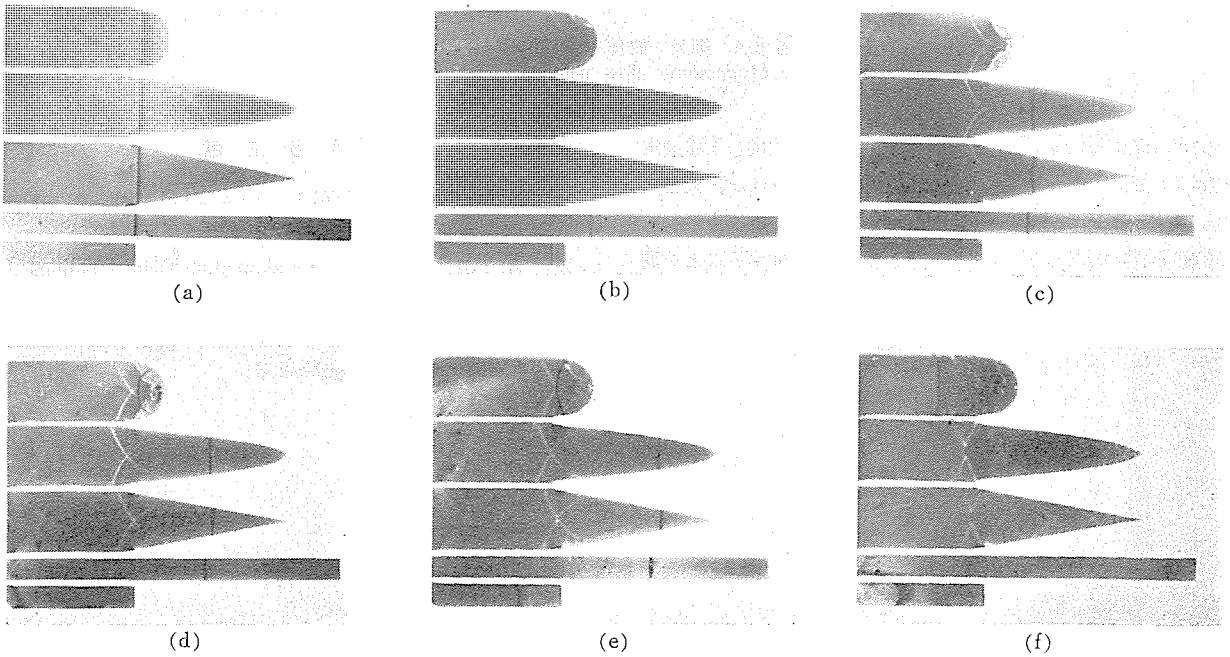
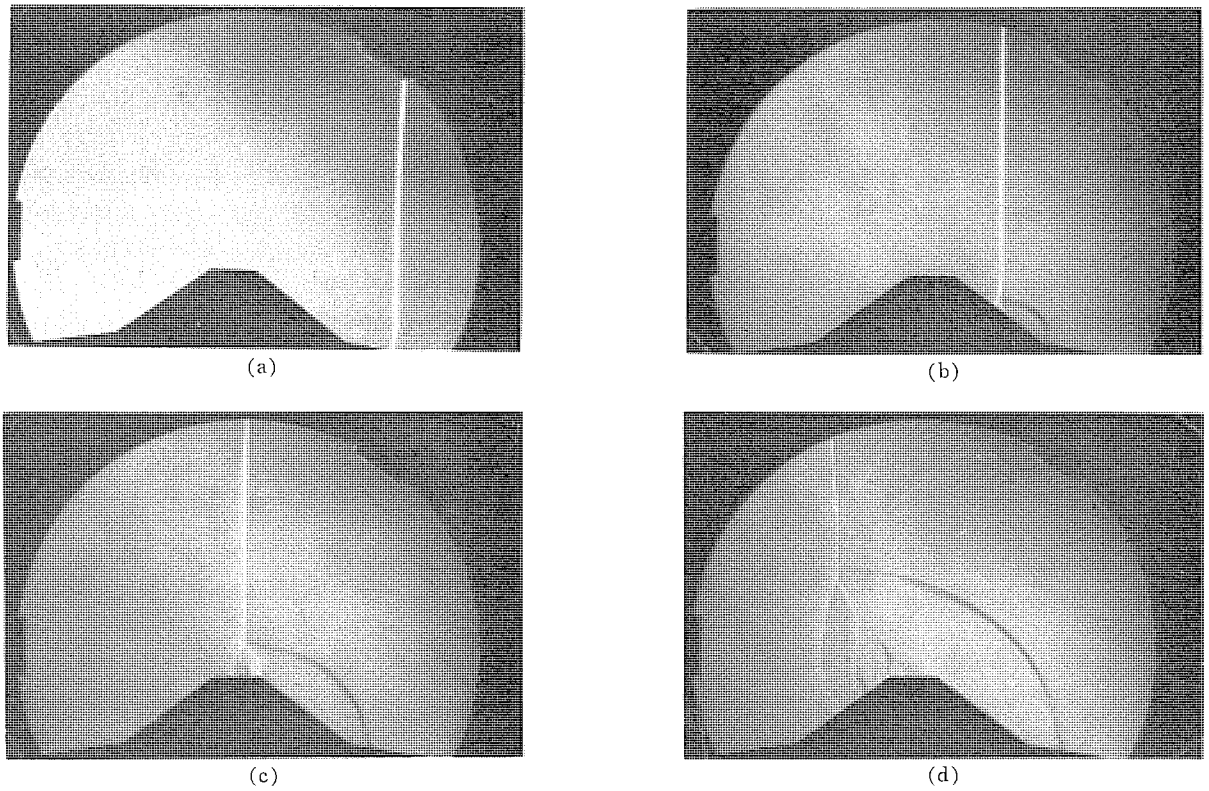
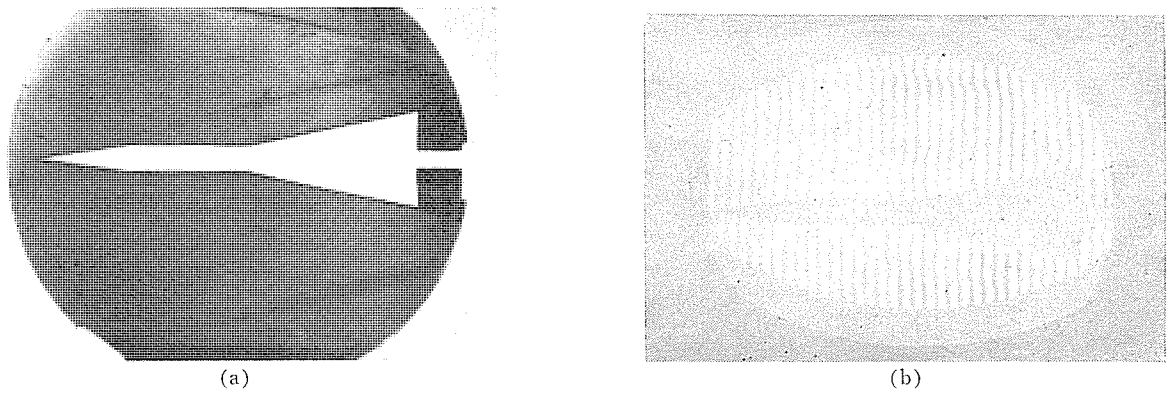


図 8.2　収束波に関する実験
Fig. 8.2　Experiments on a converging shock wave.



(a) (b) (c) (d)

図 8.3 衝撃波と物体との干渉の実験
Fig. 8.3 Experiment on the interaction of shock wave with obstacle.



(a) (b)

図 8.4 細長い物体を通る極超音速流
Fig. 8.4 Hypersomic flow pasting a slender body.

理ならびに解析方法を示し，そのすべてに1台で流用しうる般用衝撃波管を設計，建設することができた．装置自身はほぼ満足すべきものであるが，今後，流体物理，高温物理あるいは化学反応など広範囲の基礎ならびに応用実験研究に広く活躍することを期待し希望している．

（昭 37－8－18 受付）

参 考 文 献

(1) J. Gordon Hall: UTIA Review. No. 12, Inst. Aerophysics, University of Toronto.

(2) A. Ferri (Editor): Fundamental Data Obtained from Shock-Tube Experiments. Pergamon Press (1961).

(3) K. Akashi, H. Saito & M. Sugihara: Mitsubishi Denki Lab. Rep. (to be published).

UDC 621. 374. 3, 539.1. 08, 539. 125

中性子モノクロメータの自動作表装置

大野善久*
八島英之**・茂木　充***・大野栄一***
金田　明****

A Controlling Logger for Neutron Monochromator

Japan Atomic Energy Research Institute — Yoshihisa ŌNO
Mitsubishi Electric Manufacturing Co., Research Laboratory — Hideyuki YASHIMA・Mitsuru MOGI・Eiichi ŌNO
Mitsubishi Electric Manufacturing Co., Kōbe Works — Akira KANADA

A controlling logger is installed for a neutron monochromator and has ability, by the use of push buttons, to carry out automatically the neutron experiments, logging the measured values and logging alternation of measuring condition. That means, it has faculty of sequence control and data logging. Its operation system is asynchronous without clock pulse. Principal elements composing the circuit are transistors, diodes and relays. With this experiment control and logging device measurements extending over scores of hours are automatically accomplished so as to contribute greatly to save the labor of experiment.

1. まえがき

中性子 モノクロメータ は中性子線から一定の エネルギ（波長）のものを選び出し，これを試料に当てて吸収，散乱などの相互作用を測定するための装置である．この種の中性子実験は波長を次々に変えて種々の測定を行なうもので，数時間から1昼夜以上にわたって続けられることが多く，測定の操作および記録を人の手で行なうとすればきわめて多大の労力を必要とする．したがって，どうしても実験測定の自動化が要求され，この目的のために モノクロメータ に付属した自動作表装置が作られた．この自動作表装置は中性子実験の シーケンス 制御と測定結果の作表の機能とを有している．

この装置が取りつけられる中性子 モノクロメータ の構造は図 1.1 に示すとおりである．

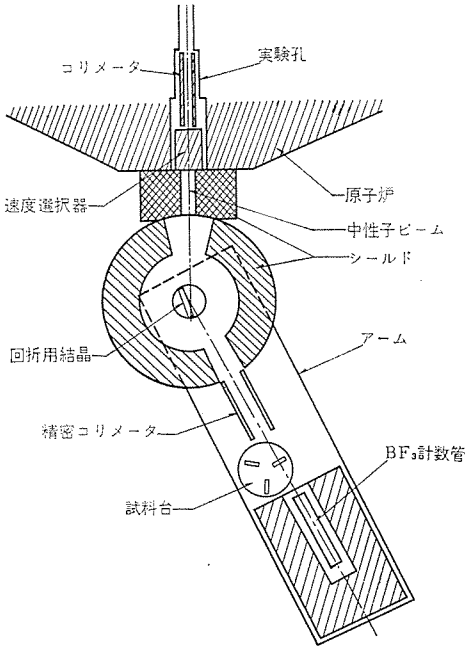


図 1.1　中性子 モノクロメータ 配置図
Fig. 1.1　Layout of neutron monochromator.

原子炉の実験孔から取り出された中性子 ビーム は速度選択器によって，ある速度範囲の中性子が選び出される．速度選択器の原理は中性子吸収体の ネジレ 板で作られた チョッパ が回転し，特定の速度を持った中性子だけが チョッパ の スキマ を通り抜けて取り出されるようになっている．これらの中性子群は コリメータ によって平行束に絞られており，回折用結晶に当たる．入射する中性子の エネルギ はまだ一様ではないが，結晶格子によって一定 エネルギ（波長）の中性子は特定の方向に回折され，単色の ビーム として取り出される．この ビーム は試料台に乗せられた試料に当たり，それを透過した中性子はさらに精密 コリメータ を通って中性子検出器に入る．中性子測定系は後で述べるように，主測定系と モニタ 測定系とから成り，原子炉出力の変動の影響を消去するようにしている．

結晶格子から回折する中性子束の エネルギ は回折角によって定まるので，モノクロメータ の アーム の角度を特定の位置に設定すると単色の中性子 ビーム が得られる．この ビーム を試料に当て，透過した中性子を計数すると，各 アーム 角度—中性子 エネルギ に対し中性子透過の スペクトル が得られる．この場合，バックグラウンド や試料以外の部分から散乱してくる成分を差引くために，結晶を ブラッグ(注)からはずして測定し，あるいは ビーム 中に試料を入れまたは出した場合の計数を求める．これらの各種の条件下における測定を一定の シーケンス に従って遂行するのが，この自動作表装置の機能の一つである．

測定結果の作表とは一定の測定条件のもとで中性子数を計数し，その値を タイプライタ で印字すると同時に紙 テープ にさん孔する操作である．さん孔された テープ は電子計算機（IBM-650）にかけられ，上述の バックグラウンド の影響を消去して試料の吸収 スペクトル を求める データ 処理操作が遂行される．

(注)　ブラッグ角 θ は次に示される関係式（ブラッグの条件）を満たす入射角である．
$$2d\sin\theta=n\lambda$$
ここに，d は結晶格子面間隔，λ は入射波の波長，n は整数である．

* 日本原子力研究所　** 研究所(工博)　*** 研究所　**** 神戸製作所

2. 装置の構成

この装置の電子回路 ラック には

（1） 中性子計数回路

（2） アーム 角度指示回路

（3） アーム 駆動用 サーボ 増幅器

（4） 制御用論理回路

（5） 制御および表示 パネル

などが含まれ，別に印字装置が付属している．図2.1にはその外観を示し，図2.2は ラック の前面である．上から制御用論理回路，中性子計数回路，制御および表示 パネル，アーム 角度指示回路，アーム 駆動用 サーボ 増幅器の順に パネル が配置されている．

図2.3はこの装置の制御系の構成を示す ブロック 線図である．この自動作表装置の特長は クロックパルス を使用しない非同期式で，回路を構成する素子には トランジスタ および小形継電器を使用している．それぞれの素子の特長を生かして使っており，その結果回路構成は簡単になり，装置全体を小形に作ることができた．各部で使われている素子の数および消費電力は表2.1に示すとおりである．

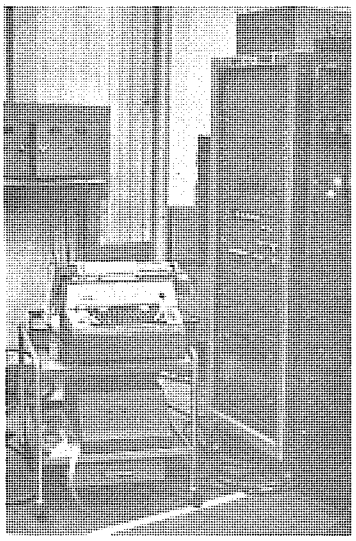


図 2.1 装置の外観
Fig. 2.1 Appearance of the set.

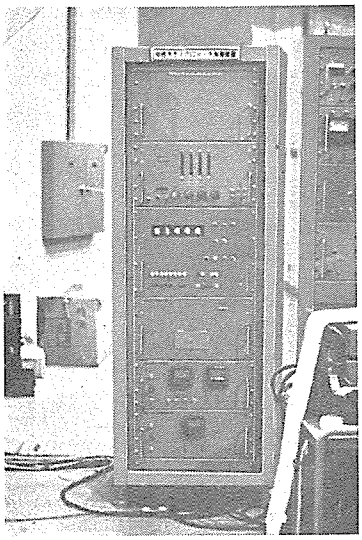


図 2.2 パネル 前面
Fig. 2.2 Front view of panel.

継電器を使用したとき問題になるのは，その接点からの スパーク が論理回路に雑音として入り誤動作することであるが，これは火花防止用の ダイオード を並列にそう入することにより防止することができた．

この作表装置で取扱われる信号はほとんど パルス および ディジタル 信号であるので，装置を構成する回路要素の主要なものは

（a） 計数回路

（b） フリップフロップ および パルス 整形回路

（c） 単安定 マルティバイブレータ（One-Shot Multivibrator）による遅延および パルス 幅拡大回路

（d） 各種の ゲート（AND, OR）回路

などいわゆる ディジタル 回路である．

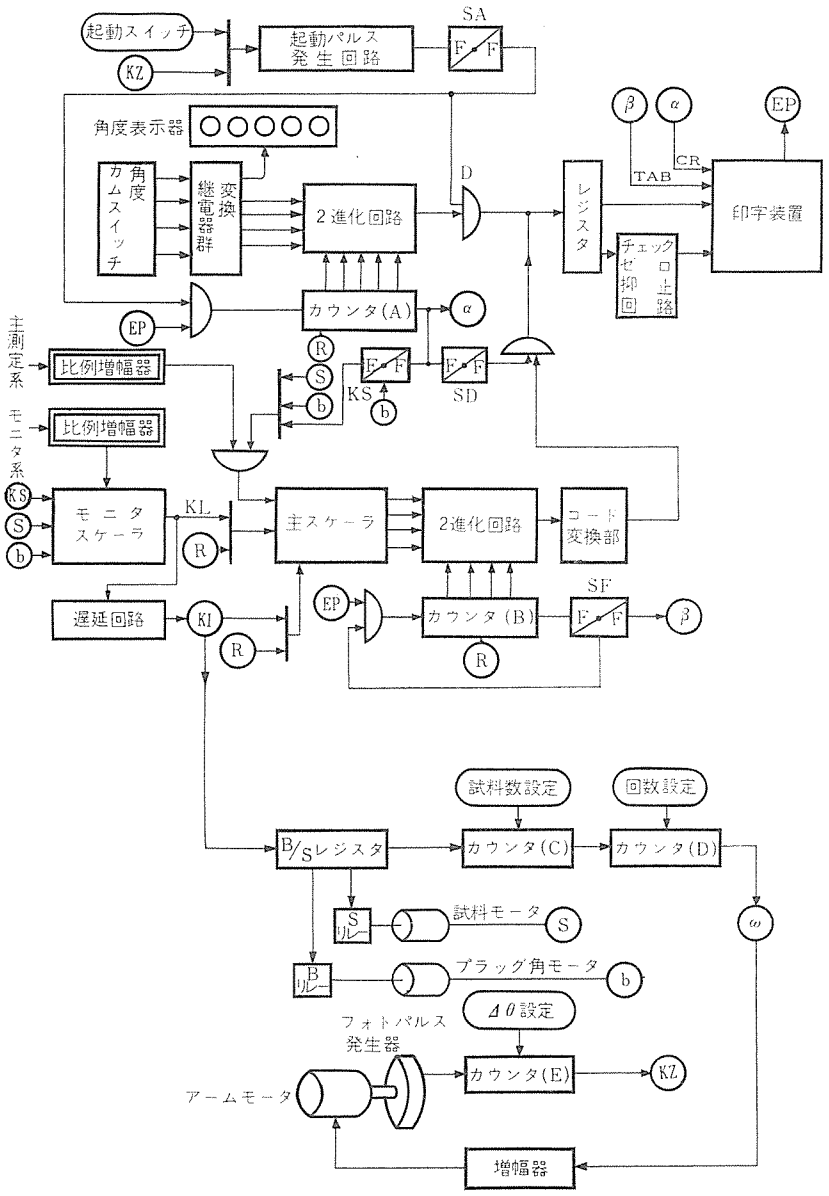
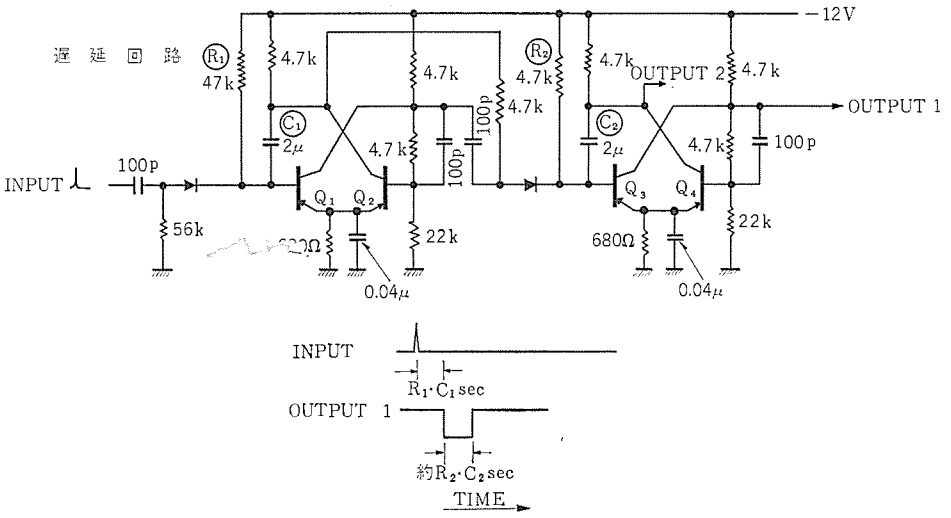


図 2.3 自動作表装置 ブロック 線図
Fig. 2.3 Block diagram of controlling logger.

表 2.1 各部の構成素子数および所要電力

	計数装置	制御装置	アーム駆動用増幅器
トランジスタ（個）	241	283	7
ダイオード（個）	148	290	18
継電器（個）	7	140	8
消費電力（W）	26	100	250（ピーク時） 50（平常時）
電源	100V±15V	50/60 c/s	



R_1. C_1 の時定数は入力パルスが入ってから出力パルス (OUTPUT 1 or 2) が出るまでの時間遅れ
R_2. C_2 の時定数は出力パルスのパルス幅

図 2.4 パルス 遅延回路
Fig. 2.4 Pulse delay circuit.

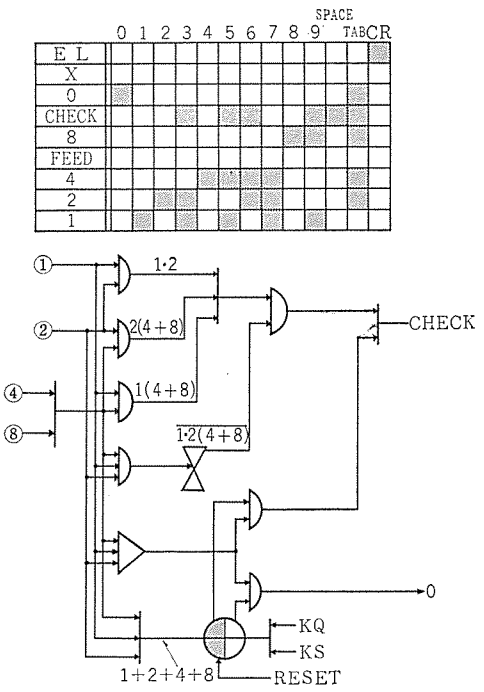


図 2.5 タイプライタコード 表および チェック の ゼロ 抑止回路
Fig. 2.5 Zero suppression circuit of typewriter code table and parity check.

このうち，単安定 マルティバイブレータ による遅延回路は，この種の非同期式 シーケンス 制御回路に対しては重要で，各種の継電器や印字装置の動作の時間的不ぞろいを見込んで確実な動作をするよう，その時定数には十分の余裕を見込んでおく．この回路の例は図 2.4 に示すとおりで，ここで R, C, の値を適当に選ぶことにより，所望の時定数を与えるようにする．この図の例は，単安定 マルティバイブレータ を 2 組接続し，下に示すように入力の パルス が入って後，一定時間後に一定の幅の パルス が発生するようにしたものである．

つぎに，この自動作表装置のさん孔の コード は 8 単位で IBM の コード に準じている．この コード には偶奇の チェック (Parity Check) を含んでおり，チェックコード を作り出す回路を図 2.5 に示してある．同時にこの回路では印字の場合，有効数字より上位の ゼロ は“空白”で置き換える (Zero Suppression) 目的のために ゼロ 抑止回路を含んでいる．この回路は印字装置の直前に付属している．

この装置に使用されている計数装置の カウンタユニット は普通の 10 進 リングカウンタ であるが，その構成は主 スケーラ および プリセットスケーラ の二つの チャネル を含んでいる．各 チャネル はそれぞれ独立に入力 パルス 信号を計数するが，あらかじめ設定された プリセットスケーラ の値に計数が達すると，主 スケーラ の計数が停止し，その計数値が ネオン 管で表示される．この主 スケーラ は中性子 モノクロメータ の主測定系からの中性子を計数し，プリセットスケーラ は モニタ 系に接続される．もちろん単独で シングルチャネル の プリセットスケーラ として使用することも可能である．この計数回路の入力 パルス 周波数は最大 400 kc まで (パルス 分解能 1.8 μs)，表示 ケタ数は 4 ケタ，プリセットチャネル の最大記憶量 10^4 である．主スケーラ の計数値を表示する時間 (Display Time) も 0.1 ないし 30 sec まで可変である．表示された計数値は作表装置の入力として送られる．

印字さん孔装置は黒沢通信工業製 T-501 で，前述のように 8 単位の テープ のさん孔および読取りと印字作表の機能を有している．

3. 作表装置の動作

この自動作表装置の動作を大別すると，

(1) アーム 角度の印字さん孔の サイクル

(2) 各測定条件下における中性子の計数およびその測定 データ の作表を行なう データ 測定および印字 サイクル

(3) アーム を所定の角度まで移動させる アーム 移動 サイクル

の三つの サイクル から成っている．動作 サイクル の タイムチャート は図 3.1 に示してある．以下，これらの サイクル について簡単に説明しよう．

3.1 アーム角度印字サイクル

アーム 角度とは モノクロメータ 本体の アーム と原子炉から放出される中性子 ビーム の軸とのなす角である．この角度の値は セルシンサーボ 系によって駆動される角度数字化発信器 (Encoder) によって数字 (最高 5 ケタ) として送り出される．

数字化発信器からの出力は変換継電器群を作動し，各数字ごとに 2 進化 10 進符号 (Binary coded decimal) として タイプライタ に送られ，印字さん孔が行なわれる．

測定を始めるにはまず“起動”の押し ボタン を押すが，これによって起動 パルス が発生し フリップフロップ SA を セット する．この状態が アーム角度印字 サイクル である．これによって ゲート D が開いて，角度数字の第 1 字目の信号を印字装置の入力 レジスタ に送り出す．印字を送ると エンドパルス が生じ，カウンタ へ入って 1 段すすめ，次の字を入力 レジスタ へ転送する．全部完了すると α の信号が発生し，これによって印字装置の復帰改行 (CR) が行なわれ，SA フリップフロップ が リセット されて角度印字 サイクル が終了し，同時に SD フリップフロップ が セット され，次の データ および印字 サイクル が開始する．

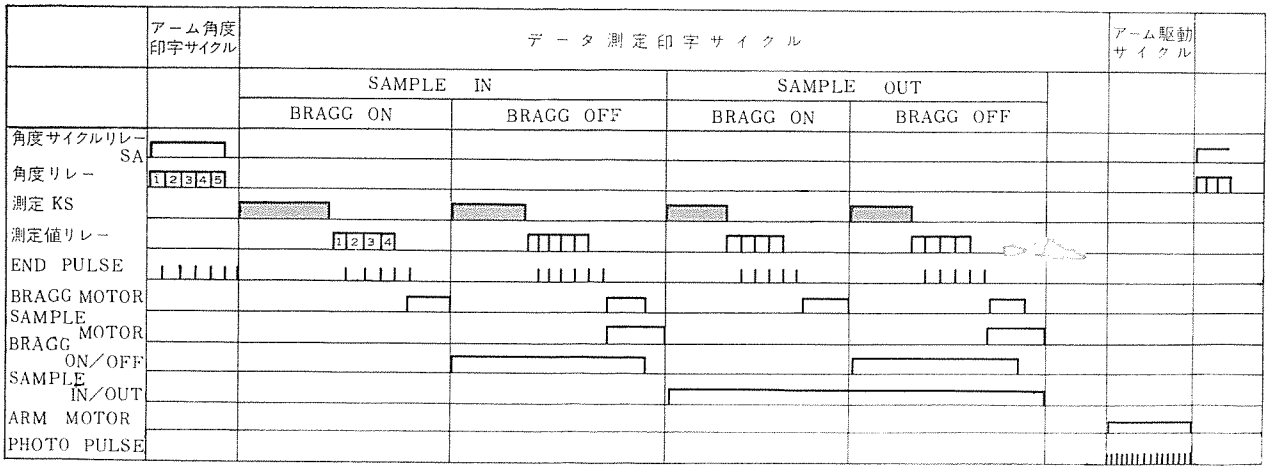


図 3.1 自動作表装置 タイムチャート
Fig. 3.1 Controlling logger time chart.

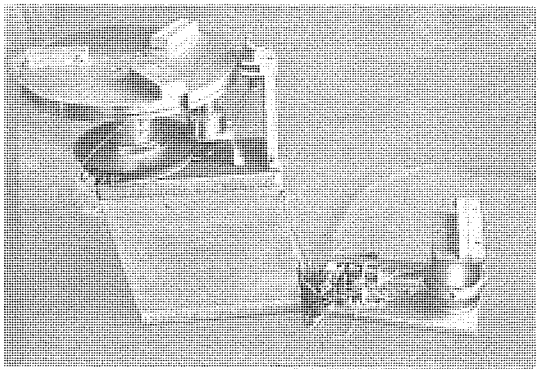


図 3.2 試料台（左）および回折用結晶台（右）
Fig. 3.2 Turning sample table and crystal stand for diffraction.

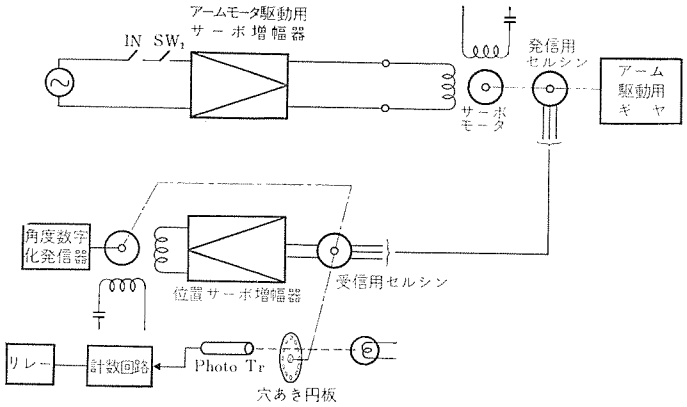


図 3.3 アーム 駆動用 セルシンサーボ 系
Fig. 3.3 Selsyn servo system for arm driving.

3.2 データ測定および印字サイクル

中性子測定装置によって，各種の測定条件下において検出器に入る中性子数を計数し，その値を作表印字さん孔する サイクル である．中性子測定系はさきに述べたように主測定系と モニタ 測定系から成り，モニタ 測定系は原子炉から流出する中性子を計数回路の プリセットスケーラ で計数し，主測定系では試料を透過した単色中性子を主 スケーラ で計数するようになっている．データ 測定 サイクル の開始と同時に KS フリップフロップ から パルス を生じ，これによって主 スケーラ および モニタスケーラ の ゲート が開く．モニタスケーラ があらかじめ プリセット した値（たとえば 2,000 カウント）に計数が達したとき パルス KL を生じ，主測定系へ入る信号の ゲート が閉じて計数が停止し，その値をもって中性子の測定値とし，表示，印字，さん孔が行なわれる．表示は タイマ によって一定時間主 スケーラ の ネオン 表示灯が点灯し，これが終わってから印字装置が動作する．主 スケーラ の測定値（4 ケタ）が印字される過程は 3.1 項で述べた方式と同様である．ただ，ここで異なる点は測定条件を変えたときの測定値は復帰改行（CR）せず，β の信号が発生して TAB 操作が行なわれることである．

測定の条件としては，一つの試料に対して次のものがある．

（1） 試料を中性子 ビーム の中に入れた状態と出した状態，すなわち， SAMPLE IN， SAMPLE OUT

（2） 回折用結晶が ブラッグ 角に置かれた状態とはずれた状態，すなわち， BRAGG ON， BRAGG OFF

これらの条件を組合せて一つの試料に対して 4 回の測定が行なわれる．これには一つの条件下の測定が終わるごとに BS レジスタ（2 組の フリップフロップ から成る 4 進 カウンタ）の状態が変わり，四つの測定条件が実施される．1 種類の試料に対して 4 回の測定が完了すると次の試料に移る．試料台には 3 種類の試料を乗せることができ，その台は マイクロモータ で回転され，次々に試料が測定される．回折用結晶台も マイクロモータ で動かし，ブラッグ 角の変更が行なわれる．図 3.2 は試料台および回折用結晶台を示したものである．

次に試料台に取りつけた試料（最大 3 種類）については測定を n 回くり返すことができる．（n=1, 5, 10, 20）この数は押し ボタン によって設定される．

以上のような測定条件は場合によっては，全部を実施する必要のないことがある．たとえば，特定の試料 #1 だけについて ブラッグ 角に置いたままにして，SAMPLE IN， SAMPLE OUT だけをくり返したいという場合である．この場合には制御 パネル 面の押し ボタン（SAMPLE #1， SAMPLE IN， SAMPLE OUT）を押して セット すればよい．もし，三つの試料のうちいずれか一つを IN のまま固定して測定したいときには，その試料番号の押し ボタン および SAMPLE CLAMP を押す．これらの押し ボタン によって信号の通路の変更，特定の フリップフロップ の セット あるいは リセット が行なわれ，所要の プログラム が遂行される．

3.3 アーム移動サイクル

ある アーム 角度における N 円の測定が完了すると，回数設定の D カウンタ から ω 信号が発生し，これによって アームモータ の増幅器が始動する．これによって アーム はあらかじめ押し ボタン で設定された角度（20″, 40″, 60″, 1′ の 4 種類がある）だけ送られる．

この駆動方式は図3,3に示すような セルシンサーボ 系によっている．まず，このサイクルの始動時にリレー SW_1 の接点は閉じており，起動信号によってINの接点が閉じサーボ S_1 が始動しアームを回転し始める．S_1 に直結した発信用セルシンによって受信用セルシンが回転する．（ここが位置サーボ系になっている．）受信セルシンには穴あき円板が直結され，これに光源とフォトトランジスタとが組合せられて光パルスを発生する．その割合は2″に1パルスである．光パルスはカウンタEで計数され，あらかじめプリセットされた値に達すると信号KZが発生しリレー SW_1 が働き，アーム駆動サーボ系を停止する．これによって所定の角度だけアームが移動することになる．KZは最初の起動用のORゲートに加えられ，再びアーム角度印字サイクルをくり返す．

3.4 その他の動作

測定された値を印字作表せず，ただスケーラの表示のみを行なわせたい場合にはOFF PRINTのボタンを押せばよい．これによって測定値の表示は計数回路のネオン管で示され，一定時間点灯（Display）してのち自動的にリセットされる．

また連続測定ではなく任意の測定条件下で1回だけの測定を行ないたいときには，測定条件を押しボタンで選び出してMANUのボタンを押せばよい．

連続自動測定はAUTOを押しREC. ONを押せば始動される．POWERのスイッチを入れると自動的にRESETが働くようになっているが，動作を確実にするために自動測定を始める前にはRESETのボタンを押して回路を初期の状態に復元させて置くのが望ましい．

もし，自動測定を停止させたいときには，REC. OFFを押せば現在置かれているアーム角度における一連の測定が終わるまで測定を続けてのち停止する．即座に測定を中止したい場合には，REC. OFFを押してのちRESETを押せばよい．

制御パネルの面には上に述べたような各種の押しボタンスイッチのほかに多くの表示灯が付けられており，現在の測定状態が表示されるようになっている．

4. 装置の運転状況

この自動作表装置は日本原子力研究所のJRR-2（CP-5）原子炉に付属している中性子モノクロメータ用として設置され，順調に稼働している．図4,1はモノクロメータを運転する前にビームの整合（Alignment）を行なった結果の測定データをプロットしたものである．実際の測定例としてはIn, Cd, Auの3種類の試料板に対して中性子エネルギ10～5eVの範囲における吸収を測ったものがある．回折用結晶にはBeの単結晶の（0001）面を使用した．この測定に要した時間は連続で48時間で，この程度の長時間でも安定に稼働することが認められた．

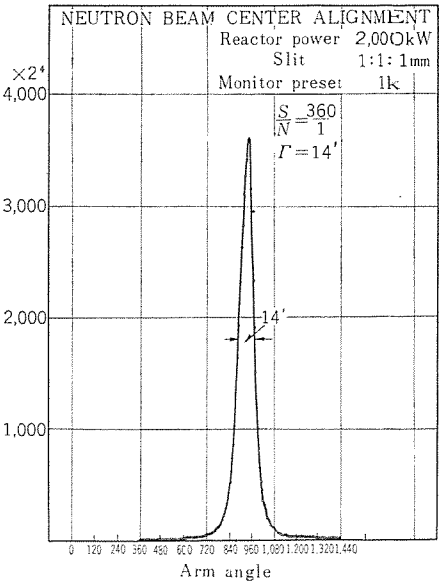


図 4,1 中性子ビーム中心整合測定結果
Fig. 4.1 Measurement result of neutron beam center mal.

5. むすび

この自動作表装置は中性子モノクロメータに付属する装置で，中性実験子のシーケンス制御および測定結果の作表，テープさん孔を自動的に遂行するものである．きわめて長い時間と労力を要するこれらの実験を無人で進めることができるので研究能率の向上に寄与するところが大きい．しかも装置に使用される半導体素子および継電器をできるだけ少なくするように設計してあるので形態がコンパクトで保守が容易になることが特長である．この種の実験のシーケンス制御と測定値の作表処理を行なう装置は中性子実験に限らず，他の科学研究に広く応用することが可能と考えられる．

この装置の完成は一に関係者各位の絶大なご助力によるものであるが，とくに諸般のご指導をいただいた日本原子力研究所 杉本朝雄理事，同百田光雄核物理研究室長，三菱電機研究所 菅野正雄副所長に深く謝意を表わすとともにこの基本計画，および実験の面では同核物理研究室 岡本浩一氏，浅見哲夫氏に，装置各部の設計製作に対しては三菱電機研究所 蕪原智研究員，宮下恭一技師および試作部の各位に衷心より感謝するものである．

（昭 37－10－8 受付）

自動負荷調整装置 (ALR)・自動無効電力調整装置 (AQR)

平山博朗*・長沢保明*

Automatic Load Regulator and Automatic Var Regulator

Kōbe Works　Hiroo HIRAYAMA・Yasuaki NAGASAWA

For use with a generator No. 3 of Ube Power Station of the Chugoku Electric Power Co. an automatic load regulator and an automatic var regulator have been built by Mitsubishi. Unlike contacts type regulator in old days they are of continuous control system with magnetic amplifiers. The automatic load regulator controls the governor motor and adjust generator output according to a pre-set program, making governor operation of turbines feasible-unprecedented feature in thermal power stations. The automatic var regulator operates jointly with the automatic voltage regulator to control the wattless power of generators so as to mininize the transmission loss. When applied to a thermal power station, it will serve to reduce the phase modifier equipment.

1. まえがき

最近の大容量火力発電機の制御装置として，負荷制御装置および無効電力制御装置がある．タービン発電機は蒸気タービンおよびボイラから，その出力の許容変動範囲は狭く制限され，また出力を変更する場合の変化速度も非常に遅くする必要がある．また一方送電損失の減少あるいは調相設備の軽減などに役立てるため，タービン発電機の無効電力制御を行なわれることが多くなった．

従来，これらの要求に対しては接点式の装置が製作されていたのであるが，このたび中国電力新宇部発電所3号発電機用として磁気増幅器形の自動負荷調整装置，自動無効電力調整装置を製作，納入したのでここにその概要，構造および試験結果について述べることにする．

2. 概　要

2.1 自動負荷調整装置

発電所の重点が水力より火力に移るに従い，火力発電所におけるガバナ運転のいかんが重要な問題となってきた．ことに新鋭火力発電所は基底負荷用として連続運転される点，大容量である点から，そのガバナ運転が系統周波数の安定に有利であることは論をまたない．

しかし一般の火力発電所においてはボイラの追従性能上，大幅で急激な負荷変動をきらい，負荷制限弁によるリミッタ運転を行なっているのが現状である．すなわち火力機器側は定負荷運転を望み，系統運用側は周波数によって負荷を変化させたいという，相反する要求が存在する．自動負荷調整系はこの矛盾する二つの要求を合理的に解決する目的で生れた．すなわち自動負荷調整系は装置に適当な不感帯を持たせることにより，ある範囲のみ負荷変動を許し，細かい周波数変動を吸収し，系統周波数の安定に協力する一方，大幅な負荷変動に対しては自動負荷調整装置を動作させて負荷値を一定に制御し，ボイラ関係を保護しようという装置である．

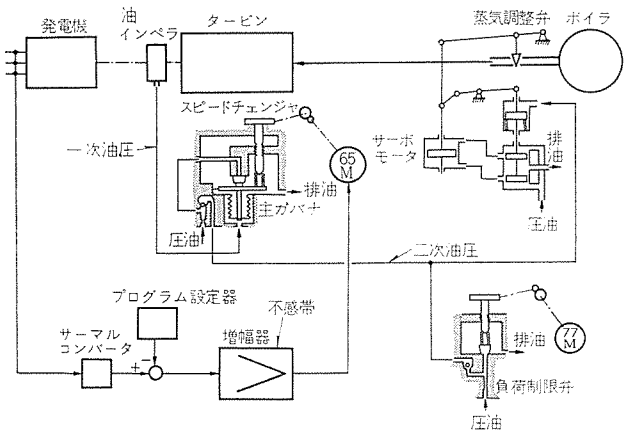


図 2.1　負荷調整回路説明図
Fig. 2.1　Illustration diagram of load regulating circuit.

構造ならびに動作についての詳細は3章以下にゆずるとし，負荷調整系の概要のみ説明すると図 2.1 のようになる．すなわち，ガバナ運転状態においてサーマルコンバータより発電機出力を検出し，これを直流電圧である設定値と突き合わせ，その偏差を3段の磁気増幅器で増幅し，偏差がゼロになるようガバナモータを駆動している．また増幅器の不感帯を任意に変化できるような回路を設け，その範囲ではガバナ運転の特長を生かして自由に負荷変動を許し周波数変動を吸収するようにし，系統に寄与させていることは前述のとおりである．

さて，以上が自動負荷調整装置の第1の役割であるが，この装置はこのほかにプログラム制御装置を有している．次にこの説明をする．

発電所においてある給電計画に基づいて発電機出力を増減する場合，その出力変化のコウ配（負荷増減率）はボイラの特性ならびにボイラを含めた諸機器のその時の状態により，1 MW/min あるいは 2 MW/min のように決められている．たとえば，発電機出力を 0 MW から 156 MW まで変化させる場合，1 MW/min の負荷増減率で行なうと所要時間は2時間 36 分であり，運転員はこの時間の間電力記録計を監視し，負荷増減率が 1 MW/min になるよう，絶えずガバナモータを制御し，調整しなければならないわけである．これに要する運転員の注意集中力と，その結果の疲労度が非常に大きいであろうことは容易に想像される．プログラム制御装置は任意に選択できる負荷増減率において，これらの操作をすべて自動化し，発電所運営の簡素化を期したものである．

そのほかこの装置の特長を掲げる．

（1）電子管類を用いず，増幅部はすべて磁気増幅器によって構成し，堅ろうで半永久的な寿命を期し信頼性の向上と保守の簡易化を目ざした．

（2） バックアップとして，新たに電力急減検出装置を開発して付加した．電力急増に対しては リミッタ で保護するとし，電力急減に対してはこの装置で検出し，自動負荷調整装置を除外するようにした．

そのほか保護回路としては，設定値と実負荷の偏差を検出し，ある値以上になると警報させるものがある．

（3） 点検盤を設け，任意の時に増幅部の バランス，動作などを チェック できるようにした．

2.2 自動無効電力調整装置

現在，送電方式としては系統運用の簡易さなどの点から，一般に，定電圧送電方式が広く採用されているが，よく知られているように，この方式は送電容量が大きくなるにつれ多くの場合，送受電端に大容量の調相設備を要求し，また必ずしも送電損失最小の送電方式ではない．

近年，系統の規模が拡大し，送電容量が増大するに伴い，送受電端の調相設備ならびにその間に流れる無効横流は，系統の経済的運用上，無視し得ないものになってきた．ここに単なる電圧定値制御とは別に，無効電力潮流を考慮した発電機の無効電力制御の必要性が生れる．この装置は中国電力に納入されたものであるが，中国電力においては，山側の発電所にはすべて自動無効電力装置を付加し，

$$Q=a+bP+cP^2 \qquad (Q=\text{MVar},\quad P=\text{MW})$$

なる特性で運転し，里側に到着する無効電力を一定にし，無効横流の流出入を防ぐ一方，受電端側電圧を制御する調整容量としては大容量新鋭火力発電所に期待するという構想をたて，その計画を推進している[1][2]．本装置はこの目的に沿って製作されたもので，受電端の系統電圧ならびに無効電力潮流を監視し，発電機の無効電力を制御する大容量新鋭火力発電所向けの自動無効電力調整装置である．

参考までに，この装置が付加された新宇部発電所3号機（192,000 kVA，18,000 V，0.85，タービン 定格 156 MW）による無効電力調整系について説明する．図 2.2 に調整系の ブロック 線図を示す．

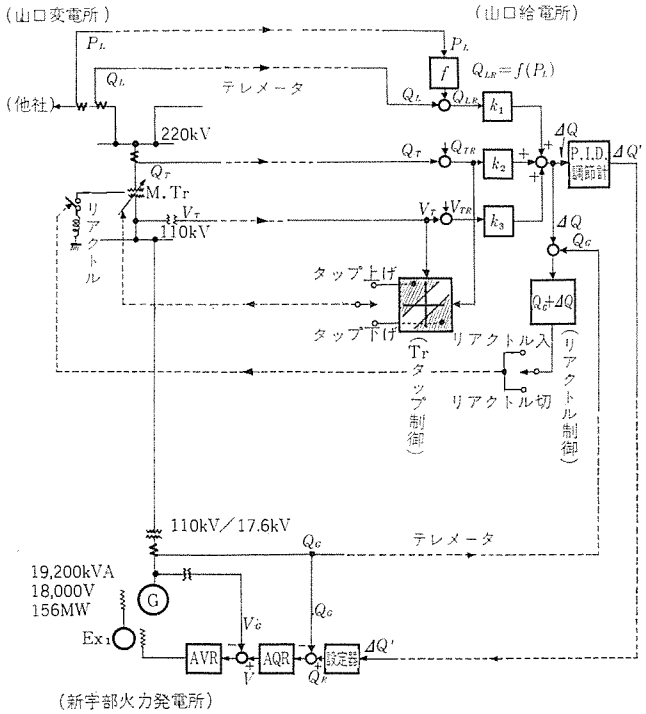


図 2.2 自動無効電力調整系 ブロック 線図

Fig. 2.2 Block diagram of automatic var control system.

220 kV の超高圧送電線があり，これは山口，広島，岡山変電所をつなぎ他社（九電および関電）と連けいしている．110 kV の系統は，山口変電所において，連けい トランス MTr. で 220 kV 系統と結ばれている．MTr. は負荷時 タップ 切換えならびに リアクトル（10 MW，2台）の切，入が可能である．自動無効電力調整装置の付加されている新宇部発電所 3 号機は 110kV 系統に入っている．

さて，電力系統を含むこの無効電力調整系の制御量は 110 kV 母線の電圧 V_T，MTr. を流れる無効電力 Q_T，ならびに他社（九電）との間に流出入する無効電流 Q_L である．すなわち，この三つの量を，新宇部発電所 3 号機の自動無効電力調整装置により，所定値に制御しようという考えである．

信号の流れを追うと，まずこの三つの制御量が山口変電所において検出され，テレメータ 装置により山口給電所に送られ，ここで設定値（V_{TR}，Q_{TR}，Q_{LR}）と突き合わし，k_1, k_2, k_3 なる係数を掛けその結果を加え合わせて ΔQ という偏差量を作る．この場合，V_{TR}, Q_{TR} は任意に設定するのであるが，Q_{LR} は P_L の関数である定められた パターン $f(P_L)$ によって自動的に決定される．ΔQ は P. I. D. 調節計を通り，適当な時間遅れを持たされて，$\Delta Q'$ となって，新宇部発電所 3 号機の自動無効電力調整装置の設定に入り偏差 ΔQ を ゼロ にするよう 3 号機の無効電力を調整する．

MTr. の タップ が適当でないと，ΔQ_T と ΔV_T の偏差が正，負の形で互いに バランス して残ったまま ΔQ が ゼロ になるので，これがある値以上大きいと トランスタップ 制御装置で MTr. タップ を切換えるようにしている．また，ΔQ が 3 号機では制御しきれないほど大きい場合には MTr. 三次側の リアクトル を自動無効電力調整装置が動作する以前に自動的に入，切するようにしている．

以上が系統を含んだ無効電力調整系の概要である．このようにこの大 ループ からみれば自動無効電力調整装置はその中の一つの エレメント にすぎないわけであるが，一方，自動無効電力調整装置自身も一つの閉 ループ を形成しているし，また自分の中にも自動電圧調整系の マイナループ を有している．次に自動無効電力調整装置の概要について述べる．

制御量である発電機の無効電力は サーマルコンバータ で検出され，直流電圧の基準値と比較する．これより生じた偏差は 3 段の磁気増幅器で増幅されて，偏差を ゼロ にするべく サーボモータ 90 RM を駆動する．90 RM は自動電圧調整器の設定器 90 R を動かすもので，これにより自動無効電圧調整器が動作し，定められた無効電力を発電機が出すように発電機端子電圧を制御するものである．

次にこの装置の特長を列挙すると

（1） 電子管類を一切使用しておらず磁気増幅器ならびに半導体で構成し，堅ろうにして半永久的な寿命を期し，信頼性の向上と保守の簡便を目ざした．

（2） 90 R の部分を除いては自動電圧調整器も含めて，静止形無接点，連続制御系を構成している．

（3） 自動無効電圧調整装置に適当な時定数を持たせ自動電圧調整器の固有振動数とこの装置のそれとを離し，緩慢な電圧（無効電力）変動に対してはこの装置は動作するが，急激な変動に対してはこの装置は動作せず，自動電圧調整器が応答し，系統の安定度向上に寄与している．

（4） 設定回路に任意設定の リミッタ を有しているので，テレコントロール 故障などによる異常設定を抑制することができる．

（5） 無効電力を所定値に制御するために，その結果として，

発電機の電圧，力率，電流などが異常な値になることが考えられるが，このような不安を除くため，これらを常時監視し所定値以下に押える限定回路を有している．

（6） $Q=bP^2$ 特性には，バリスタの2乗特性を利用したので，特性はなめらかであり，要素を小形化できた．

3. 構造および動作

3.1 自動負荷調整装置

（1） 制御回路

図 3.1 に自動負荷調整装置の総合接続図を示す．発電機電力をサーマルコンバータにより三相電力に比例した直流電圧に変換する．この電圧と後述するプログラム設定器より与えられる電力設定電圧とを比較し，この差電圧をガバナモータ 65M 操作用磁気増幅器に与える．磁気増幅器はプッシュプル3段増幅で各段とも直流出力の自己飽和形磁気増幅器である．初段および2段目磁気増幅器はA級プッシュプルとし，3段目はB級プッシュプルとした．3段目磁気増幅器は不感帯設定器 91DB により特性をC級プッシュプルにずらせ不感帯を設けることができるようになっている．この不感帯はタービン定格出力の ±10% まで連続に設定できる．磁気増幅器の出力を調速機のガバナモータ 65M に与え，調速機のスピードチェンジャを操作し，発電機出力を調整する．65M には回転計発電機を直結した分割界磁形直流直巻モータを使用し，回転計発電機の出力を初段磁気増幅器の入力回路に負帰還し装置の安定化を図っている．

（2） プログラム設定器

プログラム設定器はタービンの起動時，停止時あるいは出力の変更を行なうときに，一定速度で新しい目標値に近づけるように自動負荷調整装置に対して発電機の発生すべき出力のパターンを与えるものである．中央制御室の操作机には発電機電力の目標値を設定するための電力設定器 91R と負荷増減率の設定器 91PS，91PR があり電力は定格電力値まで任意の値に，負荷増減率は 91PS により 0.5 MW/min，1～2 MW/min，2.5 MW/min，3.0 MV/min，3.5 MW/min，4.0 MW/min，4.5 MW/min，5.0 MW/min の8段階に切換えることができ，さらに 1～2 MW/min の間は 91PR により連続に調整することができる．変化速度は上述のように非常に遅くせねばはらないので ポテンショメータ 91P をモータ 91M で操作して，一定速度で変化する電圧を発生させている．プログラム運転開始の押しボタンを押せば ポテンショメータ 91P は電力設定器 91R により設定された電力の目標値に，速度設定器 91PS，91PR によって定められた速度で近づいて行き，新しい目標値に一致するとそこで止まり，以後一定電圧を保つ．したがって，自動負荷調整装置はプログラム運転開始とともに発電機電力を，あらかじめ設定された一定速度で新しい目標値に調整して行き，発電機電力が目標値に一致すると自動的に定値制御に移り，発電機電力をこの値に保とうとする．図 3.3 はプログラム電圧の発生装置で，操作机の設定器 91R，91PS，91PR と組合わせてプログラム設定器が構成される．

（3） 保護・警報装置

プログラム運転あるいは定値制御のときに電力設定値と実際発生電力とに差が生じ，これが長時間持続した場合には自動負荷調整装置が故障であるとして，電力偏差検出リレー 45 および補助リレー 45X，45Y で検出し，65M を磁気増幅器から切離す．また，発電機電力の急激な減少があった場合にも，電力急減検出装置が動作して同様に 65M を切離す．電

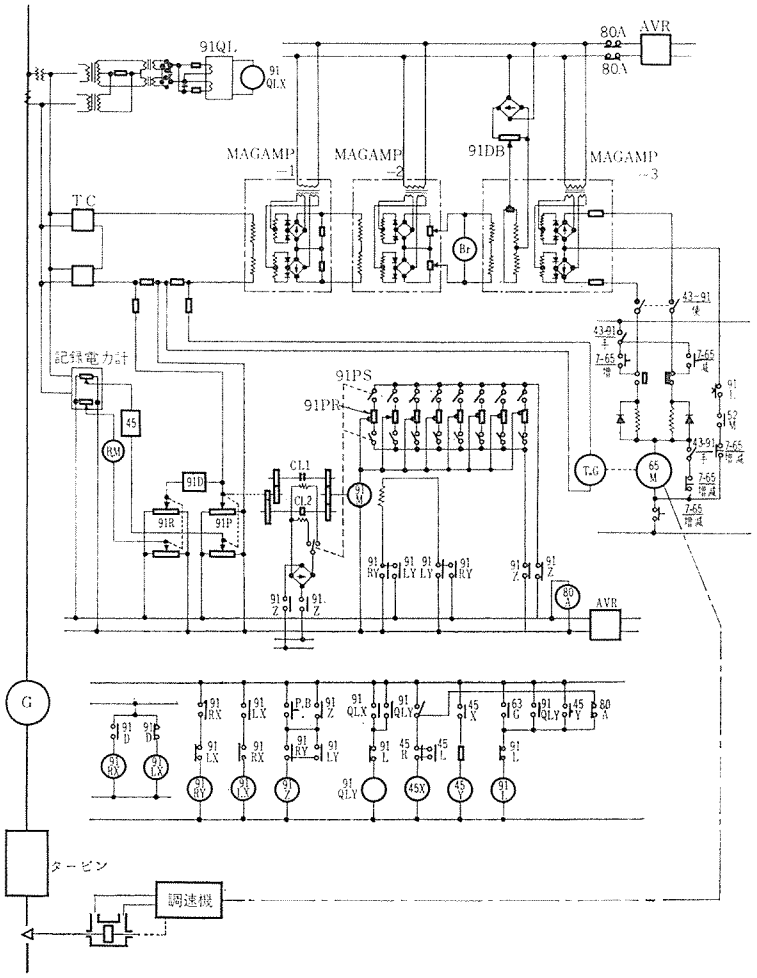


図 3.1 自動負荷調整装置接続図
Fig. 3.1 Schematic diagram of automatic load regulator (ALR).

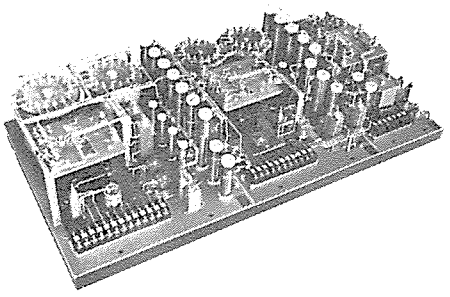


図 3.2 磁気増幅器
Fig. 3.2 Magnetic amplifier.

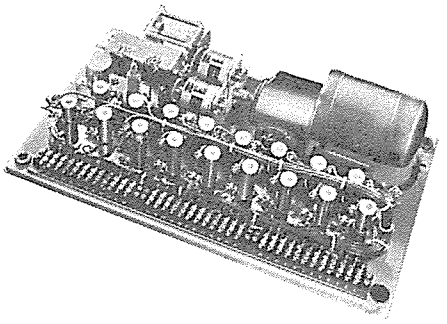


図 3.3 プログラム設定器
Fig. 3.3 Program setter.

力急減検出装置は回路網により発電機電流実効分を直流電圧に変換し，この急減を一次遅れ回路，磁気増幅器と トランジスタ とを組合わせた双安定増幅器 91 QL および補助 リレー 91 QLX，91 QLY により検出するものである．感度は発電機定格出力の5% の急減の検出から 20% の急減の検出まで任意に調整できる．自動負荷調整装置の動作状況は ポテンショメータ 91 P による設定値と実際発生電力とを比較する バランスメータ B·M により常時監視できる．

3.2 自動無効電力調整装置

（1） 制御回路

図 3.4 は総合接続図である．自動負荷調整装置と同様に無効電力を サーマルコンバータ で直流電圧に変換し，設定値との差を磁気増幅器で増幅し，磁気増幅器形自動電圧調整器の電圧設定器 90 R の操作 モータ 90 RM を操作し，発電機電圧を変え発電機無効電力を調整するものである．磁気増幅器は自動負荷調整装置とほぼ同じ3段増幅器とした．

（2） 設定回路

この自動無効電力調整装置の無効電力の制御方程式は次式のとおりである．

$$Q=a+bP^2 \quad \cdots\cdots(3.1)$$

Q： MVar　　P： MW

a＝遅れ　80 MVar～進み　20 MVar

b＝遅れ　0～0.001 MVar/MW²

定数 a の設定は ポテンショメータ 78 RA によって，上記の範囲連続に任意に設定できる．bP^2 の項を持込むために，サーマルコンバータで検出した発電機電力を磁気増幅器で増幅し，電力に比例した直流電圧に変換しておく．この電圧を非線形回路を通し電力の2乗に比例する電圧に直し，自動無効電力調整装置に与えている．定数 b は途中にそう入された，ポテンショメータ 78 RB で上記範囲内を自由に設定できる．定数 a には上限および下限の リミッタ 78 LH，78 LL を設け，a の調整範囲内でも自由に リミット がかけられるようになっている．また，a は発電所で手動で設定する代りに，概要のところで述べた系統の無効電力調整装置より送られてくる信号に切換えることもできる．この場合に a の リミッタ 78 LH，78 LL が大いに役立つことになる．

また，この装置は無効電力の制御方程式を式 (3.1) だけでなく，次式のように発電機力率が一定になるように組換えることもできる．

$$Q=CP \quad \cdots\cdots(3.2)$$

c＝力率でいって，遅れ 0.85～1

切換 スイッチ 43-78 を切換えることにより制御方程式を式 (3.1) から式 (3.2) に変更することができ，このときは定数 c は磁気増幅器 MAGAMP-4 の出力抵抗 55 R で設定することになる．

（3） リミッタ

自動無効電力調整装置は発電機の発生する無効電力を調整するものであるが，このために発電機の電圧，力率，電流などがその許容変動範囲を越えてはならない．そこで，これら電圧，力率，電流の制限値を次のように定め，各 リミット 検出 リレー により検出する．制限値は次の値とした．

電圧上限　84 H　定格電圧から定格電圧の5% 上昇までの範囲

電圧下限　84 L　定格電圧から定格電圧の5% 下降までの範囲

電流上限　57 G　発電機出力が定格kVAのときの電流

力率上限　55GH 進み 0.95～1 の範囲

力率下限　55GL 遅れ 0.85～0.9 の範囲

電圧上限 84 H，力率下限 55 GL，電流上限（遅れ側で）57 G が動作した場合には，90 RM を電圧下げの方向に回すような信号を 3 段目磁気増幅器に入れる．電圧下限 84 L，力率上限 55 GH，電流上限（進み側）57 G が動作した場合には電圧上げ方向の信号を与える．また，おのおのの リミッタ が逆に動作する場合には電流を最優先し，以下電圧，力率の順になるようにした．3 段目磁気増幅器に与えられるこれらの信号は，2 段目磁気増幅器より供給される無効電力調整の信号に比べ非常に強力なため，リミット 検出 リレー が動作したときには無効電力調整の信号は打消され，この装置は電圧，力率あるいは電流の限定装置として動作する．したがって，この自動無効電力調整装置では電圧，力率，電流の限定された範囲内での無効電力調整と同時に，この三つの値の限定をも自動的に行なえることになる．

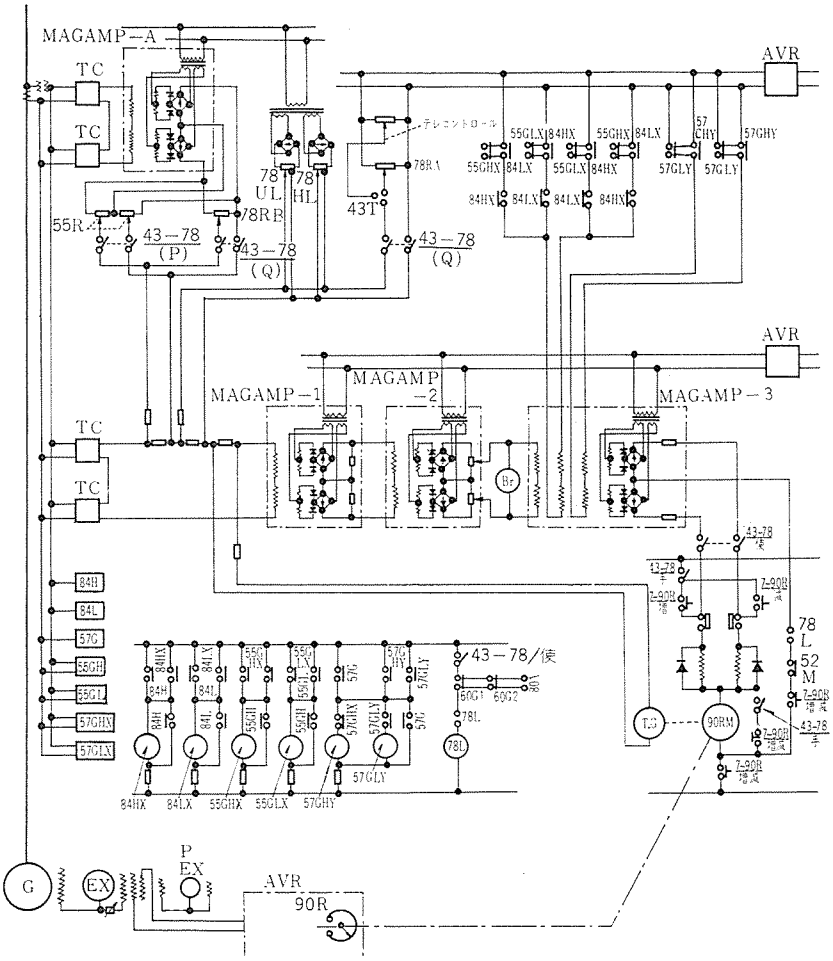


図 3.4 自動無効電力調整装置接続図

Fig. 3.4 Schematic diagram of automatic var regulator (AQR).

4. 試　験

工場試験では各器具についての単独試験は

もちろん，模擬回路による総合組合試験を行なったが，現地においても工場ではできない器具特性試験をはじめ大がかりな総合特性試験までも行なうことができ，貴重なデータが数多く得られた．以下，主として現地試験結果について述べる．

4.1 自動負荷調整装置

（1） 単独試験

各磁気増幅器，変換器などのゲイン，時定数について測定した．65M操作用磁気増幅器 MAGAMP-1, MAGAMP-2, MAGAMP-3 の総合ゲインは 6 V/MW，最大出力は 100 V である．

（2） 負荷突変試験

自動負荷調整装置の操作端はガバナモータ 65 M であるが，この 65 M の回転から調速機，タービンを通って発電機電力までの特性を調べるため，タービンを負荷制限運転とし人間の手で負荷制限弁を突変し，負荷を変化させその状況をオシロにより観察した．図 4.1 にその一例を示す．図 4.1 は負荷を 143 MW から 157 MW まで突変させた場合のデータで，上から順に発電機電力 MW，調速機二次油圧，蒸気調整弁を開閉するサーボモータのリフトである．オシロより見て調速機の負荷制限弁あるいはスピードチェンジャから発電機電力までの特性はムダ時間と一次遅れで近似できると考えられる．

（3） 過渡応答試験

自動負荷調整装置を含めた負荷制御系の特性を調べるため，タービンを調速機運転とし自動負荷調整装置を自動運転として，プログラム設定器のポテンショメータ 91 P を人間の手で電力変化量10 MW を目標として突変させ，自動負荷調整装置の動作による発電機の電力変化状況をオシロで観察した．図 4.2 はその一例である．上から電力設定値，65 M 直結回転計発電機出力電圧すなわち65M速度，発電機電力 MW，調速機二次油圧，サーボモータリフトである．発電機電力を 144 MW から 153 MW に変化させるに要する時間は約 1 分 20 秒であった．

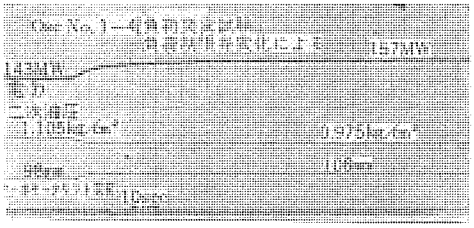


図 4.1 負荷突変試験
Fig. 4.1 Initial response of turbine.

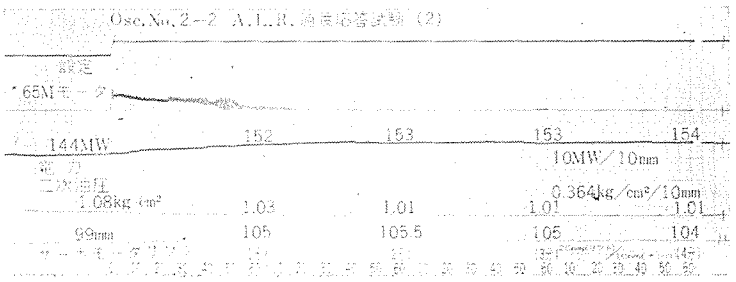
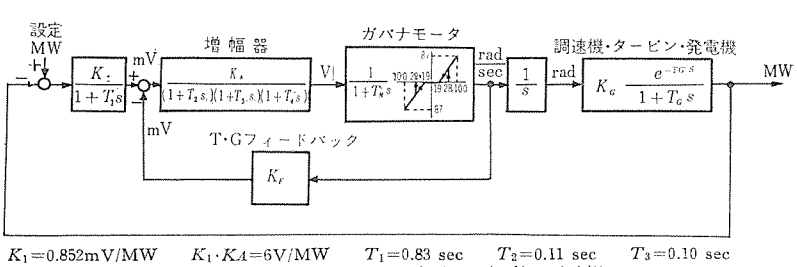


図 4.2 自動負荷調整装置過渡応答特性
Fig. 4.2 Indition response of automatic load regulator.

（4） 総合特性

以上の試験結果から，自動負荷調整装置を含む負荷制御系の総合特性をブロック線図にまとめると図 4.3 のようになる．図 4.3 のガバナモータのところは 65 M の電圧-速度特性が電圧 28 V のところで 65 M が起動し，起動したのちは 65 M 速度は電圧 19V，速度 0 と電圧 100 V，速度 87 rad/sec を結ぶ線上の値になるこ



K_1=0.852mV/MW　$K_1 \cdot K_A$=6V/MW　T_1=0.83 sec　T_2=0.11 sec　T_3=0.10 sec
T_4=0.13 sec　T_M=0.012～0.04 sec　K_F=0.27～0.54 mV/rad/sec（可変）
K_G=0.0289 MW/rad　T_G'=2.35 sec　T_G=8.65 sec

図 4.3 自動負荷調整装置ブロック線図
Fig. 4.3 Block diagram of automatic load regulator.

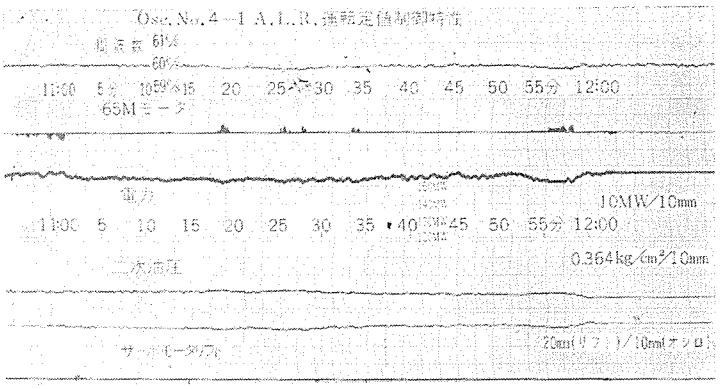


図 4.4 自動負荷調整装置定値制御特性
Fig. 4.4 Characteristics of automatic load regulator.

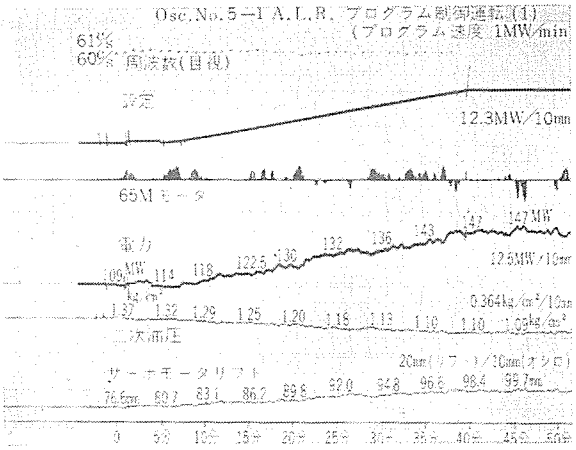


図 4.5 自動負荷調整装置プログラム制御特性
91PR＝1 MW/min.
Fig. 4.5 Characteristics of program control.

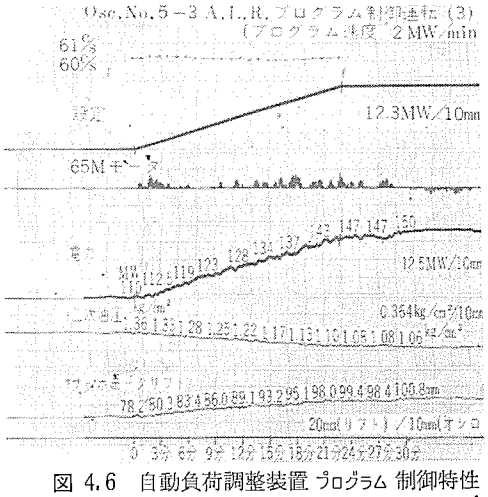


図 4.6 自動負荷調整装置プログラム制御特性
Fig. 4.6 Characteristics of program control.

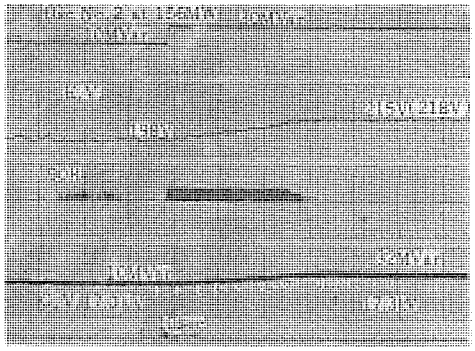


図 4.7 自動無効電力調整装置過渡応答特性
Fig. 4.7 Initial response of automatic var regulator.

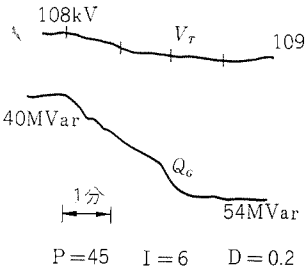


図 4.9 系統特性
Fig. 4.9 System characteristics.

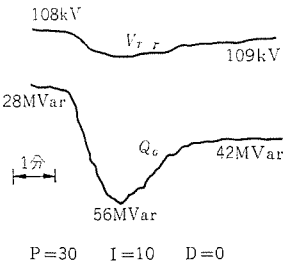
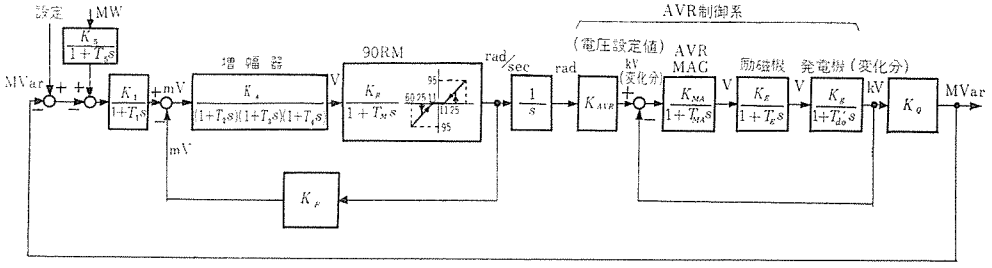


図 4.10 系統特性
Fig. 4.10 System characteiristics.



K_1=0.984 mV/MVar $K_1 \cdot K_A$==20～36V/MVar T_1=0.83 sec T_3=0.11 sec T_3=0.10 sec T_4=0.06 sec
T_5=9.17 sec K_3=設定定数 T_M=0.07～0.14 sec K_R=0.12～1 (可変) K_F=0.13～0.27 mv/rad/sec (可変)
K_{AVR}=0.00081KV (変化分)/rad K_{MA}=278 V/KV (変化分) T_{MA}=0.1 sec K_E=1.96～5.5 V/V
T_E=2.75～6.5 sec K_g=0.124 KV (変化分)/V T_{d0}'=4.25 sec K_Q=56MVar/KV (変化分)

図 4.8 自動無効電力調整装置 ブロック 線図
Fig. 4.8 Block diagram of automatic var regulator (AQR).

とを示している.

(5) 運転試験

タービン を調速機運転とし，自動負荷調整装置自動による電力の定値制御および プログラム 制御の状況を オシロ に記録した. 図4.4 に定値制御の状態を示す. 上から順に周波数，65 M 速度，電力，調速機二次油圧，サーボモータリフト である. 電力が自動負荷調整装置の不感帯を越えて変化したときに 65 M が動作して電力を設定値に引戻している様子が良くわかる.

プログラム 制御の状況を 図 4.5 および 図 4.6 に示す. 図 4.5 は電力変化速度 1 MW/min で設定値を 110 MW から 150 MW に変えた場合である. 図 4.6 は電力変化速度 2 MW/min で設定値を 110 MW から 150 MW に変えた場合である. 上から周波数，設定電圧，65 M 速度，電力，調速機二次油圧，サーボモータリフト である. いずれも不感帯約 4.5% を保ちながら電力を プログラム に従い変化させている.

4.2 自動無効電力調整装置

(1) 単独試験

磁気増幅器，変換器の ゲイン，時定数などを測定した. 磁気増幅器 MAGAMP-1, MAGAMP-2, MAGAMP-3 の総合 ゲイン は 20～36 V/MVar，最大出力は 60 V である.

(2) 過渡応答試験

自動無効電力調整装置自動とし電力は負荷制限運転において 156 MW として，無効電力制御方程式 式 (3.1) の定数 a を突変させ無効電力の変化状況を オシロ で観察する. 図 4.7 にその一例を示す. 図 4.7 は上から順に定数 a の設定値，励磁機電圧，90 RM 直結回転計発電機出力電圧すなわち 90 RM 速度，無効電力である. ほかに発電機電圧の始めの値および整定数の値は メータ で読んだ.

(3) 総合特性

以上の試験結果および別に試験した励磁機特性から，自動無効調整装置を含む無効電力制御系の総合特性は図 4.8 のように書ける. 図 4.8 の 90 RM のところは自動負荷調整装置の場合と同様に，90 RM の起動電圧および起動後の電圧-速度特性を図で示す. この電圧-速度特性は定数 K_R=1 の場合の特性で，$K_R \neq 1$ の場合は縦軸の速度を K_R 倍すれば良い. この定数 K_R に相当する 90 RM の速度調整は 90 RM 電機子並列抵抗を変えることによって行なっている.

(4) 系統特性

最後に，参考までに，電力系統を含んだ無効電力調整系の試験結果を示す. これは山口給電所の P. I. D. 調節計の P, I, D の値を種々変化し，最適設定値を定めるための試験で図 2.2 の k_3=0, k_1/k_2=10 MVar/1,000 V とし，V_{TR} を 109～108 kV の間突変させて行なった. 図 4.9, 図 4.10 に応答 オシロ の一例を示す.

5. むすび

以上，今回開発された自動負荷調整装置および自動無効電力調整装置の概要について述べた. 今後とも改良してゆかねばならない点も多くあるが，現地試験結果で示されるように，すぐれた性能の下で，初期の目的を達成することができ，また種々の有意義な経験を得ることができた.

この機会に，多大なご協力を賜わった中国電力の方々をはじめ関係各位に厚く感謝の意を表する.

参考文献

(1) 中国電力, 馬場: 火力発電所電圧遠隔制御と系統電圧調整，「電力」45, 1395 (昭 36-8)

(2) 中国電力，北川: 無効電力自動調整装置 (AQR) の トランジスタ 化について，「第 40 回電気協会研究会論文」(昭 36)

UDC 621. 373. 3 : 681. 142

全トランジスタ化逐次比較形AD変換器 AD-501

竜田直紀*・塚原昌恭*

Fully Transistorized Successive Approximation Analog-to-Digital Converter, AD-501

Kamakura Works　Naonori TATSUTA・Masayasu TSUKAHARA

With an aim of use for data processing type AD-501 analog-to-digital converters of high reliability and fast conversion speed have been built by Mitsubishi. This article covers the description on their composition, operation, principal circuit and performance, also touching upon various applications of AD converters. This type AD-501 unit, being of a successive approximation type, are capable of converting input 0～5 V with 3-decimal digits or 10-binary digits in an accuracy of 0.1 %. The converting speed is either 2.8 m sec. or 24 m sec. The company is now manufacturing several units now.

1. まえがき

ディジタル計算機とかデータ処理装置，あるいは各種ディジタル制御装置などで，アナログ信号を取り扱う必要のある場合には，その入・出力機器として AD 変換器または DA 変換器が必要になる．当社では従来から AD-101[1]，AD-201[2]（最近ではこの改良形を AD-202 として実用化している），AD-303 などを AD 変換器またはディジタル電圧計として製作しているが，ディジタル計算機とか高級なデータ処理装置に使用するため，従来のものに比してその性能を一段とたかめた全トランジスタ化逐次比較形 AD 変換器として AD-501 形を開発実用化し，とくに当社のデータ処理装置 MELDAP シリーズに全面的に採用しているので，本稿ではその概要を報告する．

AD-501 形 AD 変換器には，AD-501B 形と称して出力が 2 進 10 ビットのものと AD-501D 形と称して出力が 10 進 3 ケタのものとがあるが，いずれも全トランジスタ化された逐次比較のもので，両者は出力符号が 2 進と 10 進の違いがあるほかは内部回路の構成がほとんど同一である．したがってここでは 10 進方式の AD-501D 形についてのみ述べることとする．

なお，この AD-501 形 AD 変換器のおもな特長を列記すれば次のとおりである．

a. 全トランジスタ化されているので，可動部とか，接点部分がない．

b. したがって，変換速度がかなり速い．

c. 基本回路構成素子としてはすでにデータ処理装置をはじめ各方面に多数使用されて，すぐれた安定度と信頼性を実証している MELDAP カード[3] を使用しているので，その信頼度はきわめて高い．

d. 精度の点についても，トランジスタ化に伴うアナログ部分のドリフトとか，DA 変換部のスイッチ回路，および基準電圧回路の性能についてはとくに十分な考慮をはらい，要所にはシリコントランジスタを採用し，また平衡回路については温度等化，熱時定数の増大のために 2 個のトランジスタを一対としてシリコンオイル中に封入し，さらに恒温タンクを使用するなどの手段を採り，そのうえ回路的にも安定度を増すための工夫が施されている．

e. この装置は AD 変換器であるが，簡単な接続変更により DA 変換器として使用することも可能である（AD と DA の切換えを外部から制御できるように，制御回路を付加することができる）．

2. 構　成

この AD 変換器は図 2.1 に示すような各要素から構成されている．以下にその概要を説明する．

2.1 リングカウンタ

逐次比較方式による AD 変換器では，比較電圧と測定電圧とを

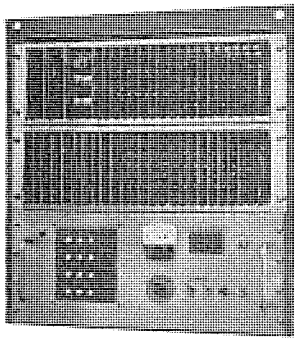


図 1.1　AD 変換器 AD-501
Fig. 1.1　AD converter AD-501.

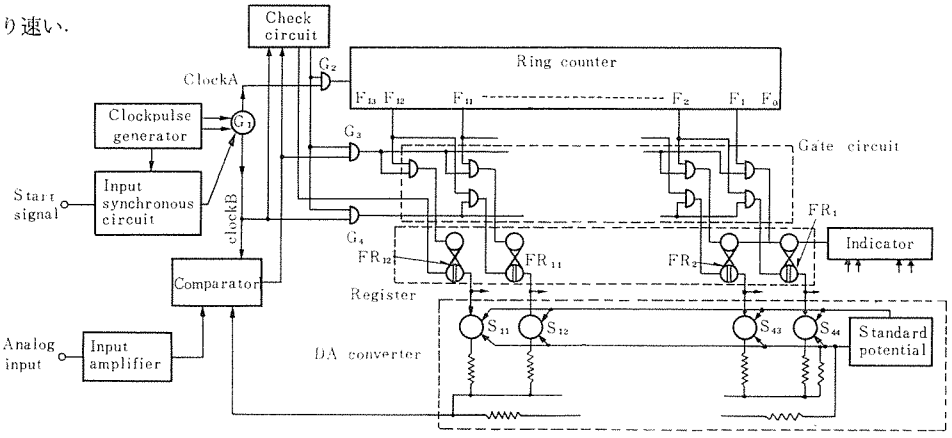
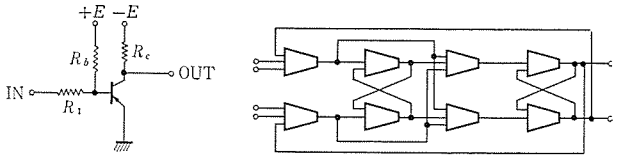


図 2.1　AD 変換器ブロック線図
Fig. 2.1　Block diagram of the AD converter.



(a) NOR要素　　(b) NORフリップフロップ

図 2.2 NOR フリップフロップ
Fig. 2.2 NOR flip flop.

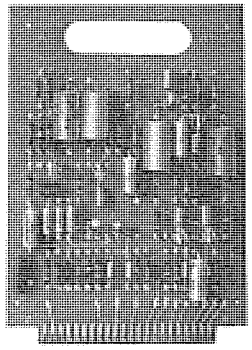


図 2.3
入力増幅器 (AMP 2) カード
Fig. 2.3
Input amplifier (AMP 2).

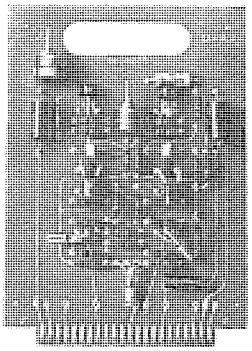


図 2.4
入力増幅器 (AMP 1) カード
Fig. 2.4
Input amplifier (AMP 1).

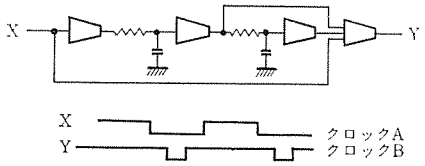


図 2.5 遅延回路および クロックパルス
Fig. 2.5 Delay circuit and clock pulse.

上位の ビット から逐次比較し決定して行くのであるが，この リングカウンタ が何 ビット 目を比較すべきか指定する．

変換開始時から クロックパルス を受けて リングカウンタ は進み出し，選択 ゲート を順次開いて行く．

2.2 選択ゲート

レジスタ を構成している各 フリップフロップ の セット および リセット 端子に付加されており，リングカウンタ の制御のもとに，発振器から来る セットパルス，および比較回路から来る リセットパルス を所要の フリップフロップ に分配供給する．

2.3 レジスタ

図 2.2 の NOR フリップフロップ 12 組から成り，変換過程の ディジタル 値を記憶し，DA 変換器の スイッチ 回路を駆動する．

変換終了時の レジスタ 内容が アナログ 入力に対応する ディジタル 値であり，読み出しは 12 ビット (2 進化 10 進 3 ケタ) 並列に行なわれる．

2.4 DA 変換回路

ディジタル 化されている レジスタ 内容を，その値に相当する アナログ 電圧に変える回路であり，レジスタ 出力で開閉する トランジスタスイッチ 加算抵抗回路網および基準電圧 (−10 V) から構成されている．

2.5 比較回路

DA 変換回路からの比較電圧と測定電圧とを比較し，比較電圧のほうが大きいときは リセットパルス を出す．

回路については後述するが，差動形直流増幅器と トランジスタスイッチ 回路で構成されている．

2.6 入力演算増幅器

電圧増幅率は約 1 であり，AD 変換の際に被測定回路の出力 インピーダンス が変換精度に影響しないよう インピーダンス 変換器として用いており，入力 インピーダンス は 100 kΩ である．

この増幅器も小形化，互換性および点検・保守を容易にするため，論理要素と同様に基板に プリント 配線を施して，プラグイン 方式にまとめられている．

2.7 クロックパルス発振器

くり返し周波数 5 kc の無安定 マルティバイブレータ で図 2.5 の クロック A を作り，これを遅延回路と NOR ゲート の組み合わせからなる図 2.5 の回路を用いて，クロック B を作り出している．

クロック A は リングカウンタ の駆動に用い，クロック B を レジスタ の セット および リセット 用 パルス としている．

2.8 入力チェック回路

この AD 変換器は変換に際して，変換の一連動作として測定電圧がこの装置の変換可能範囲 (0〜−5 V) にあるか否かを チェック する．すなわち，上限と下限との比較を行ない，範囲外であれば，入力逆極性または入力過大の信号を表示器に送るとともに外部もに送り出す．

2.9 表示器

レジスタ 出力および チェック 回路出力を電流増幅器で増幅し，ネオンランプ を点灯する．

表示は 2 進化 10 進 3 ケタ 12 ビット と，前述の入力電圧過大および逆極性ならびに故障表示(規定時間内に変換が完了しないこと)の計 15 ビット である．

3. 変換動作

AD 変換動作を図 2.1 と図 3.1 を用いて説明する．

図 3.1 は入力電圧を −4.825 V (変換結果 965, 2 進化 10 進 レジスタ 内容 1001 0110 0101) と仮定した場合の タイムチャート である．

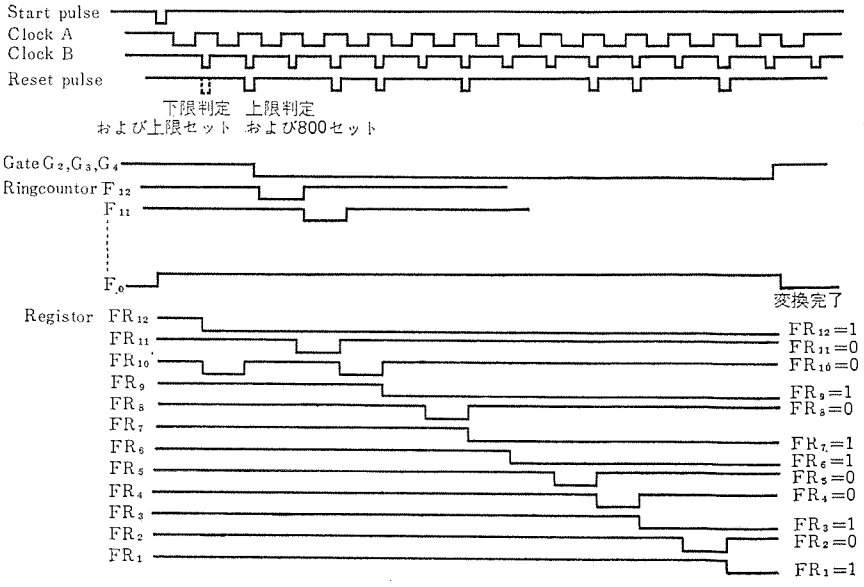


図 3.1 AD 変換 タイム チャート
Fig. 3.1 Time chart of AD convertion.

変換開始信号（スタートパルス）が来ると，変換器内部はすべて リセット され，DA 変換器出力は 0V となる．

発振器と同期して ゲート G_1 が開き，クロックパルス が送り出され，1 番目の クロックパルス B が比較回路に入るが，比較回路の状態が測定電圧（−4.825 V）＜比較電圧（0 V） であるから比較回路の出力端に リセットパルス は現われない．この条件が満足されれば チェック 回路の状態は一つ進み，同時に レジスタ の内容を 1010 0000 0000（上限）に セット する．その結果 DA 変換器出力は −5 V となり，2 番目の クロックパルス B のときには，入力電圧(−4.825 V ＞比較電圧（−5 V）であるから比較回路から リセットパルス が現われる．この条件が満足されると チェック 回路の状態はさらに一つ進み，同時に レジスタ の内容を 1000 0000 0000(800) に セット する．

チェック 回路の状態が二つ進んだことにより，ゲート G_2, G_3, G_4 が開けられ，実際の AD 変換が開始される．

AD 変換の基本動作は DA 変換器出力が測定入力と バランス するように，レジスタ 内容を決定することである．

よって，セットパルス が レジスタ を上位から順に セット して行き，リセットパルス が 1 ビット おくれて レジスタ を リセット して行く．

ただし セットパルス は必ず来るが，リセットパルス は測定電圧と比較電圧の大小関係による．

したがって，最終的には リセット されなかった レジスタ 内容に対応する DA 変換器出力と測定入力が バランス していることになる．

クロックパルス A で リングカウンタ は F_{12} に出力が現われ，FR_{12} の リセット 側 ゲート および FR_{11} の セット 側 ゲート を開ける．

3 番目の クロックパルス B による セットパルス は FR_{11} を セット し，リセットパルス は FR_{12} を リセット する．

図 3.1 の側では比較器の状態が 測定電圧（−4.825 V）＜比較電圧（−4.5 V）なので リセットパルス は現われず，FR_{12} は セット されたままとなる．その結果 FR_{12} と FR_{11} が セット されたこととなり DA 変換器出力は −6 V となる．

さらに リングカウンタ の出力が F_{11} に現われると FR_{11} の リセット 側および FR_{10} の セット 側 ゲート が開き，4 番目の クロックパルス B による セットパルス は FR_{10} を セット し，リセットパルス は FR_{11} を リセット する．

図 3.1 の例では比較器の状態が 測定電圧（−4.825 V）＞比較電圧（−6 V） なので リセットパルス が現われ，FR_{11} は リセット され FR_{12} と FR_{10} が セット されていることとなる．

上記の動作をくり返して最小 ビット に達し，変換を完了する．

リングカウタン の出力が F_0 に達したとき，変換完了信号が出る．

最終的に レジスタ 内容は 1001 0110 0101 となり，入力電圧と DA 変換回路の出力である比較電圧が バランス する．

4. 主 要 回 路

4.1 入力演算増幅器

インピーダンス 変換器として用いているこの入力演算増幅器は データ 処理装置などに用いることを考慮し，十分な ドリフト 補償を行なって長期間の使用に対しても安定なるよう図 4.1 にその ブロック 線図を示すとおり，組合わせ形の直流増幅器を用いている．

AMP1 は トランジスタ の温度変化を補償するため差動形の直流増幅器であり，AMP2 は ドリフト の非常に少ない チョッパ 形直流増幅器である．

チョッパ 形直流増幅器では チョッパ 回路に生ずる オフセット 電圧が

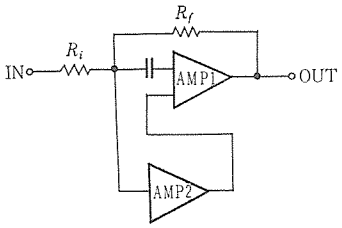


図 4.1
入力増幅器 ブロック 線図
Fig. 4.1 Block diagram of the input amplifier.

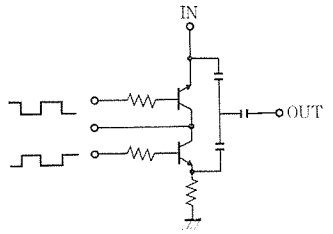


図 4.2
トランジスタ チョッパ 回路
Fig. 4.2 Transistor chopper circuit.

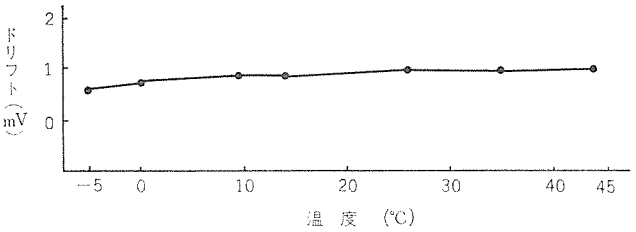


図 4.3 入力増幅器温度特性
Fig. 4.3 Characteristic of the input amplifier. (1)

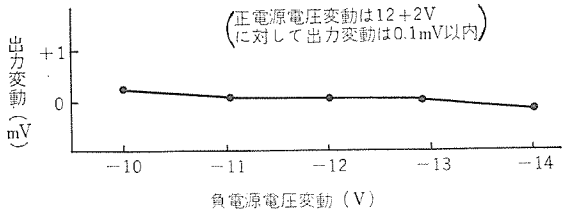


図 4.4 入力増幅器電源電圧変動特性
Fig. 4.4 Characteristic of the input amplifier. (2)

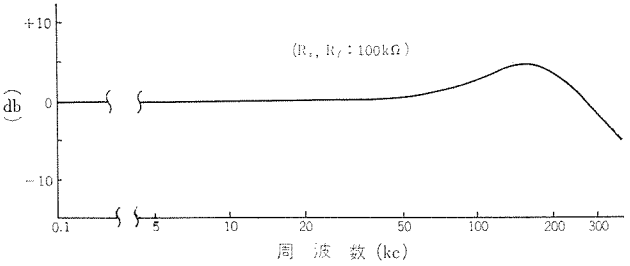


図 4.5 入力増幅器周波数特性
Fig. 4.5 Characteristic of the input amplifier. (3)

問題となってくる．ここでは図 4.2 のように特性のそろった 2 個の トランジスタ が逆に働き合って オフセット を減らしている．

図 4.3, 4.4, 4.5 にこの入力増幅器の特性を示すが，電源電圧変動 −12 V±2 V および周囲温度変化 −5～+45°C に対する出力変動はいずれも 1 mV 以内であり，AD 変換器用として十分な性能が得られている．

4.2 比較回路

回路構成としては図 4.6 に示すように，直流増幅器と スイッチ 回路からなっている．

入力増幅器から来る測定電圧 $-e$ と DA 変換回路からの比較電圧 $+E$ によって，直流増幅器の入力点 P の電位が決定され，十分増幅されて トランジスタ Tr_2 の ベース に接続される．

$|e| > |E|$ なるときは P 点は正電位となり，出力点 Q も正電位

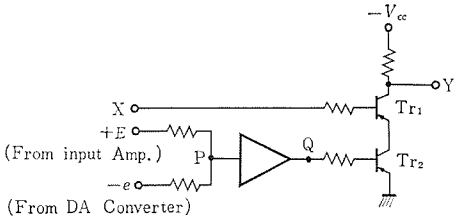


図 4.6 比較回路
Fig. 4.6 Comparator circuit.

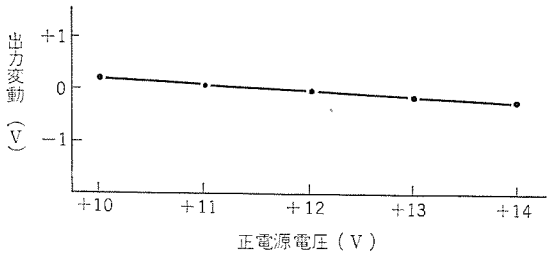


図 4.10 比較増幅器電源電圧動変特性 (2)
Fig. 4.10 Characteristic of the differential amplifier. (2)

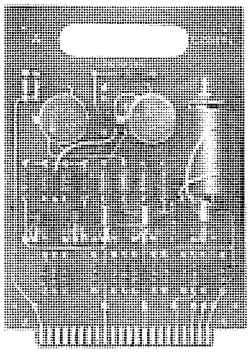


図 4.7
比較増幅器
Fig. 4.7
Differential
amplifier.

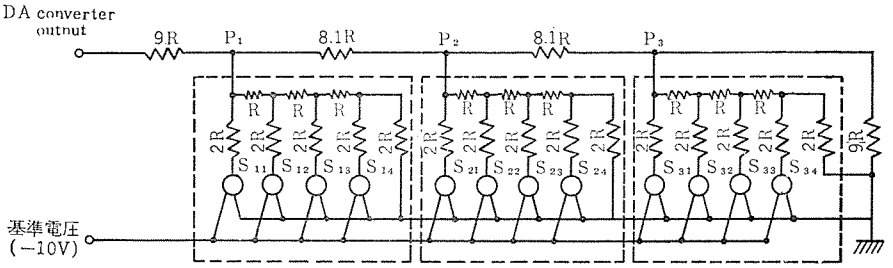


図 4.11 DA 変換回路
Fig. 4.11 DA converter circuit.

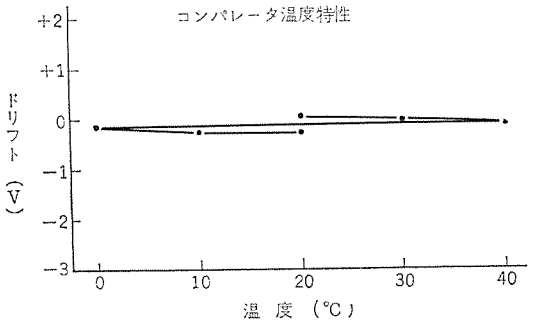


図 4.8 比較増幅器温度特性
Fig. 4.8 Characteristic of the differential amplifier.

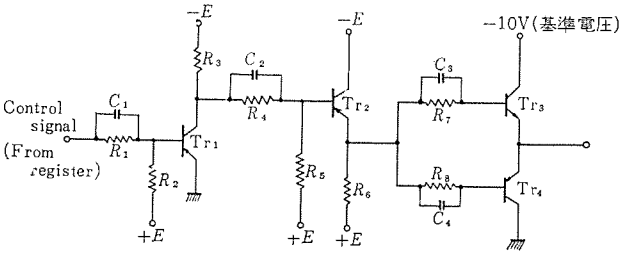


図 4.12 トランジスタ スイッチ 回路
Fig. 4.12 Transistor switching circuit.

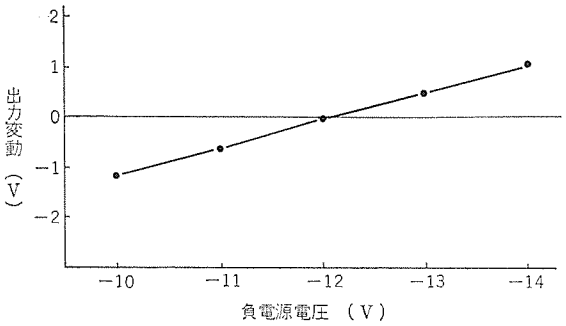
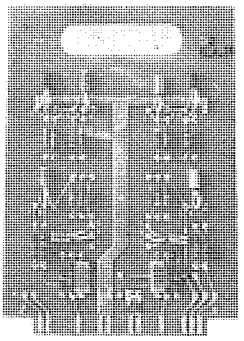


図 4.9 比較増幅器電源電圧変動特性 (1)
Fig. 4.9 Characteristic of the differential amplifier. (1)



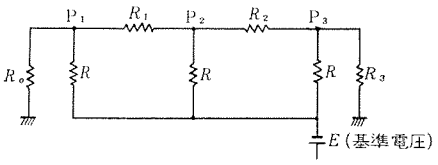


図 4.14 DA 変換用抵抗回路網
Fig. 4.14 Resistance summing network.

図 4.13 トランジスタ スイッチ 回路
Fig. 4.13 Transistor switching circuit.

となるので トランジスタ Tr_2 は CUT OFF され，X 点に来る クロック パルス B は比較回路の出力端 Y に リセットパルス として現われない．

逆に $|e|<|E|$ のときは トランジスタ Tr_2 が ON となり，X 点に来る パルス は リセットパルス として出力端子 Y に現われる．

この回路に要求されることは，AD 変換器の感度である 0.1% を保証する意味で 2 mV～3 mV の入力電圧を スイッチ 用 トランジスタ Tr_2 を駆動するに十分な電圧まで増幅できることであり，ドリフト は入力換算で上記の値以下でなければならない．

回路は初段に ダーリントン 結合を用いた差動増幅器[4] で 図 4.7, 4.8, 4.9 に示すような特性を有する．

電源電圧変動 +12 V±2 V，−12 V±0.5 V，周囲温度 0～40℃ に対して出力変動は 0.2 V 以内であり，比較回路としてすぐれた特性を示している．

4.3 DA 変換回路

図 4.11 に DA 変換回路を示すが，図中の スイッチ 回路は図 4.12 のような トランジスタスイッチ を用いている．

抵抗回路網はこの AD 変換器が 2 進化 10 進であるので，純 2 進用の回路網と少々異なっている．すなわち，各 ブロック 内の スイッチ Si_1, Si_2, Si_3, Si_4 の Pi 点に対する効果は純 2 進と同様に 8 : 4 : 2 : 1 であるが，各 ブロック の DA 変換器出力に対する効果は $P_1 : P_2 : P_3 = 100 : 10 : 1$ となっている．

各 ブロック 内（純 2 進部分）の説明は省略し，10 進 3 ケタ について説明する．

図 4.14 がその図路網で，R は各 ブロック（純 2 進部分）の縮合 インピーダンス である．

各枝からの出力電流は次式で与えられる．

$$i_i=E\cdot\frac{1}{R+\alpha_i//\beta_i}\cdot\frac{1}{1+\alpha_i/\beta_i}\cdot\frac{1}{1+\alpha_{i-1}/R}\cdots\cdots\times\frac{1}{1+\alpha_1/R}\quad\cdots\cdots(4.1)$$

E: 基準電圧

α_i, β_i: P_i 点から左，右をを見た インピーダンス

10 進にするには i_i と i_{i+1} の比が 10 でなければならない．

$$K=i_i/i_{i+1}=\frac{R+\alpha_{i+1}//\beta_{i+1}}{R+\alpha_i//\beta_i}\cdot\frac{1+\alpha_{i+1}/\beta_{i+1}}{1+\alpha_i/\beta_i}\times(1+\alpha_i/R)=10\quad\cdots\cdots(4.2)$$

設計の便宜上 $\alpha_i=\beta_i=r$ とすると

$$1+\frac{r}{R}=10\qquad\text{ゆえに}\qquad r=9R$$

以上から $R_0=R_3=9R$ ……(4.3)

$$R_1=R_2=r-R//9R=9R-9/10R=8.1R\quad\cdots\cdots(4.4)$$

以上の結果から抵抗回路網の各抵抗値の関係は図 4.10 のようになる．

4.4 トランジスタスイッチ回路

図 4.12 に示すとおり，この回路は トランジスタ Tr_3 および Tr_4 が相反的に動作し，抵抗回路網の各枝を基準電源か アース 側に接続する．

スイッチ 用の トランジスタ は PNP と NPN を使用し，導通時の残留抵抗は 2～3Ω 程度である．

トランジスタ の バラツキ を補う意味から ベース 電流は ±4 mA 程度必要であるので，電流増幅回路（エミッタホロワ）を付加してある．

基準電圧が −10 V であるから，完全に スイッチ を ON—OFF するには エミッタホロワ 出力，すなわち エミッタホロワ・ベース 電圧として 0～−10 V 以上の変化が必要である．

この AD 変換器の論理要素である NOR の出力は −12～−7 V 程度であるので，確実に エミッタホロワ 電圧を 0～−10 V 以上に保つため，トランジスタ Tr_1 を付加してある．

スイッチ 用 トランジスタ は逆接続[5]で使用したが，これは スイッチ 特性および温度特性に良い結果を与えている．

4.5 電　源

入力増幅器，比較回路，論理回路は電源電圧変動に対して強いので，電源変動が ±10% 程度なら AD 変換精度に影響を与えることはないが，DA 変換器に供給される基準電圧は DA 変換精度に直接関係し，それは当然 AD 変換精度に結びつくので，ここでは DA 変換用基準電源について述べる．

ここで要求されることは周囲温度 −10°C～+40°C に対して出力電圧変動 0.01% である．

電源内の基準電圧は ツェナーダイオード RD6A（温度係数 $+1.7\times10^{-4}$）を使用しており，−10°C～+40°C で 0.01%（10^{-4}）にするためには 2 個の ダイオード を逆極性に接続して，小形恒温 タンク に入れて用いる．

恒温 タンク 内部の温度変化は 1°C 以下である．

誤差検出部 トランジスタ の ベース・エミッタ 間電圧 Veb が温度によって変化するので，それを補償する意味で差動増幅器を使用している．

5. 性　　能

変換速度としては図 3.1 の タイムチャート から明らかなように，変換開始から完了までに 14 パルス 必要であり，クロック 周波数を 5 kc とすれば 14×0.2 ms=2.8 ms となる．

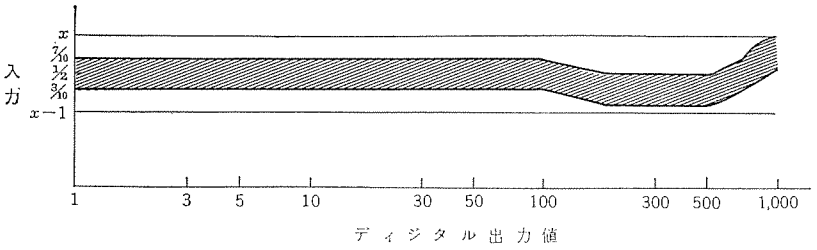


図 5.1 AD 変換感度特性
Fig. 5.1 Characteristics of AD converter sensitivity.

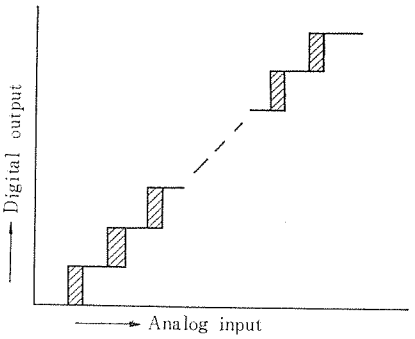


図 5.2 AD 変換器入出力関係
Fig. 5.2 Relation between AD converter input and output.

変換器の感度としては表示の最小 ケタ について一つの数と，次の数との境界がどれだけ明確に区別できるかの目安をもって感度を表わし，図 5.1 から変換可能な全領域において 0.1% 以下である．

AD 変換器の入・出力関係は図 5.2[6] のように示されるが，図 5.1 は図 5.2 の斜線部分だけを取り出したものである．

図 5.1 の x なる値が横軸の出力値に相当する入力値であり，$x-1$ というのは横軸の出力値に相当する入力値より単位電圧（5 mV）低い入力値を示す．

図 5.1 の上側の ライン が横軸の出力を与える入力値を結んだもので，下側の ライン は横軸の出力値より 1 ビット 低い値を示す入力値を結んだものである．

たとえば，出力 3（15 mV を示す）を示す入力電圧は 2.7（13.5 mV）以上であり，2.3（11.5 mV）以下ならば 2（10 mV 相当）を示すことを意味し，出力の 2 と 3 の間に入力電圧で 11.5 mV から 13.5 mV まで 2 mV の不確定な領域がある．（この間は変換をするときによって 2 になったり 3 になったりする．）

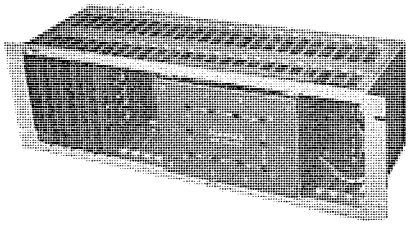
また，300（1.5 V を示す）を与える入力は 299.5（1.4975 V）で，299.1（1.4955 V）では出力は 299（1.495 V）となる．

6. AD 変換器の応用

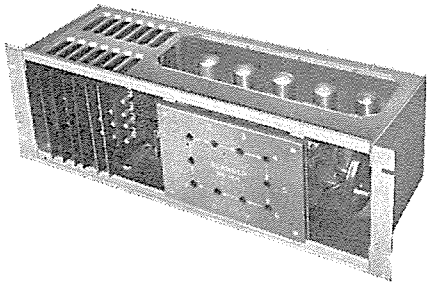
ここに述べた AD 変換器は次のような各種の利用法がある．

6.1 データ処理装置における応用

データ 処理装置においては，AD 変換器の高速変換能力を活用して，多数の信号入力を スキャナ と呼ばれる切換機構によって時分割で逐次 AD 変換器に送り込み，入力信号を次々に ディジタル 化する．その速度は AD 変換器単独で考えれば 1 秒間に 300 点位の変換が可能であるが，一般には AD 変換器の前後に付加される機器の速度がはるかにおそいので，通常 1 秒 1～10 点程度で使用される．図 6.1 はこのばあいに使用される スキャナ の一例である．



(a) ワイヤスプリング リレーによるもの



(b) 水銀接点リレーによるもの

図 6.1 スキャナの例
Fig. 6.1 Two examples of scannor.

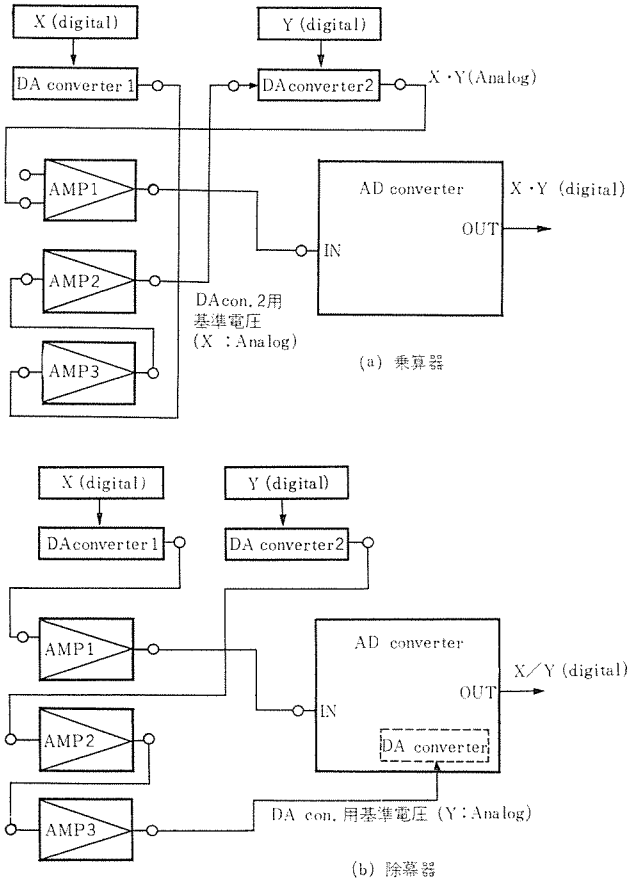


図 6.2 AD, DA 変換器を利用した乗除算回路
Fig. 6.2 Multiplier and divider by AD and DA converter.

6.2 ディジタル電圧計としての応用

この AD 変換器は入力 0～5 V を 0～1,000 に変換するものであるが，入力増幅器の利得を約 1/2 にして 0～10 V を 0～1,000 に変換させるようにすれば，フルスケール 10 V のディジタル電圧計として使用できる．

6.3 電子計算機への応用

ディジタル計算機に付加してアナログ入力を取り扱うようにすること，DA 変換器として使用してディジタル計算機出力をアナログに変換して，計器，記録計などを動作させるようにすることもできる．

また アナログ 計算機の出力を ディジタル 化して，計算結果の処理を能率化したり，入力に付加して ディジタル に外部から与えた信号を アナログ 計算させるようにすることもできる．

さらに アナログ，ディジタル 両計算機の特長を最高度に発揮させるものとしての ハイブリッド 方式の計算機においては，両計算機の結合要素として AD, DA 変換器は不可欠のものである．

6.4 乗除算回路としての応用

ディジタル 量の乗除算を AD, DA 変換器を用いて図 6.2 のようにして行なうことができる．

すなわち，乗算回路の原理は AD 変換器の基準電圧を一方の変数で変化させ，もう一つの変数を ディジタル 入力として DA 変換器を動作させれば，DA 変換器出力には 2 数の積に比例した アナログ 出力が得られるというものである．

また，除算回路では，除数に相当した アナログ 電圧を AD 変換器の基準電圧に利用し，被除数に相当した アナログ 電圧を AD 変換器の入力に与えれば，AD 変換された結果は商となって，ディジタル 量で得られる．

このように AD, DA 変換器を巧みに利用すれば，AD 変換器 1 組，DA 変換器 2 組，アナログ 加算器 1 組，符号変換器 2 組によって，四則演算の可能な，しかも入・出力が ディジタル になっている演算回路が簡単に構成でき，これを プログラム によって制御していけば，かなりの計算も実行しうるものとなる．

7. むすび

以上，データ 処理装置に使用することを主目的として製作された全 トランジスタ 化 AD 変換器 AD-501 についてその概要を述べた．

本器は，全 トランジスタ 化されたことによって，変換速度もはやく，論理回路にはすでに十分の実績をもち，その高信頼性を実証されている MELDAP カード を採用し，また入力増幅器や比較器については要所に シリコントランジスタ を採用してその安定度を良好ならしめ，入力増幅器についてはさらに トランジスタチョッパ を採用して，十分な安定度を確保した．また データ 処理装置との結合については，単に指令として変換開始の信号を供給するだけでよく（内部に AD 変換に必要な クロックパルス 発振器をもっている），変換が完了したか否かは専用の フリップフロップ で外部に信号を出せるようにしてあり，変換結果は全 ビット 並列に変換完了後取り出せるようになっているので，ほかの回路とは全く独立に動作させることができ，その取り扱いがきわめて便利であり，すでに数台製作使用中であることを付言する．

参考文献

(1) 馬場，渡辺，石田：アナログディジタル 変換器「三菱電機」34, No. 2, 39 (昭 35)

(2) 松元，石田：AD-201 形 ディジタル 電圧計「三菱電機」36, No. 3, 51 (昭 37)

(3) 松元，竜田：データ 処理装置 (1 報)「三菱電機」36, No. 5, 64 (昭 37)

(4) The Design of High Stability DC Amplifiers Semiconductor Products, p. 27 (Feb. 1961)

(5) R.L. Bright: Junction Transistors Used as Switches, AIEE Transactions, 74, pt. 1, p. 111

(6) W.M. Gaines and P.P. Fisher: Terminology for Functional Characteristics of Analog to Digital Converters, Control Engineering, p. 97 (Feb. 1961)

UDC 621. 313 : 333 : 621-526

二相サーボモータの静止トルクの周波数特性

前川善六*

Frequency Characteristics of Two-Phase Servomotor Stall Torque

Research Laboratory Zenroku MAEKAWA

Being inexpensive yet study, two phase servomotors are widely employed in the sphere of automatic control. But with these servomotors if position control is composed through the combination of amplifiers and potentiometers so as to enlarge amplification, it is often experienced that self oscillation occurs. The cause seems to be involved in the two phase servomotor, most probably due to time lag between impressed voltage and generated torque. To solve the problem equivalent circuit parameters are measured with search coils inserted in the stator slots and frequency characteristics of the stall torque for an amplitude-modulated control voltage are calculated.

1. まえがき

自動制御の分野では，二相 サーボモータ が安価で堅ろうであるために現在広く使用されている．今後もますます広く使用されるであろう．

しかし，この二相 サーボモータ を増幅器と ポテンショメータ とを組合せて，位置制御系を構成し増幅度を大にすると自己発振することはよく経験することである．その原因は，まず二相 サーボモータ にあると考えられる．すなわち，印加電圧と発生 トルク との間に時間遅れがあるためと推察される．

この問題を解明するためには，まず二相 サーボモータ の等価回路定数を正確に測定することが必要である．

本文では，二相 サーボモータ の固定子 ミゾ に サーチコイル をそう入することによって等価回路定数を正確に求め，そのうえで振幅変調波入力電圧に対する静止 トルク の周波数特性を計算した結果について述べる．

2. 二組サーボモータの等価回路

二相 サーボモータ の一般的等価回路は図 2.1 で示される(1)．図 2.1 の各記号の定義を表 2.1 に示した．

図 2.1 において励磁相に電圧 $\dot{V}_2=-ja\dot{V}_1$ を印加した場合を

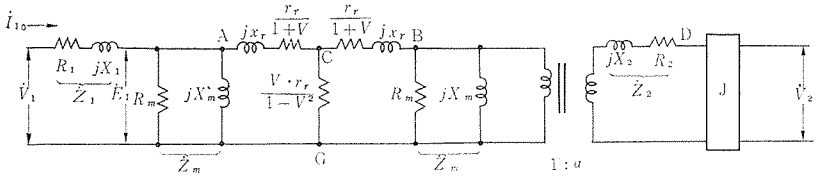


図 2.1 二相 サーボモータ の一般的等価回路
Fig. 2.1 General equivalent circuit for two-phase servomotor.

表 2.1 等価回路記号の定義

$\dot{V}_1$=制御相印加電圧	$\dot{Z}_1$=制御相の漏れインピーダンス
$\dot{V}_2$=励磁相印加電圧	$\dot{Z}_2$=励磁相の 〃 〃
$a=\frac{\text{励磁相巻線数}}{\text{制御相巻線数}}$	x_r=回転子の漏れリアクタンス
$V=\frac{\text{回転速度}}{\text{同期速度}}=1-S$	r_r=回転子の抵抗
S=スリップ	$\dot{Z}_m$=励磁インピーダンス
	J=移相器 (90 度)

考えると，D 点の電位は $\dot{V}_2=j(-ja\dot{V}_1)$ となるから両相には同一の電圧が印加されたことになり，モータ は平衡条件の下で動作する．したがって A 点と B 点は等電位になり，CG 軸に関して対称になるから，CG 軸で左右を分離できる．このときは CG 間の抵抗を 2 倍にすればよい．このようにして図 2.2 (a) が得られ，さらに変形して図 2.2 (b) が得られる．図 2.1, 2.2 の等価回路では，空間高調波を無視していることに注意すべきである．

3. 等価回路定数の測定

二相平衡電圧を印加した場合，一相の等価回路は図 2.2 (b) で示されるが，この回路の電圧電流を図 3.1 の記号のように定義する．

図 3.1 において電圧 $\dot{E}_1$ を測定し得たとすれば，各定数は次の計算法で求められる．

$$\Delta\dot{E}_1=\dot{V}_1-\dot{E}_1 \quad \cdots\cdots(3.1)$$

$$\dot{Z}_1=R_1+jX_1=\frac{\Delta\dot{E}_1}{\dot{I}_{10}} \quad \cdots\cdots(3.2)$$

$$\frac{\dot{I}_{10}}{\dot{E}_1}=\dot{Y}_m+\dot{Y}_r=\frac{1}{R_m}+\frac{1}{jX_m}+\frac{1}{\frac{r_r}{S}+jx_r}$$

$$=\frac{1}{R_m}-j\frac{1}{X_m}+\frac{Sr_r}{r_r^2+(Sx_r)^2}-j\frac{S^2xr}{r_r^2+(Sx_r)^2} \quad \cdots\cdots(3.3)$$

ここに，$\dot{Y}_m$ は励磁 アドミタンス で，$\dot{Y}_r$ は回

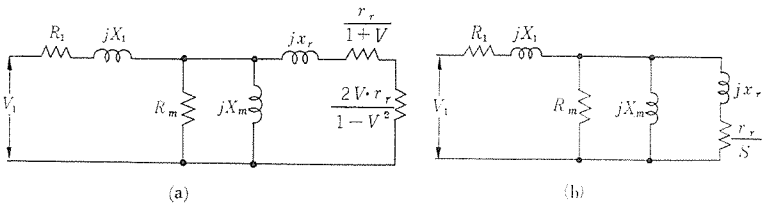


図 2.2 二相平衡電圧印加の場合の一相の等価回路
Fig. 2.2 Two forms of equivalent circuit for one phase of two-phase servomotor operating under balanced conditions.

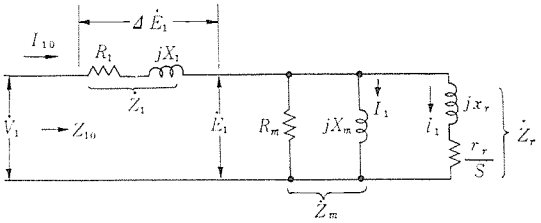


図 3.1 各点の電圧電流
Fig. 3.1 Voltages and currents at each point.

転子の漏れ アドミタンス である.

いま，供試二相 サーボモータ を他の モータ で同期速度 $S=0$ まで回転させると，そのときの電圧 $\dot{E}_1$，電流 $\dot{I}_{10}$ から式 (3.3) を用いて励磁 アドミタンス $\dot{Y}_m$ が求まる．次に静止時 $S=1$ における測定値 $\dot{I}_{10}/\dot{E}_1$ から式 (3.3) を用いて回転子漏れ アドミタンス $\dot{Y}_r$ が求まる．したがって，等価回路定数を測定するためには，二相平衡電圧を印加したとき $S=0$ と $S=1$ における $\dot{V}_1$, $\dot{I}_{10}$, $\dot{E}_1$ を測定すればよい.

誘起電圧 $\dot{E}_1$ を測定するために，固定子 ミゾ に サーチコイル を図3.2のようにそう入したわけである．固定子 ミゾ は実際は8個所あるが図3.2では簡略して4個所にして示した．このときそう入した サーチコイル と漏れ リアクタンス jX_1 および jx_r との結合は無視できるようにすることが必要であるので，サーチコイル は固定子鉄心に密着して巻き付けた.

表 3.1 サーチコイル 電圧

V_1=50 (V)	V_2=開放	V_2=50 (V)	V_1=開放
e'_{1A}=18.5(mV)	e'_{2A}=12.5(mV)	e'_{2A}=18.5(mV)	e'_{1A}=12.5(mV)
e'_{1B}=18.5 〃	e'_{2B}=13.0 〃	e'_{2B}=18.0 〃	e'_{1B}=12.0 〃
e'_{1C}=18.5 〃	e'_{2C}=12.5 〃	e'_{2C}=19.5 〃	e'_{1C}=13.0 〃
e'_{1D}=19.5 〃	e'_{2D}=12.5 〃	e'_{2D}=18.0 〃	e'_{1D}=13.5 〃
e_1=80 (mV)	e_2=0.6 (mV)	e_2=80 (mV)	e_1=0.3 (mV)
V_2=0.06～0.11 (V)			

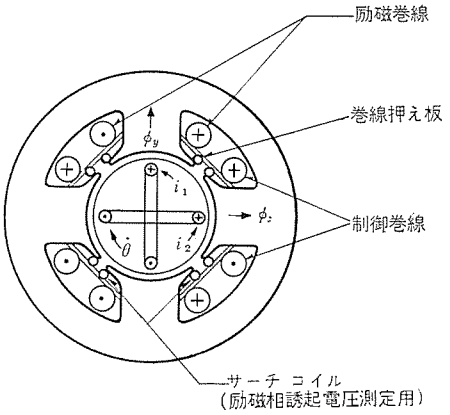


図 3.2 サーチコイル のそう入
Fig. 3.2 Search coils inserted.

サーチコイル をそう入するためには，モータ を一度分解して後再び組立てねばならないが，モータについてもまた モータ に直結している交流速度発電機についても，分解再組立の影響はほとんど見られなかった.

次に一相にのみ電圧を印加して，静止時の各 サーチコイル 1 個の電圧 e' (一相につき A, B, C, D の4個) と，4 個直列にしたときの電圧 e を表3.1に示した．ここで e_1 の添字 1 は制御相を意味し，e_2 の添字 2 は励磁相を意味する．表3.1から，図2.1について $\dot{Z}_1=\dot{Z}_2$, $a=1$ であることがわかる．すなわち，供試 モータ は対称機である．また，制御巻線と励磁巻線は電気的に直交しているといいうる.

次に固定子巻線の巻数を求めてみよう．図2.1において，たとえば励磁相に電圧 $\dot{V}_2$ を印加しておき，他の モータ で駆動すれば，制御相に電圧 $\dot{V}_1$ が発生するとともに サーチコイル にも電圧 $\dot{e}_1$ が誘

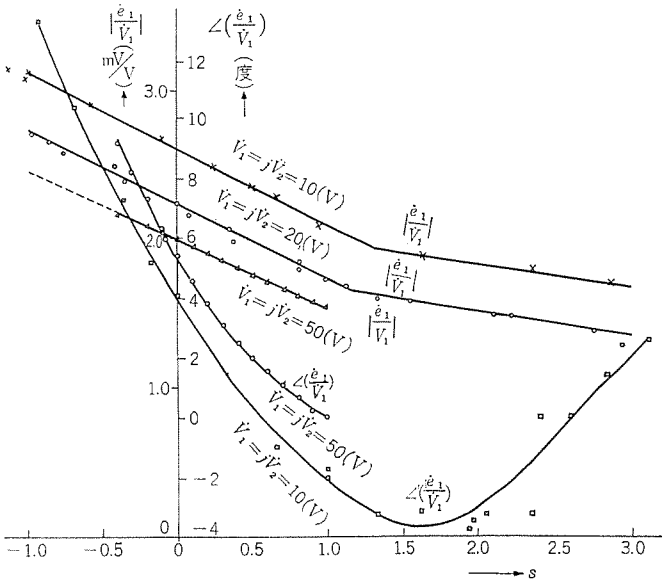


図 3.4 サーチコイル 電圧対回転速度特性
(二相平衡電圧印加)
Fig. 3.4 Characteristics of the speed *vs* induced voltage in the search coils under balanced.

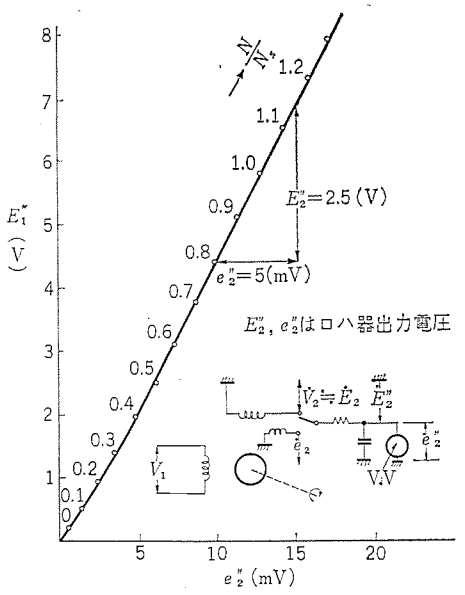


図 3.3 励磁巻線の誘起電圧と サーチコイル の誘起電圧
Fig. 3.3 Induced voltage in the exciting-phase windings and the search coils.

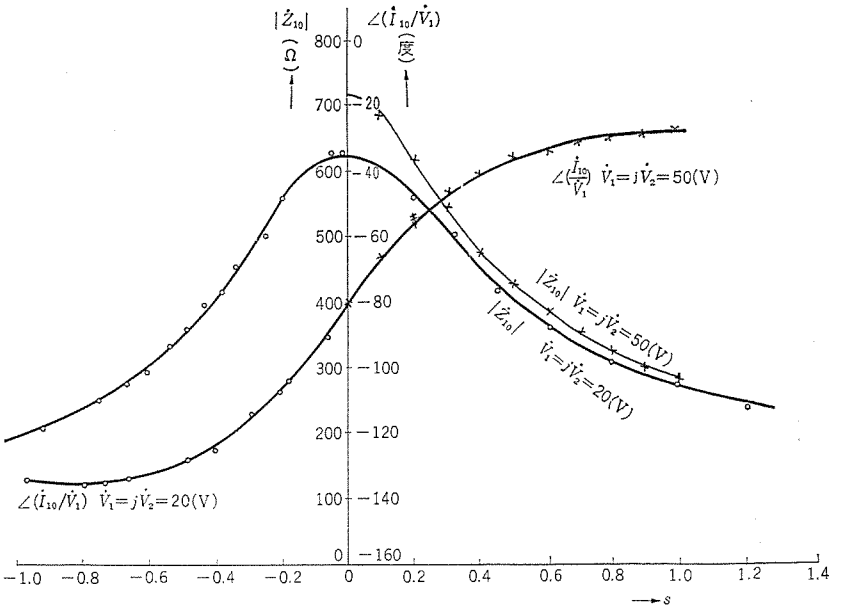


図 3.5 二相平衡電圧の印加時の入力 インピーダンス 特性
Fig. 3.5 Input impedance characteristics under balanced conditions.

起される．このとき $\dot{Z}_1$ による電圧降下 $\Delta\dot{E}_1=\dot{Z}_1\dot{I}_{10}$ がないようにその開放電圧 $\dot{V}_1$ を測定すれば，$\dot{V}_1$ は AG 間電圧 $\dot{E}_1$ に等しい．

一方 サーチコイル が jX_1 および jx_r と結合していなければ，$\dot{e}_1$ は AG 間の電圧 $\dot{E}_1$ に対応する．したがって，開放電圧 $\dot{V}_1$ と $\dot{e}_1$ との比から制御巻線の巻数が求められる．励磁巻線の巻数についても同様にして求めることができる．

図3.3 に回転速度 N を パラメータ として開放電圧 $\dot{V}_1$ と $\dot{e}_1$ との関係を示した．図 3.3 で C, R ロハ 器は空間高調波を除去するため

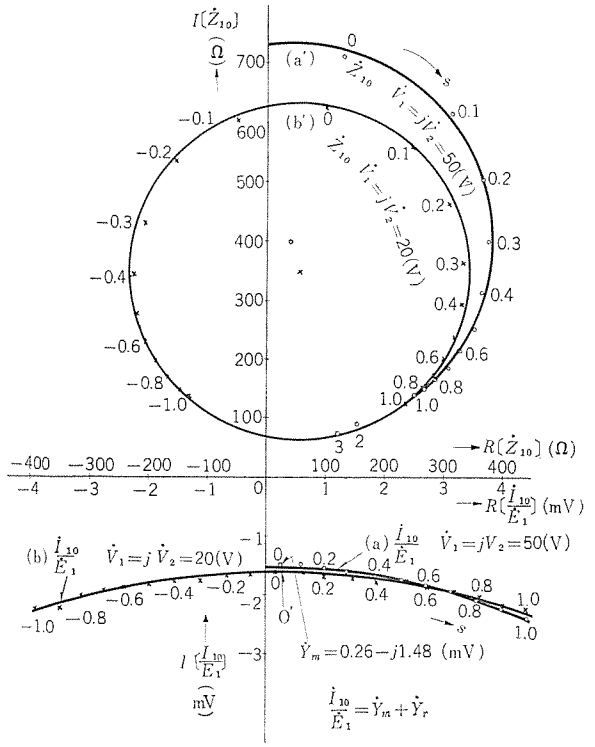


図 3.6 二相平衡電圧印加時の入力 インピーダンス $\dot{Z}_{10}$ と アドミタンス $\dot{Y}_m+\dot{Y}_r$

Fig. 3.6 Input impedance $\dot{Z}_{10}$ and admittance $\dot{Y}_m+\dot{Y}_r$ under balanced conditions.

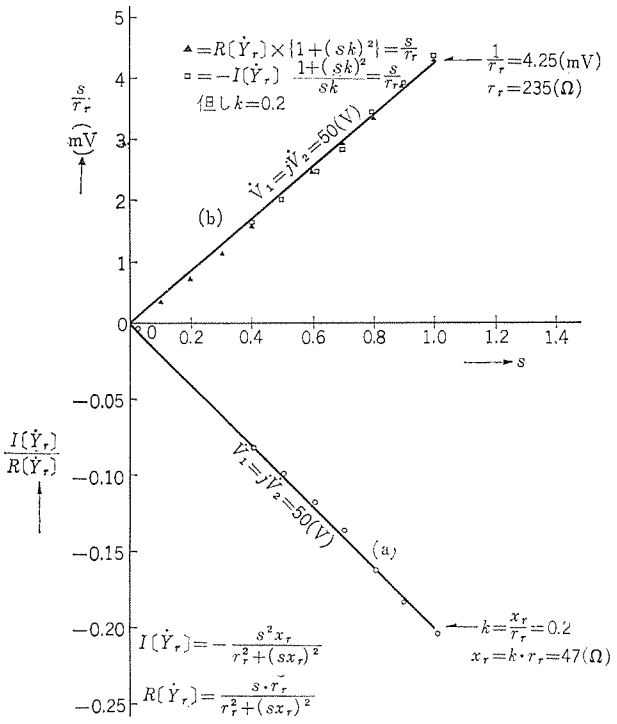


図 3.7 回転子の抵抗 r_r と漏れ リアリタンス x_r

Fig. 3.7 Rotor resistance r_r and leakage reactance x_r.

に用いたが，その入力 インピーダンス は非常に高いので $\dot{V}_2$ は開放電圧と考えてよい．E_1'', e_1'' は ロハ 器の出力端子電圧である．図3.3 から励磁巻線の巻数は 500 (回/ミジ) である．制御巻線の巻数もほとんど同一であることがわかった．

次に二相 サーボモータ に平衡電圧を印加して，各回転速度における サーチコイル 電圧 $\dot{e}_1$ を測定しこれを図 3.4 に示した．さらにこのときの入力 インピーダンス $\dot{Z}_{10}$ と入力電流 $\dot{I}_{10}$ の $\dot{V}_1$ に対する位相 $\angle(\dot{I}_{10}/\dot{V}_1)$ とを図 3.5 に示した．図 3.4 と図 3.5 とから アドミタンス $\dot{I}_{10}/\dot{E}_1=\dot{Y}_m+\dot{Y}_r$ が求められる．図 3.6 にこの アドミタンス $(\dot{Y}_m+\dot{Y}_r)$ の特性を示した．ここで $R[\dot{I}_{10}/\dot{E}_1]$ は $\dot{I}_{10}/\dot{E}_1$ の実数部を意味し，$I[\dot{I}_{10}/\dot{E}_1]$ は $\dot{I}_{10}/\dot{E}_1$ の虚数部を意味する．以後同様の表示法を用いる．

図 3.6 の $\dot{V}_1=j\dot{V}_2=50$ (V) のときの曲線 (a) から $\dot{Y}_m=0.26-j1.48$ (mʊ) を得る．

次にこの $\dot{Y}_m$ の点を基準にとり，この点と任意の S における $\dot{I}_{10}/\dot{E}_1$ 点との差すなわち $\dot{Y}_r$ を求め，その傾斜 $I[\dot{Y}_r]/R[\dot{Y}_r]$ を図 3.7 (a) に示した．図 3.7 (a) から $k=r_r/x_r=0.2$ を得る．

また S/r_r は次の二つの式で表わすことができる．

$$\frac{S}{r_r}=\frac{Sx_r}{r_r^2+(Sx_r)^2}\cdot\{1+(Sk)^2\}=R[Y_r]\cdot\{1+(Sk)^2\}\quad\cdots(3.4)$$

$$\frac{r_r}{S}=\frac{S^2x_r}{r_r^2+(Sx_r)^2}\cdot\frac{1+(Sk)^2}{Sk}=I[\dot{Y}_r]\cdot\frac{1+(Sk)^2}{Sk}\quad\cdots\cdots(3.5)$$

式 (3.4) と式 (3.5) に $k=x_r/r_r=0.2$ と図 3.6 から求めうる $R[\dot{Y}_r]$ と $I[\dot{Y}_r]$ の値を代入して，その計算結果を図 3.7 (b) に示した．図 3.7 (b) から $r_r=235$ (Ω) である．したがって $x_r=kr_r=47$ (Ω) である．図 3.7 において各点はほとんど一直線上にあることから，r_r, x_r もともに回転速度によって変化しない．また測定時間中の温度上昇による変化も認められないことがわかった．

次に図 3.4 と図 3.5 とから式 (3.1) によって電圧降下 $\Delta\dot{E}_1$ が

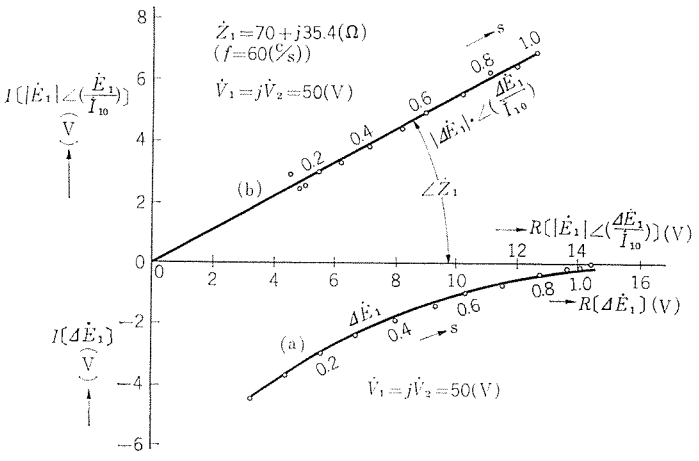


図 3.8 制御巻線漏れ インピーダンス の位相 $\angle\dot{Z}_1$ と電圧降下 $\Delta\dot{E}_1$

Fig. 3.8 Phase of the leakage impedance in control winding $\angle\dot{Z}_1$ and voltage drop $\Delta\dot{E}_1$.

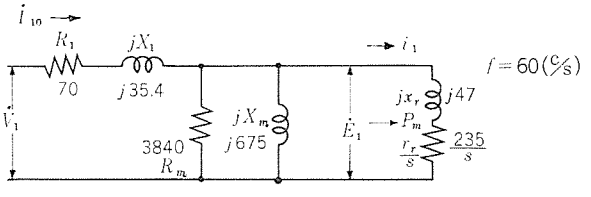


図 3.9 供試二相 サーボモータ の等価回路定数

Fig. 3.9 Equivalent circuit parameters of the two-phase servomotor under test.

求められる．図3.8(a)は $\Delta\dot{E}_1$ の特性である．$\Delta\dot{E}_1$ の軌跡は一つの円を示す．

図3.8(b)に制御巻線の漏れ インピーダンス $\dot{Z}_1$ の位相角 $\angle\dot{Z}_1$ を示した．$\angle\dot{Z}_1$ は回転速度によっても，測定時間中の温度上昇によっても変化しないのである．図3.8(a)と図3.5とから $\dot{Z}_1=70+j35.4\,(\Omega)$ が得られる．$R_1=70\,(\Omega)$，$X_1=35.4\,(\Omega)$ とも回転速度によって変化しない．また測定時間中の温度上昇によっても変化しない．

ここで $R_1=70\,(\Omega)$ は，その直流抵抗 47(Ω) よりもかなり大きな値であることに注目すべきである．

以上の考察から供試二相 サーボモータ の等価回路定数は図3.9で示される．

4. 速度トルク定数

モータ の発生する トルク T_M は式(4.1)で示される．

$$T_M=\frac{10^2}{9.8}\cdot\frac{m}{4\pi f}\cdot P_m=\frac{10^2}{9.8}\cdot\frac{m}{2\pi f}\cdot\dot{E}_1^2\cdot\dot{Y}_r\ (\mathrm{kg\cdot cm})\cdots(4.1)$$

ただし　$m=2$（相数）　$P=2$（極数）

$P_m=$回転子に供給される電力（W）

図3.9の等価回路定数を用いて，式(4.1)を交流計算盤で計算しこれを図4.1の曲線(A)に示した．図4.1の曲線(B)は，図3.4から求めた測定値 $\dot{E}_1$ と図3.7から求めた $\dot{Y}_r$ とから式(4.1)によって計算した値である．ここで曲線(A)と(B)は本来一致すべきものであるが，最大4%の誤差がある．曲線(A)と(B)はほぼ平行していて，$S=0$ 近くでは一致している．次にその原因について考察する．

図3.9の等価回路定数のうち，R_1, X_1, x_r, r_r は回転速度によって変化せず，また測定時間中の温度上昇による変化もないことは前述した．

次に図2.2の等価回路において R_m は鉄損を表示する抵抗であるが，上記の考察ではこの R_m が回転速度によって変化しないことを前提としている．しかるに鉄損は固定子のみで生ずるわけではなく回転子中でも生ずるのである．モータが同期速度で回転しているときには，回転子には交番磁束は印加されず直流磁界のみが印加されている．このとき回転子には鉄損は生じない．すなわち R_m は回転速度によって変化すると考えるべきである．

次に図3.6の曲線(b)を検討して見よう．たとえば，$S=1$ と $S=-1$ の場合を比較すると，回転子に印加される交番磁界はともに $f=60$ (c/s) で同一である．ゆえに回転子中の鉄損抵抗は同一になるであろう．一方，式(3.3)からわかるように $S=1$ と $S=-1$ においては $I[\dot{Y}_r]$ は同一で $R[\dot{Y}_r]$ は符号のみが異っているから，$\dot{Y}_m+\dot{Y}_r$ は $\dot{Y}_m$ 点について左右対称になるはずである．そこで $S=1$ と $S=-1$ における $\dot{Y}_m+\dot{Y}_r$ の2等分点を求め，これを図3.6の0′として示した．この0′を $S=0$ における $R[\dot{Y}_m]$ と比較すると約 1/3 大である．同様にして $|S|$ を小にした場合は，その2等分点は順次左に移行している．そして遂には $S=0$ の $R[\dot{Y}_m]$ と一致しているのである．図4.1の曲線(A)も(B)もともに $\dot{V}_1=j\dot{V}_2=50\,(\mathrm{V})$ で $S=0$ における $\dot{Y}_m$ の値を用いて計算したものである．すなわち(A),(B)とも R_m を一定として計算したものである．しかし，(A)は $\dot{Z}_1=70+j35.4\,(\Omega)$，$\dot{Z}_r=235/S+j47\,(\Omega)$，$Y_m=0.26-j1.48\,(\mathrm{m}\mho)$ として計算した トルク であるから R_m は完全に一定としているのに反して，(B)は $T_M=\frac{10^2}{9.8}\cdot\frac{2}{2\pi f}\cdot\dot{E}_1^2\cdot\dot{Y}_r$ として計算した トルク であって $\dot{E}_1$ は実測値を用いたものである．ここで R_m が回転速度によって変化すれば，$\dot{Z}_1$ による電圧降下によって $\dot{E}_1$ の値は異った値となることに注目すべきである．つまり(A)は R_m が完全に一定とした場合であるが，(B)は R_m の変化を $\dot{E}_1$ の変化として考慮されているのであって実際により近いのである．このことは図4.1において(A)よりも(B)のほうが後述の実測 トルク 速度特性(C)に近いことでもうなずけるのである．以上の考察から図4.1の曲線(A)と(B)の差は，鉄損抵抗 R_m の回転速度による変化によって生ずるものと推察されるのである．

次に供試 モータ の機械損 トルク T_B の実測値を図4.1の曲線(E)で示した．また負荷 トルク T_L の実測値を曲線(D)に示した．その和 $T_M=T_L+T_B$ が モータ の発生した トルク であって，これを図4.1に曲線(C)で示した．曲線(C)は $S=0$ において本来 $T_M=0$ となるべきであるが，$T_M=-10\,(\mathrm{g\cdot cm})$ となっている．すなわち，トルク の実測値には約 3.5% の誤差があると考えてよいであろう．

次に図4.1の曲線(A)と(C)とを比較すると，$S=0$ と $S=1$ の両端近くではその差は小さく，$S=0.6$ において最大誤差 6.9% を生じている．この中には上記の R_m の変化によるものと トルク の実測値の誤差が含まれている．いま，トルク の実測値の誤差が回転速度に対して一定とすれば，(A),(B)の差と(A),(C)の差を比較するとその傾向は明らかに異っている．その原因は空間高調波によるものと推察される(2)．

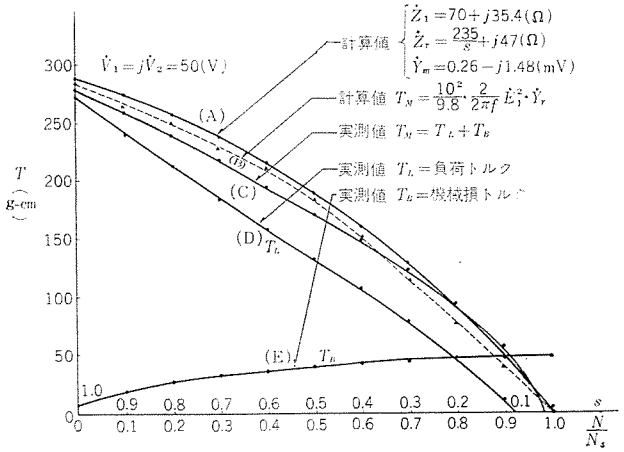


図 4.1　供試二相 サーボモータ の速度 トルク の特性
Fig. 4.1　Speed-torque characteristics of the two phase servomotor under test.

5. 静止トルクの周波数特性

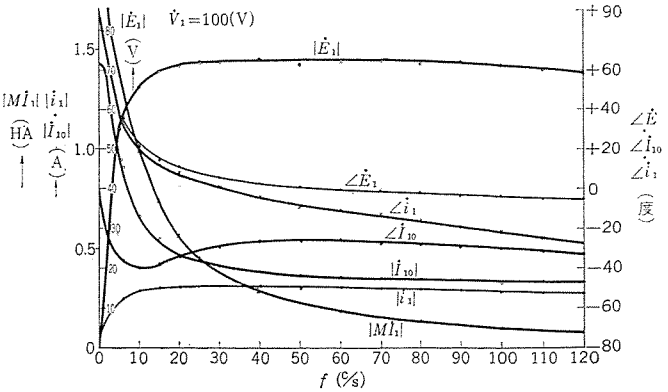


図 5.1　静止時一相の周波数特性
Fig. 5.1　Frequency characteristics of the one phase at stall.

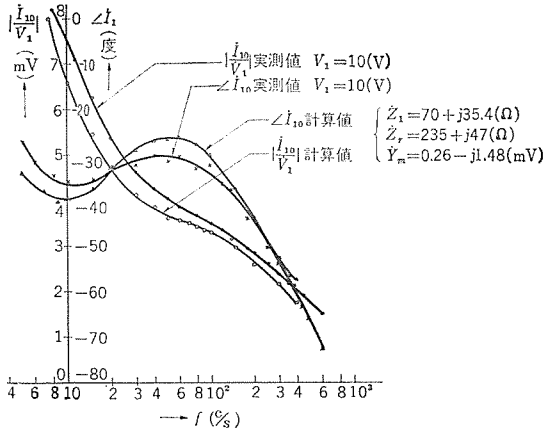


図 5.2 入力電流 $\dot{I}_{10}$ の周波数特性
Fig. 5.2 Frequency characteristics of the input current $\dot{I}_{10}$.

図3.9 で等価回路定数が求められたので，一相にのみ電圧 $\dot{V}_1$ を印加して，各部の電圧電流の周波数特性を交流計算盤で計算しその結果を図5.1 に示した．また図5.2 に入力電流 $\dot{I}_{10}$ の周波数特性の計算値と実測値とを比較して示した．両者はよく一致していることがわかる．

次にモータの回転軸を拘束しておいて，次式 (5.1) の電圧 V_1 を制御相に印加し，さらに式 (5.2) の電圧 V_2 を励磁相に印加したときのモータの発生するトルク T_M について考察する．このとき $|V_1|=|V_2|=100$ (V) とし，$f_c=60$ (c/s)$=\omega_c/2\pi$ として計算してみることにする．

$$V_1=|V_1|\cdot\cos\omega_m t\cdot\cos\omega_c t$$
$$=\frac{|V_1|}{2}\cdot\{\cos(\omega_c+\omega_m)t+\cos(\omega_c-\omega_m)t\} \quad \cdots(5.1)$$

$$V_2=|V_2|\cdot\sin\omega_c t \quad \cdots(5.2)$$

一方，トルク T_M は次式 (5.3) で示される[3]．

$$T_M=M_2\cdot I_2\cdot i_1-M_1\cdot I_1\cdot i_2 \quad \cdots(5.3)$$

ここに M_1, M_2 は固定子巻線と回転巻線間の相互インダクタンスであって，対称機の場合は $M_1=M_2=M$ である．また図3.9 の $jX_m=j675$ (Ω) から $M=X_m/2\pi f=1.79$ (M) である．図5.1 の誘起電圧 $\dot{E}_1$ の瞬時値 E_1 との間には

$$E_1=-\frac{d}{dt}(M_1 I_1) \quad \cdots(5.4)$$

の関係がある．式 (5.3) の I_1 は制御相電圧 V_1 による励磁電流の瞬時値であり，I_2 は励磁相電圧 V_2 による励磁電流の瞬時値である．i_1 は I_1 によって生ずる回転子電流であり，i_2 は I_2 によって生ずる回転子電流である．i_1, i_2 はともに瞬時値である．

式 (5.3) は磁束鎖交数 MI と回転子電流 i との積の代数和で，トルクが表示されることを意味している．

さて，式 (5.1) には $(\omega_m+\omega_c)$ と $(\omega_c-\omega_m)$ の角周波数成分が含まれているが，この両者に対する $\dot{E}_1$ と $\dot{i}_1$ とが図5.1 から求められる．したがって，式 (5.1) の任意の振幅変調周波数 f_m に対するトルク T_M が式 (5.3) によって求めることができる．

いま，特別な場合として $\omega_m=2\pi f_m=0$ の場合すなわち制御相と励磁相とに $f_c=60$ (c/s) の二相平衡電圧 $\dot{V}_1=j\dot{V}_2=100$ (V) を印加した場合を考えてみよう．図5.1 から次の関係を得る．

$$\left.\begin{aligned}
&\dot{E}_1=72\ \angle -2^\circ\ (\mathrm{V}) \quad MI_1=-\frac{\sqrt{2}}{\omega_c}\times 72\cdot\sin(\omega_c t-2^\circ)\\
&\dot{E}_2=72\ \angle -2^\circ\ (\mathrm{V}) \quad MI_2=\frac{\sqrt{2}}{\omega_c}\times 72\cdot\cos(\omega_c t-2^\circ)\\
&\dot{i}_1=0.3\ \angle -12^\circ\ (\mathrm{A}) \quad i_1=\sqrt{2}\times 0.3\cdot\cos(\omega_c t-12^\circ)\\
&\dot{i}_2=0.3\ \angle -12^\circ\ (\mathrm{A}) \quad i_2=\sqrt{2}\times 0.3\cdot\sin(\omega_c t-12^\circ)
\end{aligned}\right\}(5.5)$$

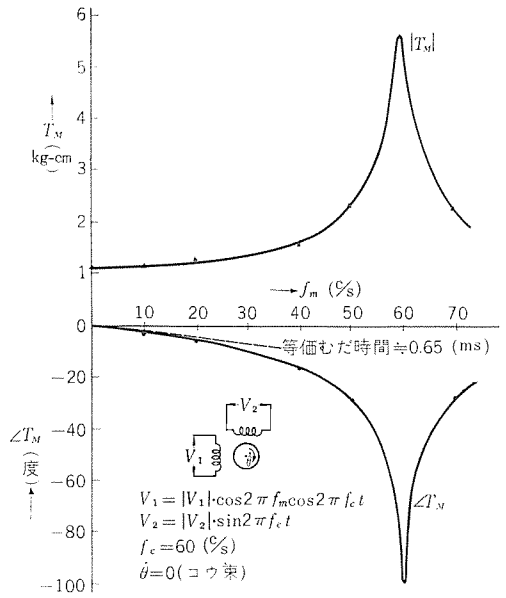


図 5.3 拘束時の振幅入力電圧に対するトルクの周波数特性
Fig. 5.3 Frequency characteristics of the stall torque for an amplitude modulated input voltage.

式 (5.5) を式 (5.3) に代入して次式 (5.6) を得る．

$$T_M=\frac{\sqrt{2}}{\omega_c}\{72\cdot\cos(\omega_c t-2^\circ)\times 0.3\cos(\omega_c t-12^\circ)$$
$$+72\sin(\omega_c t-2^\circ)\times 0.3\sin(\omega_c t-12^\circ)\}$$
$$=\frac{\sqrt{2}}{\omega_c}\times 72\times 0.3\cdot\cos[(\omega_c t-2^\circ)-(\omega_c t-12^\circ)]$$
$$=0.112\cos 10^\circ\ (\mathrm{N\cdot m})$$
$$=1.14\ (\mathrm{kg\cdot cm}) \quad \cdots(5.6)$$

式 (5.3) において I_2, i_1 とも $f_c=60$ (c/s) であるから一見 120 (c/s) のトルクが発生するかのように思われるが，式 (5.6) から明らかなように 120 (c/s) のトルクは発生しないのである．その理由は式 (5.3) の第1項と第2項の 120 (c/s) 成分が相殺されてしまうからである．そして直流トルクは第1項の2倍になるのである．ただしこれは対称機についてのみいい得ることであって，そうでないときは 120 (c/s) のトルクが発生するであろう．

次に振幅変調角周波数 ω_m を $\omega_m=0$ から増大して行った場合のトルクも，式 (5.6) と同様にして計算することができる．この場合はトルクは ω_m, $(2\omega_c+\omega_m)$, $(2\omega_c-\omega_m)$ の三つの成分を含むが，このうちで ω_m 成分のみについて考察することにする．このときの計算結果を図5.3 に示した．図5.3 からトルク T_M の絶体値は $f_m=f_c$ (60 (c/s)) を共振周波数とする二次共振系に似た周波数特性を有している．トルクの位相 $\angle T_M$ は $f_m=f_c$ (60 (c/s)) に関してほぼ称対になっている．そして f_m が f_c に近づくと，急激に悪化する．しかし，$f_m=f_c/3=20$ (c/s) までは等価むだ時間として近似でき，その値は約 0.65 (ms) である．

次にこの点について，その概略を考察してみよう．

$f_m=f_c=60$ (c/s) のときは，$M\dot{I}_1$ には直流成分と 120 (c/s) 成分が含まれている．しかし図5.1 から明らかなように直流成分がはるかに大であるから，$M\dot{I}_1$ の 120 (c/s) は無視して直流成分のみを考慮する．また $\dot{i}_1$ には 120 (c/s) 成分のみ含まれていて，これが $M\dot{I}_2$ の 60 (c/s) と作用して $f_m=60$ (c/s) のトルクが発生するが，その値は比較的小さいので無視することにする．このときはトルク T_M は式 (5.3) の代りに次式 (5.7) で示される．

$$T_M\fallingdotseq -MI_1\cdot i_2 \quad \cdots(5.7)$$

ここに $M=1.79$ (H) である．$|V_1|=100$ (V)，$R_1=70$ (V)，$f_m=f_c$ の場合のトルク T_M を式 (5.7) から計算するために，MI_1

の値を誘起電圧の実効値 $\dot{E}_1$ から求めることを考えてみよう．瞬時値 E_1 は次式 (5.8) で示される．

$$E_1=\sqrt{2}\cdot|\dot{E}_1|\cdot\cos(2\pi f+\angle\dot{E}) \quad \cdots\cdots(5.8)$$

MI_1 は式 (5.4) を用いて

$$MI_1=-\int E_1dt=-\frac{|\dot{E}_1|}{2\pi f}\cdot\sqrt{2}\cdot\sin(2\pi f+\angle\dot{E}_1)\cdots(5.9)$$

となる．式 (5.7) の I_1 は直流電流であるから図 5.1 の上で $f\to0$ の点から $\angle\dot{E}_1=90°$ を得る．一方，$f\to0$ の点では $|\dot{E}_1|=0$ である．この $\angle\dot{E}_1=90°$ と $|E_1|=0$ とを式 (5.9) に代入すると MI_1 の絶体値は求めることができない．しかし，式 (5.1) の $(\omega_c-\omega_m)=0$ すなわち直流電圧成分 $|V_1|/2$ に対する直流電流成分 I_1 は，抵抗 $R_1=70$ (Ω) から求めることができる．したがって，式(5.9) の MI_1 の絶体値が求められる．この絶体値を式 (5.9) の $\sqrt{2}\cdot|\dot{E}_1|/2\pi f$ の代りに用いると式 (5.10) が得られる．

$$MI_1=-1.79\times\frac{100}{2}\times\frac{1}{70}\times\sin(90°) \quad \cdots\cdots(5.10)$$

一方式 (5.7) の i_2 については図 5.1 の $f_c=60$ (c/s) の点から次式 (5.11) で表わされる．

$$\dot{i}_2=0.3\angle-12°\text{ (A)} \quad i_2=\sqrt{2}\times0.3\sin(\omega_ct-12°)\cdots(5.11)$$

式 (5.10) と式 (5.11) とを式 (5.7) に代入すると

$$T_M\fallingdotseq-MI_1\cdot i_2=-1.79\times\frac{100}{2}\times\sqrt{2}\cdot0.3\cdot\sin(\omega_ct-12°)$$

$$=0.544\cos(\omega_ct-102°)\text{ (N·m)}$$

$$=5.54\cos(\omega_ct-102°)\text{ (kg·cm)} \quad \cdots\cdots(5.12)$$

となる．これは $f_m=60$ (c/s) のときの T_M の近似値である．一方，精確な値は図 5.3 の $f_m=60$ (c/s) の点から $T_M=5.53\angle-98.5°$ (kg-cm) である．

この両者を比較すると，$f_m=f_c$ のときの トルク T_M はほとんど MI_1 の直流成分によって決定されるのである．そして $\angle T_M$ は励磁相の回転子電流によってほとんど決定されるのであるが，励磁相と制御相の電圧は 90° 異なっている．このために $\angle T_M$ は約90° 遅れるわけである．

次に図 5.3 において トルク T_M は $f_m=f_c$ (60 (c/s)) に関して対称になっていることについて考察する．

$f_m>f_c$ のときは式 (5.1) の第2項 $(\omega_c-\omega_m)$ は負の角周波数になるが，次式の関係から $(\omega_m-\omega_c)$ として計算してよい．

$$\cos(\omega_c-\omega_m)=\cos(\omega_m-\omega_c) \quad \cdots\cdots(5.13)$$

ここで，たとえば $f_m=50$ (c/s) と $f_m=70$ (c/s) とを比較してみる．このときは次の周波数成分を含んでいる．

$f_m=50$ (c/s) のとき　　MI_1, i_1: 10 (c/s), 110 (c/s)

$f_m=70$ (c/s) のとき　　MI_1, i_1: 10 (c/s), 130 (c/s)

ここで図 5.1 を見ると，$M\dot{I}_1$ と $\dot{i}_1$ の値は $f=110$ (c/s) と $f=130$ (c/s) とではその差は僅少である．ゆえに T_M の $f_m=50$ (c/s) と $f_m=70$ (c/s) とでの差は小さい．したがって図 5.3 のように $f_m=f_c$ (60 (c/s)) に関して対称になるのである．

6. 考　　察

モータ の空 ゲキ 磁束密度 B_m を求めてみよう．一相にのみ定格電圧 $V_1=100$ (V) を印加したときの サーチコイル 1 個の電圧 e_1' と固子子歯の表面積から $B_m=2{,}340$ (G) を得る．また同期速度で回転しているときは，$B_m=2{,}740$ (G) であって飽和磁束密度の約 $1/7$ である．

事実，入力電流 $\dot{I}_{10}$ にも サーチコイル 電圧 $\dot{e}_1'$ にも鉄心の飽和は認められなかった．

次に固定子巻線の実効抵抗は $R_1=70$ (Ω) であって，その直流抵抗 47 (Ω) との差が大きいことは前に述べた．この原因を調べるために，一相にのみ $\dot{V}_1=100$ (V), $f=50$ (c/s) を印加して 4 時間後の直流抵抗を測定したところ，56.5 (Ω) (53°C 上昇) であった．

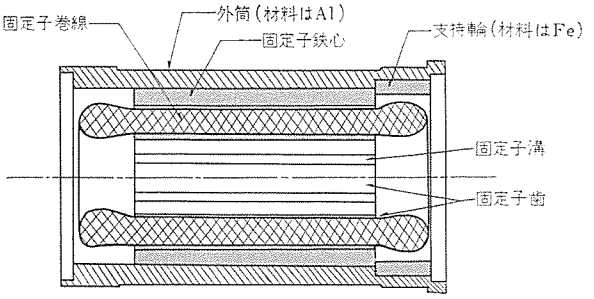


図 6.1　供試機の固定子断面図
Fig. 6.1　Sectional view of the stator.

ゆえに $R_1=70$ (Ω) まで増大したのは温度上昇によるものではない．次に章 3 と同様の方法で，$f=6$ (c/s) のときの実効抵抗 R_1 を測定したところ約 $R_1=56$ (Ω) であった．抵抗 R_1 は周波数によって異なっていることは明らかである．さて，供試機の固定子の構造は図 6.1 のようになっている．ここで外筒内測で固定子巻線の コイルエンド 近くに，鉄の円筒が内そうされていることに注目すべきである．この円筒は固定子鉄心を支持するために用いたものと思われるが，積層されていない．そのために固定子の エンドコイル による漏れ磁束によって，この円筒内に鉄損が生ずるであろう．固定子巻線の実効抵抗 R_1 が増大するのはこのためと推定しているが，この円筒は固定子鉄心と分離できない構造になっているので確認していない．

7. む　す　び

二相 サーボモータ の等価回路は，図 2.2 (b) で表わすことができ，等価回路定数は固定子溝に サーチコイル をそう入することにより，比較的簡単に，しかも高精度で測定できることがわかった．速度 トルク 特性の計算値と実測値の差は，静止から同期速度の範囲内で 6.9% 以下であった．鉄損を表示する コンダクタンス $g_m=\frac{1}{R_m}$ は回転速度によって約 $1/3$ 変化するが，速度 トルク 特性にはあまり影響しない．

振幅変調波入力電圧に対する静止 トルク の周波数特性は搬送波周波数 f_c に関してほぼ対称になり，その ゲイン は二次共振系に近い特性になっている．そして トルク の位相は変調周波数 f_m が f_c に近づくと急激に悪化することを述べた．すなわち，f_m が大なる場合には トルク の周池数特性は，一次遅れ系でもむだ時間系でも表示できないのである．しかし $f_m=f_c/3\fallingdotseq20$ (c/s) までは等価むだ時間として近似することができ，その値は約 0.65 (ms) であって従来考えられていた 3～4 (ms) よりもはるかに小さい[4]．

なお，回転子が静止状態でなく回転しうる場合の トルク の周波数特性は，静止 トルク のそれとは異なったものであろうと推察されるが，この問題のほかに増幅器の出力 インピーダンス およびその周波数特性の影響などについて検討を要する問題が残っている．

(昭 37－10－8 受付)

参 考 文 献

(1) Sidney A. Davis, Byron K. Ledgerwood: "Electromechanical Components for Servomechanisms", 253 (1961).

(2) 藤野義一: "かご形誘導電動機の漂遊 トルク", 「電学誌」81, 1826 (昭 36).

(3) Harold Chistnut, Robert W. Mayar: "Servo Mechanisms and Regulating System Design", II, 191 (1955).

(4) 伊藤文夫: "二相 サーボモータ の設計的考察", 「電気試験所研究報告」606, 50 (昭 36-9).

UDC 621.396.934:551.507

気象ロケット用電子機器

石井 茂*・藤掛 勝*・三輪 進*

Electronic Apparatus for Meteorological Observation Rocket

Kamakura Works Shigeru ISHII・Masaru FUJIKAKE・Susumu MIWA

A meteorological observation rocket bas been in the course of development since 1960 under the auspices of the authorities. Eight private concerns including Mitsubishi has participated in the project. A system design has been commenced with an aim of building an rocketborne motor operated camera to have pictures of cloud distribution, and of tracking the rocket during the fall. Mitsubishi has been chiefly developing electronic apparatus to be mounted on the rocket and their accessories and floats. This report deals with a L band transponder and a VHF telemeter which were brought into being in the fiscal year of 1961.

1. まえがき

気象観測ロケットは科学技術庁が昭和35年度より3年計画で開発に着手されたものであり，当社を含む民間8社が研究に参加した．このロケットの目的とするところは次のとおりである．

（1） ロケットに電動カメラを搭載し高度150kmまで打上げ，上空で雲の分布を撮影して回収する．

（2） 高度数十kmでパラシュートを開き降下の状況を追跡して風向風速を測定する．

この条件をもとにSystem Designが開始され，同時に必要な各部品の試作実験が行なわれた．37年度は過去2年間の資料にもとづき，ロケット全体の設計製作が進められている．

当社は主としてこのロケットに搭載する電子機器ならびにその付属品，フロート等の開発を行なってきたが，37年度はノーズコーン内にこれらをまとめる設計ならびに製作を行なっている．搭載する電子機器の主なものはトランスポンダとテレメータである．トランスポンダはレーダ信号を受信増幅して地上に送りかえすものでこのロケットのような遠距離打上げの場合その追跡には不可欠のものである．テレメータはこのロケットの直接の目的にはなっていないが飛しょう中のロケットの諸条件を測定して飛しょう解析の裏付けを得るのになくてはならぬものである．その他の開発部品はこれらを有機的にまとめるのに必要なものであるかまたは補助的な役割をするものである．

よってここでは36年度までに開発したトランスポンダとテレメータについて紹介を行なうことにする．なお当社世田谷製作所で開発されたフロートはこのロケットの目的上非常に重要な位置を占めるものであるがこれについては別に発表される機会もあると思う．

2. トランスポンダ

2.1 要求性能

トランスポンダに要求された性能は次のとおりである．

（1） 周波数帯　悪天候下の使用の可能性，局発管の小形化，アンテナの大きさ構造などを考えてLバンドが適当とされた．

（2） 受信方式　受信感度の点からスーパーヘテロダイン方式とする．

（3） 受信感度　図2.1にこのロケットのレーダ系のレベルダイヤグラムを示す．地上レーダとしては当社製観測ロケット追尾レーダ(GTR-1)[1]を想定した．同図から到達必要距離を250kmとした時の受信電力は−58dBであるから，受信感度は−60dB以下でできるだけ向上をはかることがのぞまれる．

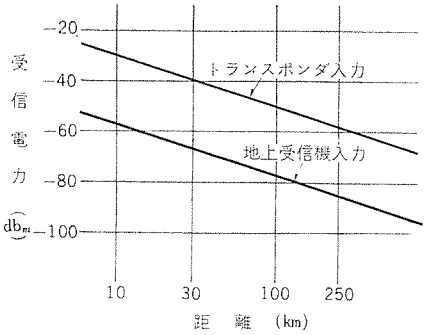


図 2.1 トランスポンダレベルダイヤグラム
Fig. 2.1 Transponder level diagram.

（4） 送信出力　同じく図2.1の地上受信機入力のラインは送信出力100Wに対するもので，この程度は必要である．

（5） パルス幅　使用パルス幅1μS

（6） 構造　Rocketborneであるから当然小形軽量であることが望まれる．耐環境性としては加速度，衝撃，振動の機械条件，温度，湿度変化，高空における低圧などを考慮しなければならない．

（7） アンテナ　アンテナは送受2組をもたなければならない．またロケットの目的から考えてパラシュート開傘後もトランスポンダが働かなければならないことからアンテナは本体と同じく，ノーズコーンについていなければならない．さらにロケットが空中にある姿勢を考えた場合無指向性が望ましい．偏波面は地上レーダが円偏波であれば直線でよい．形状的にはロケットの空力特性をいちじるしく阻害するものであってはならない．

2.2 トランスポンダ本体

2.1項の要求性能をもととしトランスポンダの試作を行なった．図2.2はこのブロック図である．

トランスポンダパネル面より受信キャビテイまではBNC系同軸接センおよび高周波同軸ケーブルを用いている．

受信キャビテイは3dB downの帯域幅4Mc，Image Rejection

* 鎌倉製作所

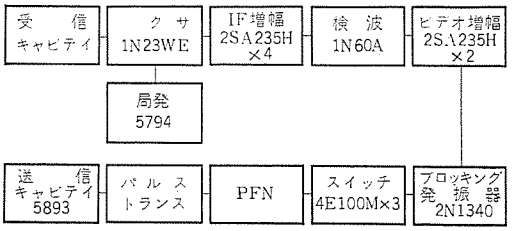
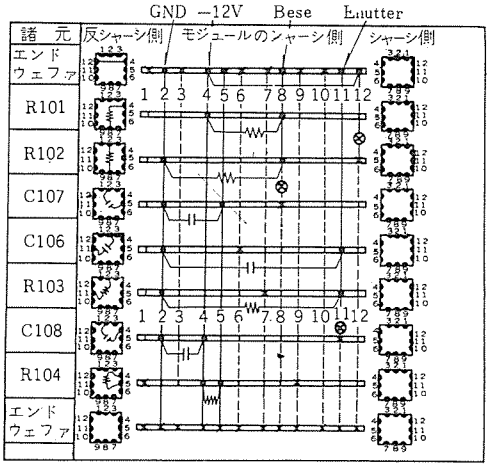


図 2.2 トランスポンダブロック 図
Fig. 2.2 Transponder block diagram.



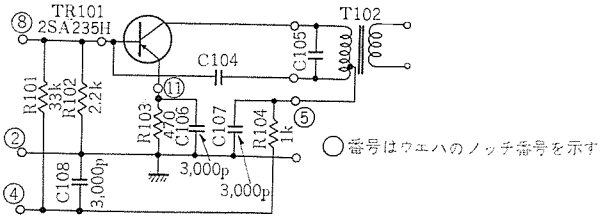


図 2.3 マイクロモジュール 接続図 1 例
Fig. 2.3 An example of micromodule connection diagram.

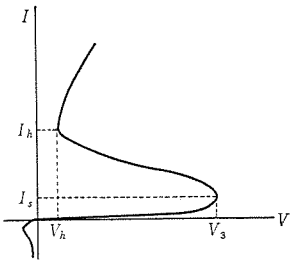


図 2.4 ショックレーダイオード の特性
Fig. 2.4 Characteristics of schockley diode.

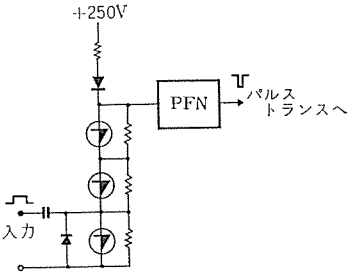
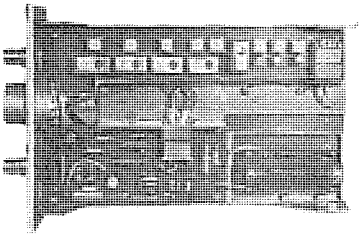
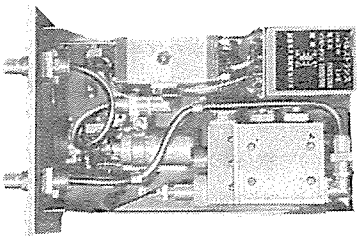


図 2.5 スイッチング 回路
Fig. 2.5 Switching circuit.



(a) IF ビデオ 増幅器および パルサ



(b) 受信 キャビティ および送信機

図 2.6 トランスポンダ
Fig. 2.6 Transponder.

約 30 dB を設計値とした．選択共振回路としては可変容量装荷の同軸共振空胴とし，空胴の軸長を約 0.22λ とした．2 個の空胴を軸方向に並置したものを 1 個の金属 ブロック で作っている．ミクサ は バランスタイプ は形状が大きくなるので単一の検波器とし，ホルダ を小形化できかつ NF の低い 1N21WE を使用している．1N21WE の最大変換損は 5.5 dB，最大出力雑音比 1.5 である．クリスタルマウント の出力沪波部 (λ/4 折返し チョーク) は誘電体 STYCAST HiK (ε:15) を用いてあり通常用いられる誘電体 テフロン (ε:2) に比べ約 1/3 の大きさにまとめられている．出力端は ミニアチュア 同軸接 セン，ケーブル により IF 増幅器に結合される．

局部発振器は発振空胴付 ペンシル 管 5794 を用い，この出力を結合可変容量で加減する可変減衰器によって ミクサ に加えている．IF アンプ は 2SA235H 4 段で中心周波数 30 Mc，電圧利得 60 dB，帯域幅 2 Mc，ビデオアンプ は 2SA235H 2 段で電圧利得 40 dB，帯域幅 1 Mc である．IF アンプ と ビデオアンプ は トランジスタ，同調素子を除く RC 回路を マイクロモジュール 構造とした．これは 1 ないし数個の RC 素子を約 8 mm 角の ウエハ に組込み，これを タテ に重ねあわせ，素子間の接続は ウエハ の側面に 12 本の導線を ハンダ づけして行なうもので立体構造となるためかなりの小形化が行なえる．上述の IF ビデオアンプ は 30×170×20 mm におさめることができた．図 2.3 に IF アンプ 1 段の接続図とこれを マイクロモジュール 化した時の接続図を示す．

変調器は半導体変調器を用いている．従来は サイラトロン または ハードチューブ が用いられかなりの空間と ヒータ 電力が必要であったがここでは ショックレーダイオード 3 個が主体となっている．ショックレーダイオード の特性は図 2.4 のように PNPN スイッチングダイオード と同じであるが スイッチングスピード が非常に早いのが特長である．図で V_sI_s はそれぞれ スイッチング 電圧および電流，V_hI_h は ホールディング 電圧および電流である．この装置に使用した 4E100M は V_s: 100±10 V，I_s: 125 μA 以下，V_h: 0.5～1.2 V，I_h: 1～15 mA，最大 セン 頭電流 10 A である．図 2.5 に スイッチング 回路を示す．3 個の ショックレーダイオード にはそれぞれ 80 V の電圧がかかっているから入力から 20 V 以上の電圧が入ると CD207 は ブレークダウン し，したがって CD206，CD205 の両端にそれぞれ 120 V の電圧がかかるため同時に ブレークダウン する．したがって PFN 入力には約 240 V の負の ステップ があらわれる．これを PFN で整形して ステップアップ する．変調器は PFN，トランス を除いて プリント 基板に配列した．

送信部は ペンシル 管 5893 を用いた格子分離形同軸空胴共振器である．発振は プレートカソード 間に パルストランス より供給される波高値約 1,000 V の パルス 電圧により生ずる プレートパルス 方式である．送信 キャビティ から パネル 面までの間は BNC 系同軸 ケーブル および接 セン を用いている．図 2.6 (a), (b) にこの装置の写真を示す．

この装置の試験の結果二，三の検討すべき点が残っているが大体所期の性能を得ることができた．

2.3 トランスポンダ用アンテナ

ロケット に装着する アンテナ の場合要求の性能を理想的に満すことはなかなかむつかしく実用上ほぼ支障がない程度で使用せねばならないことが多い．

L バンド の アンテナ として検討に値するものは種々あるが今回の場合 ノーズコーン の形状寸度，給電構造の簡単さ等を考慮し導体長さが λ/4 の スタブアンテナ を折りまげ，これを耐熱性を有する強靱な誘電体で保護したものを用いることにした．図 2.7 に ロケット と アンテナ の関係，図 2.8 に アンテナ を示す．

図 2.7 (b) に示すとおり送信 アンテナ と受信 アンテナ はそれぞれ互いに直交する一対の アンテナ を使用する．一対の アンテナ は機軸方向の輻射に重点をおき逆相に給電する．この場合放射電波は直線偏波であるから ロケット の ロール によって生ずる偏波面の回転に対し無関係に送受信を行なうためには地上の アンテナ は円偏波でなければならない(1)．

かかる アンテナ の実用性を検討するためにその放射特性および インピーダンス 特性を実物大模型を用いて測定した．模型実験の場合一般に縮尺模型を用いて測定条件を理想化することが多いがこの アンテナ の場合は縮尺により アンテナ 部分を小形化すると試験時の取扱いに不便を来たすので現尺を用いた．

まず放射 パタン 特性であるがこれを決定する要素は次の四つが考えられる．

（1） 機体の長さ（ブースタ 付，サステーナ 付，ノーズコーン のみ）

（2） アンテナ 取付位置（先端からの長さ）

（3） アンテナ 形状（フック の長さおよびその配分）

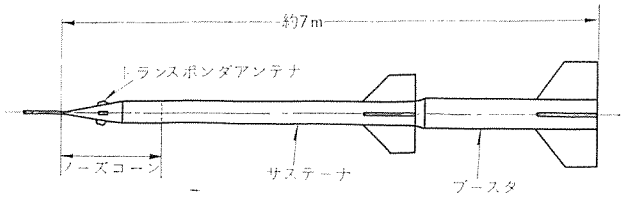
（4） アンテナ 取付位置（ロール 面内で）

これらのすべての組合せについて実験を行なうことはむつかしいのでまず1個の アンテナ を装着した場合について上記 (2) (3) に対する結論を出し，その良好な パラメータ の組合せで2個の アンテナ 素子の組合せを行ない実際の状態での放射 パタン を測定する方法をとった．

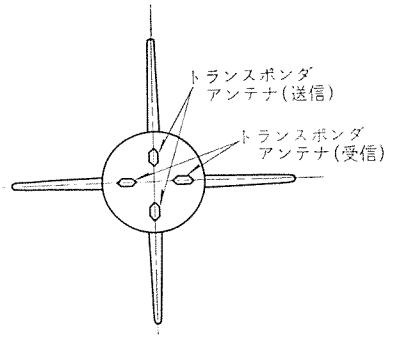
1 個の アンテナ 素子に関する実験から次のことがわかった．

（1） アンテナ の導体形状（全長 49.0 mm 一定）は図 2.8 で ァ=49.0, ィ=0, ァ=38.5, ィ=10.5, ァ=28.5, ィ=20.5 について行なったが放射 パタン に対する影響はみられなかった．

（2） アンテナ の取付位置は先端より 435 mm, 485 mm, 535 mm について比較すると 435 mm のとき機体後部方向の減衰が大きくなるのであまり先端に近い所につけることはできない．よって以下の測定は アンテナ 形状：ァ=38.5 mm, ィ=10.5 mm, 取付位置：ノーズコーン 先端より 485 mm で行なった．



(a) 側 面 図



(b) 前面図

図 2.7 トランスポンダ アンテナ の位置
Fig. 2.7 Location of transponder antenna.

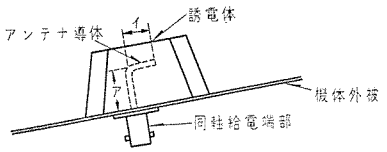


図 2.8 トランスポンダアンテナ
Fig. 2.8 Transponder antenna.

図 2.9 に放射 パタン 測定座標系を，表 2.1 に測定条件を，図 2.10 (a)～(p) に測定の結果を示す．また図 2.11 に供試 アンテナ 図 2.12 に測定時の写真を示す．以上の放射 パタン の実験およびその他の補足的実験の結果を総括すると前に1個の アンテナ で得た結論のほかに次のことがいえる．

（1） ブースタ，サステーナ が飛しょう時に順次切離されていくと放射 パタン は改良されていく傾向を示す．

（2） 機軸方向からみた アンテナ の位置と翼面の関係はそれぞれ一致している方がのぞましいようである．

（3） 最小値はほとんどすべてのものが最大値より 20～30 dB 低いところ（図 2.10 では 20 dB Full Scale で画いているので null のようにみえる）にあるので送受信がまったく不可能な向きはない．

（4） 図 2.10 に示した放射 パタン は架台の影響が若干みられる．

（5） 結論として，放射 パタン は理想的な無指向性を示していず機軸後方の放射にやや難があるが実用には十分たえうる．

ついで インピーダンス 特性であるがこの場合もやはりまず1個の アンテナ で諸特性をつかんでから2個の場合の測定を行なった．1個の場合は

（1） 実大模型を使うと放射体からかなり離れた所で測定を行なわねばならず給電線が長くなり真の インピーダンス が測定しにく

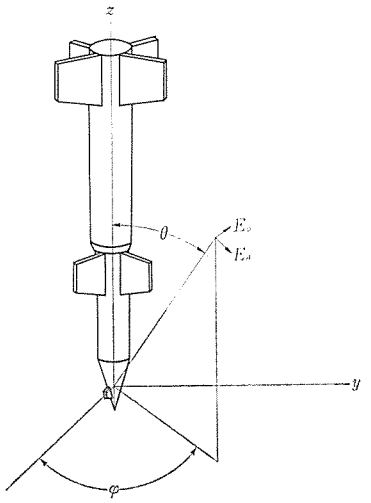


図 2.9 アンテナパタン 座標系
Fig. 2.9 Coordinates for antenna pattern measurement.

表 2.1 輻射 パタン 測定条件

機体長	アンテナ位置（roll面）	アンテナ位置（機軸方向）	アンテナ形状	偏波面および測定面	図表番号 Fig2.10
フースタ付（全長）	翼と平行	先端より 485mm	ア=38.5mm イ=10.5mm	E_θ φ= 0°	a
				E_θ φ=90°	b
				E_θ φ=45°	c
				E_φ φ=45°	d
サスティナ付	翼と平行	先端より 485mm	ア=38.5mm イ=10.5mm	E_θ φ= 0°	e
				E_φ φ=90°	f
				E_θ φ=45°	g
				E_φ φ=45°	h
	翼と45°	先端より 485mm	ア=38.5mm イ=10.5mm	E_θ φ= 0°	i
				E_φ φ=90°	j
				E_θ φ=45°	k
				E_φ φ=45°	l
ノーズコーンのみ	翼と平行	先端より 485mm	ア=38.5mm イ=10.5mm	E_θ φ= 0°	m
				E_θ φ=90°	n
				E_θ φ=45°	o
				E_φ φ=45°	p

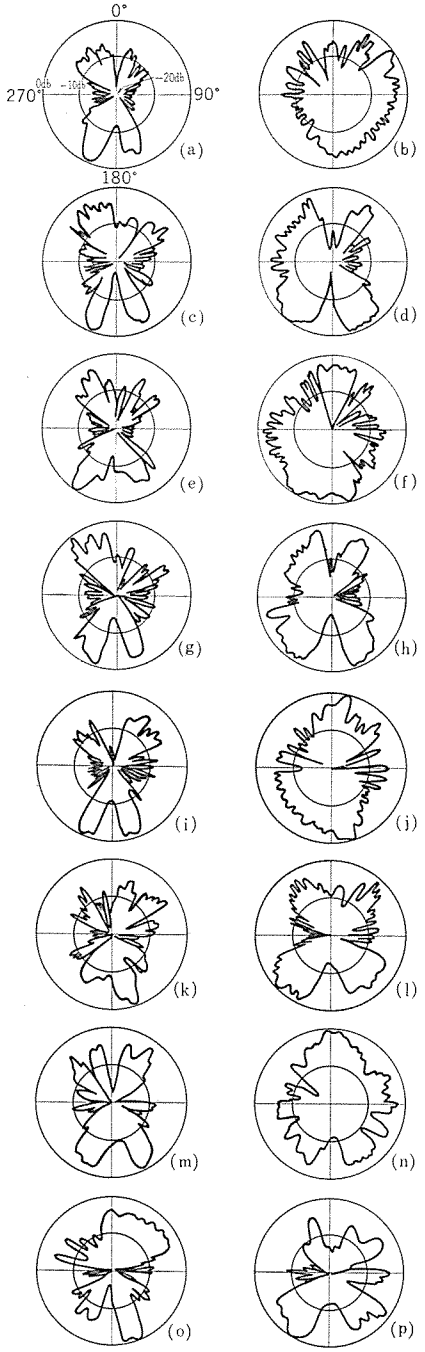


図 2.10 トランスポンダアンテナ 輻射 パタン
Fig. 2.10 Transponder antenna radiation pattern.

くなる.

(2) インピーダンス 測定用の給電線を機体外部から引出すと機体上の アンテナ 電流分布に影響を及ぼす可能性がある.

(3) 二つの放射体が機軸に対し対称な位置にあり両者は逆位相に給電される.

等のため図 2.13 に示すように機体を機軸と2個の アンテナ を結ぶ面で切断しそれを導体板(地板)に取付けたものすなわち影像を利用した半さい形の モデル を用いた. また機体電流は数波長程度でかなり減衰するから機体後半は インピーダンス にほとんど影響を与えぬと思われるので先端より 2.5 m (1.3 m で分離可能) の モデル とした. 放射 パタン の時と同様種々の パラメータ を変化して測定した結果次の点が明らかになった.

(1) 取付位置による顕著な インピーダンス 変化はみられない.

(2) 放射体の形状に対しては規則正しい変化がみられる.

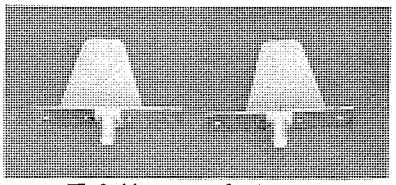


図 2.11 トランスポンダアンテナ
Fig. 2.11 Transponder antenna.

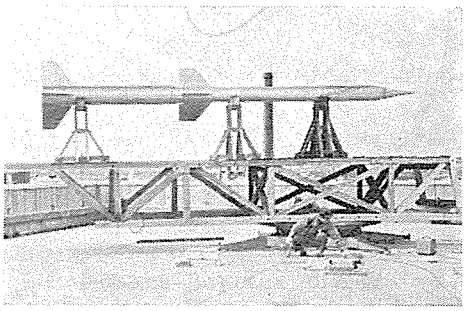


図 2.12 実物大模型による トランスポンダアンテナ 輻射 パタン の実験
Fig. 2.12 Transponder antenna radiation pattern measurement by full-size model.

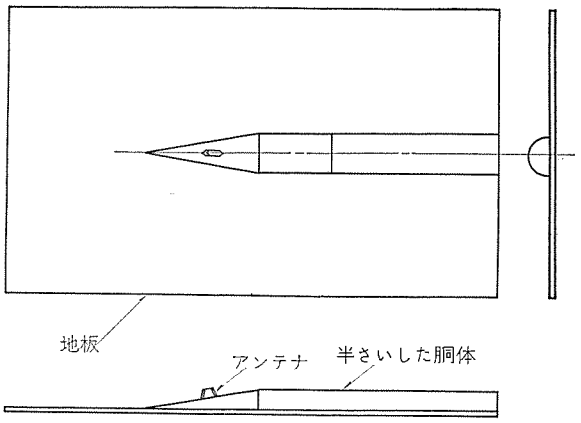


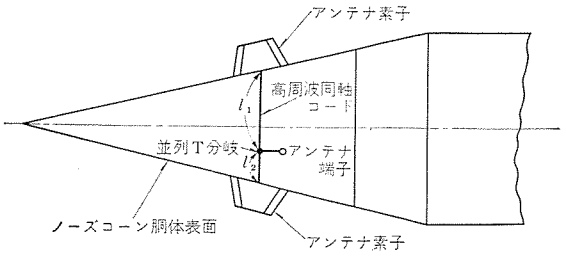
図 2.13 インピーダンス 測定用模型
Fig. 2.13 Longitudinally truncated model for impedance measurement.

(3) 機体長さ 1.3 m の時, 2.5 m の時 インピーダンス に差はみられない.

(4) 中心導体の長さは自由空間波長の4分の1に選んだが中心周波数 (1,680 Mc) において VSWR 2 程度で リアクタンス を含む.

以上のことから給電線の長さを適当にかえると給電点からみた インピーダンス を 100Ω 近辺に持ってこれる. これと $\lambda g/2$ の位相差をつけてもう一方の アンテナ に並列に給電するととくに インピーダンス 整合回路をつけなくても給電点 インピーダンス を 50Ω 近辺にもってくることができる.

これを図 2.14 の構成で2個の アンテナ を用いて試験してみた. その結果を図 2.15 に示す. これによれば中心周波数において VSWR=1.25 を得ている.



$l_1=l_2+\lambda_g/2$, l_2=純抵抗 100Ω を得る給電線路長

図 2.14 フィーダ 構成
Fig. 2.14 Feeder connection.

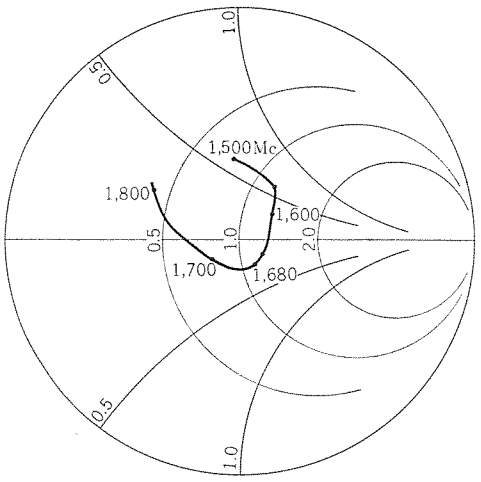


図 2.15 アンテナインピーダンス 特性
Fig. 2.15 Antenna impedance characterstic.

全般的に周波数特性はあまり良くないがこれは機体の直径や機体内部構造できまる給電線配置のために必要以上の長さの ケーブル を用いねばならなかったためと考えられる．図 2.15 の結果は前にものべたように給電 ケーブル の影響等も若干入っていると思われるので必ずしも非常に精密な測定値ではない．

3. テレメータ

3.1 要求性能

テレメータ に要求された性能は次のとおりである．

(1) 通達距離　10km (この値は実機においては当然高度 150 km の飛しょうに見合った値となる)

(2) チャネル 数　3 チャネル

(3) 信号の性質　第 1 チャネル　1 mV　P-P　0.2～　60 c/s
第 2 チャネル　10 μV　P-P　10　～　60 c/s
第 3 チャネル　1 mV　P-P　10　～1,000 c/s

(4) 出　力　出力は副搬送波の多重信号を テープレコーダ に記録するとともに各 チャネル 出力を ペン 書き オシロ で記録する．ただし第 3 チャネル の信号は ペン 書き オシロ の場合 100 c/s 近辺で カット されてもよい．

(5) アンテナ　送信 アンテナ は テレメータ が全飛しょう中動作するように ノーズコーン 部にとりつける．
受信 アンテナ は適当に ブロード な ビーム をもったもので ロケット の姿勢いかんにかかわらず受信ができなければならない．

3.2 テレメータ方式

テレメータ 方式としては FM-FM 方式を採用した．この方式は広帯域改善利得が大きくできること，漏話雑音が軽減できること，簡単な構成で回線の直線性が期待できること等のことから ロケット 用 テレメータ にもその他 テレメータ にも広く用いられている[2]．この テレメータ において設計諸元をどのように選んだかを概説する．搬送波も副搬送波も スレショールド 以上にあるとすると広帯域改善利得，出力 S/N の搬送波 S/N，副搬送波 S/N に対する関係は式 (3.1)～式 (3.3) で表わされる．

$$R_{oi}=\left(\frac{3}{2}\right)^{\frac{1}{2}}M_{1i}M_{2i} \quad \cdots\cdots(3.1)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{it}=\left(\frac{3}{2}\right)^{\frac{1}{2}}M_{1i}M_{2i}\left(\frac{B_c}{2B_{li}}\right)^{\frac{1}{2}}\left(\frac{S}{N}\right)_c \quad \cdots\cdots(3.2)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{it}=(3)^{\frac{1}{2}}M_{2i}\left(\frac{B_{si}}{2B_{li}}\right)^{\frac{1}{2}}\left(\frac{S}{N}\right)_s \quad \cdots(3.3)\ \text{ただし}\ B_{si}\geqq 2B_{li}$$

ここで　R_{oi}：i 番目の チャネル の広帯域改善利得

$M_{1i}=\dfrac{a_{oi}f_D}{Af_i}$：$i$ 番目の チャネル の第 1 変調指数

$M_{2i}=\dfrac{f_{di}}{f_{mi}}$：$i$ 番目の チャネル の第 2 変調指数

a_{oi}：i 番目の チャネル の副搬送波の振幅

A：全副搬送波の振幅の和

f_D：搬送波の周波数偏移

f_i：i 番目の チャネル の副搬送波周波数

f_{di}：〃　副搬送波の周波数偏移

f_{mi}：i 番目の チャネル の信号の最高周波数成分

$\left(\dfrac{S}{N}\right)_{it}$：〃　出力信号の $\dfrac{S}{N}$

$\left(\dfrac{S}{N}\right)_c$：搬送波の $\dfrac{S}{N}$

$\left(\dfrac{S}{N}\right)_s$：副搬送波の $\dfrac{S}{N}$

B_c：受信機帯域幅

B_{si}：副搬送波復調器の帯域沪波器の帯域幅

B_{li}：副搬送波出力の低域沪波器の帯域幅

本機では次のように選定している．

$f_1=2.3$ kc	$f_2=3.9$ kc	$f_3=30$ kc
$f_{d1}=173$ c	$f_{d2}=290$ c	$f_{d3}=2{,}250$ c
$f_{m1}=60$ c	$f_{m2}=60$ c	$f_{m3}=1{,}000$ c
$M_{21}=2.9$	$M_{22}=4.9$	$M_{23}=2.5$
$R_{o1}=6$	$R_{o2}=6$	$R_{o3}=6$
$M_{11}=1.68$	$M_{12}=1.0$	$M_{13}=2.17$
$f_{D1}=M_{11}f_1=3.9$ kc	$f_{D2}=M_{12}f_2=3.9$ kc	$f_{D3}=M_{13}f_3=65$ kc
$B_{s1}=250$ c	$B_{s2}=500$ c	$B_{s3}=3{,}500$ c
$B_{l1}=60$ c	$B_{l2}=60$ c	$B_{l3}=1{,}000$ c

B_c は $3f_D$ ($f_D=\Sigma f_{Di}$)，送信機，局発の周波数安定度，ドプラ 偏移などをみこんで 300 kc とする．

これらの定数を用いて スレショールド 以上の $\dfrac{S}{N}$ および搬送波，副搬送波の スレショールド 点における出力 $\dfrac{S}{N}$ が計算できる．各 チャネル の出力 $\dfrac{S}{N}$ と搬送波 $\dfrac{S}{N}$ の関係を描いたのが図 3.1 である．す

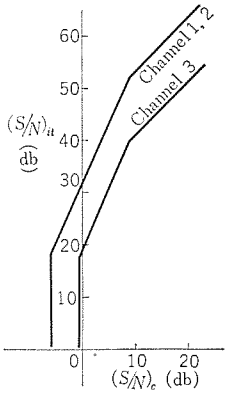


図 3.1 $(S/N)_{it}$ と $(S/N)_c$ の関係
Fig. 3.1 Relation between $(S/N)_{it}$ and $(S/N)_c$.

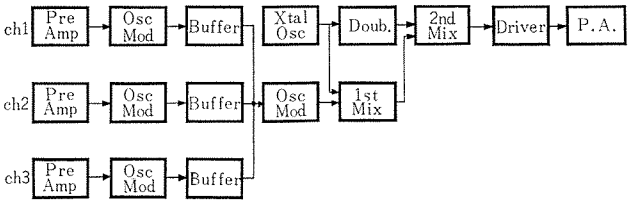


図 3.2 テレメータ 送信機 ブロック 図
Fig. 3.2 Telemeter transmitter block diagram.

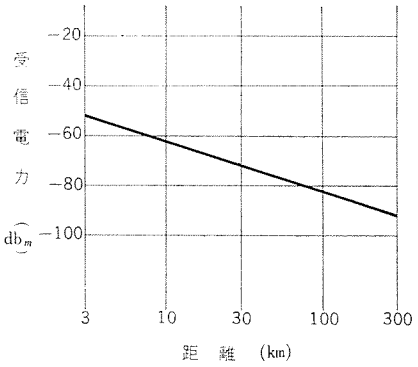


図 3.3 テレメータレベルダイヤグラム
Fig. 3.3 Telemeter level diagram.

なわち $\left(\frac{S}{N}\right)_c \fallingdotseq 9$ dB の点で搬送波の スレショールド がおこり第1の折点があらわれ，$\left(\frac{S}{N}\right)_s \fallingdotseq 9$ dB に対応する $\left(\frac{S}{N}\right)_{tt}$ の点で第 2 の折点ができそれ以下では $\left(\frac{S}{N}\right)_{tt}$ は急激に低下する．この第1第2の折点のおこる位置を下げるために周波数負帰還復調方式，位相同期検波方式が用いられることもあるが本機では後述のように受信入力 レベル が十分あるので普通の リミタディスクリミネータ 復調方式をとっている．なお図で搬送波 スレショールド 以下の レベル での出力は傾向を示すだけである．

3.3 テレメータ送信機

図 3.2 に テレメータ 送信機の ブロック 図を示す．図で前置増幅器は前項でのべた入力を所要の電圧まで増幅する．副搬送波変調器は CR 形（チャネル 1, 2）および マルチ 形（チャネル 3）[3] で最大入力時副搬送波周波数の 7.5% の周波数偏移をおこさしめる．緩衝増幅器は各 サブキャリヤ の振幅を制御して所要の f_{di} を得るような a_{oi} を搬送波変調器に供給する．搬送波変調器は自励発振器の コレクタ 容量変化を用いたもので最大 ±75 kc の周波数偏移を生じる．自励発振周波数は全体の周波数安定度をよくするためできるだけ下げて 4.65 Mc とし，別に 55 Mc の水晶発振器を用いて図のように混合している．水晶，自励の発振器，周波数逓倍器，第1混合器は トランジスタ 2N706 を，第2混合器および駆動管は ヌービスタ 6CW4 を用いている．電力増幅管は サブミニアチア 管 6397 シングルで +120 V の陽極電圧で搬送波出力 0.3 W を得ている．図 3.3 に送信電力 0.3 W の時の受信電力 ダイヤグラム を示す．図 3.4 は テレメータ 送信機を ワク 体に装着した写真である．

3.4 テレメータ受信機

図 3.5 に テレメータ 受信機の ブロック 図を示す．装置は受信部，サブキャリア 部，電源部にわかれ三つの パネル に収容されている．この受信機の主要性能は次のとおりである．

（1） 高周波増幅部 受信周波数 169.65±1 Mc
利得 18.5 dB
（2） 局部発振器 発振周波数 139.65±1 Mc

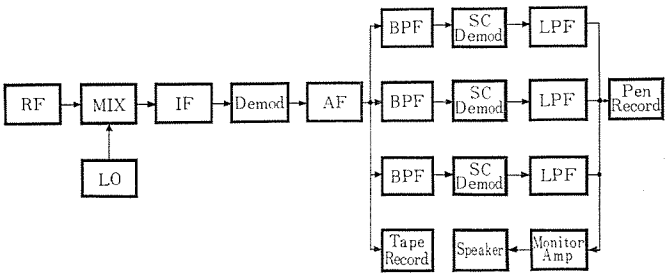


図 3.5 テレメータ 受信機 ブロック 図
Fig. 3.5 Telemeter receiver block diagram.

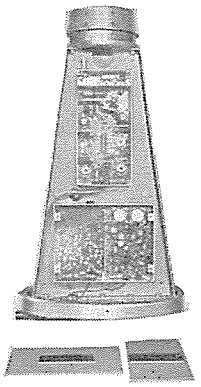


図 3.4 テレメータ 送信機
Fig. 3.4 Telemeter transmitter.

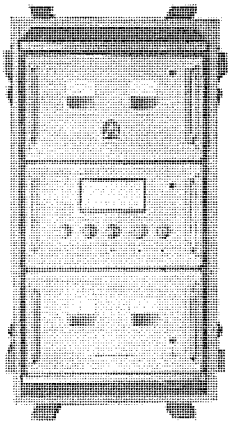


図 3.6 テレメータ 信受機
Fig. 3.6 Telemeter receiver.

（3） 中間周波増幅部 中心周波数 30 Mc
帯域幅 300 kc
利得 75 dB
（4） 振幅制限器 段数 2 段
（5） スレショールド レベル −97 dB m
（6） 低周波増幅部 利得 20 dB
（7） バンドパスフィルタ 帯域幅前述のとおり
（8） 副搬送波復調部 方式 パルス 積分方式
（9） ローパスフィルタ 帯域幅前述のとおり
(10) 副搬送波の多重信号は テープ 録音されるようになっており各 サブキャリヤ 出力は スピーカ で モニタ できるとともに ペン 書き オシロ に接続されるようになっている．

図 3.6 にこの受信機の写真を示す．

3.5 テレメータアンテナ

送信用として使用できる VHF 帯の アンテナ は各種考えられるが[4]今回は機体を放射体の一部として利用する機体先端突出の スパイク 形 アンテナ を用いた．図 3.7 に ノーズコーン に装着した送信アンテナ の写真を示す．この アンテナ は構造が比較的簡単で機体先端部だけを回収するような時にも動作状態を続けることができる．先端突出部は機体と不平衡 ダイポール を構成しているため機軸方向への放射はできないが地上受信点の位置を適当に選択すれば十分実用に供される．

ブースタ，サステーナ がついた場合のこの アンテナ の放射 パタン は本機については行なわなかったけれども類似の機体について過去行

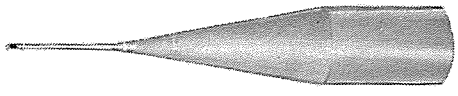
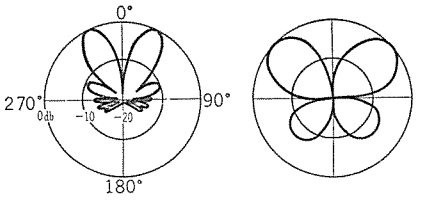


図 3.7 テレメータ 送信 アンテナ
Fig. 3.7 Telemeter transmitter antenna.



(a) ブースタ and/or サステーナ 付の場合 偏波面 E_θ 測定面 $\theta(\varphi=0)$　(b) ノーズコーン のみの場合

図 3.8 テレメータアンテナ 輻射 パタン
Fig. 3.8 Telemeter antenna radiation pattern.

なった結果[4]から判断すると図 3.8 (a) のようになるものと思われる．なお図 3.8 (b) は ノーズコーン のみに アンテナ が装着された時の放射 パタン の実測値の一例を示す．

なおこの時の インピーダンス は放射体の根本に L, C の集中定数素子を入れて 50Ω に変換し，25 Mc の周波数帯域にわたって VSWR 1.5 以下を得ている．

受信 アンテナ は ロケット がいかなる姿勢であっても受信可能であるためにこの場合円偏波のものを使用しなければならない．今回は適当な利得と良好な周波数特性をもち高度な寸法精度を要しない ヘリカルアンテナ を使用した．図 3.9 はその写真を示す．ラセン 直径は約 600 mm，地板直径は約 1.5 m である．放射 パタン の半値幅は約 ±30 度である．インピーダンス 整合は ラセン 基源に集中定数素子の L, C をそう入して 50Ω としている．

3.6 テレメータ電源

ロケット に搭載する テレメータ 用電源としては電池および DC-DC コンバータ を使用した．電池としては銀亜鉛電池および焼結式 アルカリ 蓄電池[5]を実験したがこの テレメータ 用には後者を用いた．銀亜鉛電池は緩放電出力が 90 Wh/kg 位で鉛蓄電池の 3 倍程度あり高率放電特性もよいが ゼロ 度 C 以下の低温特性が悪い．焼結式 アルカリ 蓄電池は緩放電出力は鉛蓄電池程度であるが低温特性が良く急速な補充電がきくなどの特長がある．両者ともここ十年くらいの間に出現したものであり，ロケット 人工衛星等の電源として使用されている．この装置では容量 0.7 AH 6V (64×89×32 mm) のものを 2 個直列にして 12 V として使用した．

DC-DC コンバータ は テレメータ の送信管および駆動管の陽極電圧供給用で入力は上記の電池，出力は 120 V 60 mA を供給しうるよう設計されている．

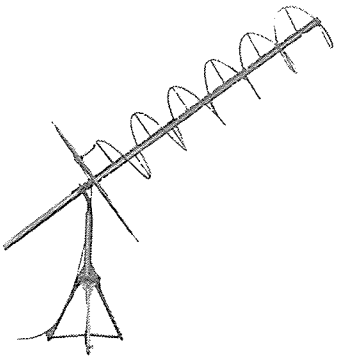


図 3.9 テレメータ 受信 アンテナ
Fig. 3.9 Telemeter receiver antenna.

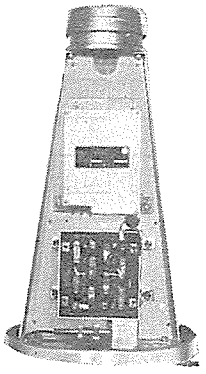


図 3.10 テレメータ 源電
Fig. 3.10 Telemeter power supply.

図 3.10 に電池と DC-DC コンバータ を取付 ワク に装着した写真を示す．

4. む す び

以上昭和 36 年度までに開発した トランスポンダ および テレメータ について述べた．個別的な装置の説明で ロケット との関連を把握しにくいかと思うが前述のようにこの点は 37 年度の研究課題になっている．すなわち テレメータ の出力増加，伝達すべき信号が変ったための設計変更，緊急時に燃料を シャ 断するための無線送受信機，電動 カメラ 等を コントロール する タイマ，内外部電線切断装置等の製作，フロート の製作などを行ない ロケット としてまとめる作業に参画している．これらについては別の機会に述べることとしたい．

参 考 文 献

(1) 樫本ほか：観測 ロケット 追尾 レーダ (GTR-1 形)「三菱電機」36, No. 5, p. 608～614 (昭 37-5)
(2) 吉田ほか：無線 テレメータ「三菱電機」36, No. 12, p. 23 (昭 37-12)
(3) 吉田ほか：テレメータリングサブキャリア 発振器の トランジスタ 化「三菱電機」34, No. 8, p. 998～1011 (昭 35-8)
(4) 東野・河村：飛しょう体 テレメータ 用 アンテナ，アンテナ 研究専門委員会資料 1960 年 10 月
(5) 田川・石川：最近の 2 次電池 電気計算 1961 年 9 月

最近における社外寄稿一覧

年月日	寄稿先	題名	執筆者	所属場所
37- 8-14	電気学会誌時報	S. CR 回路の設計法	加藤又彦	伊丹
37- 8-14	電気学会誌時報	3 つの特殊 ゼナー 回路例	加藤又彦	伊丹
37- 8-14	電気学会誌時報	半導体整流素子内部の展望	加藤又彦	伊丹
37- 8-14	電気計算	電車の自動運転装置	北岡 隆	伊丹
37- 8-15	関東電気協会	東京読売 ゴルフ 場の水銀灯照明	小堀富次雄	本社
37- 8-17	電気学会誌時報	急速開閉用制御整流素子	加藤又彦	伊丹
37- 8-22	OHM	直流試験による発電機巻線の破壊電圧の予知	原仁吾・平林庄司	研究所
37- 8-25	技研出版社	光り天井	小堀富次雄	本社
37- 8-25	金属表面技術	無電気金 メッキ (浸漬金 メッキ)	秦卓也・花田武明	研究所
37- 8-27	OHM 小特集	GROUP 12 変圧器	村上有	伊丹
37- 8-28	NDI 日本非破壊検査	超音波探傷器の直線性について	大鳥羽幸太郎・東田孝彦 河野勝美	無線機

マイクロ波位相調整器

野村卓也* ・ 近藤昭治* ・ 雨倉　正* ・ 島田　博*
喜連川　隆** ・ 中原昭次郎** ・ 渡部　優*** ・ 近藤輝夫****

A Microwave Phase Controller

Takuya NOMURA・Shōji KONDŌ
Tadashi AMEKURA・Hiroshi SHIMADA
Takashi KITSUREGAWA・Shōjirō NAKAHARA
Masaru WATANABE・Teruo KONDŌ

Japan Telegraph & Telephone Public Corporation
Mitsubishi Electric Manufacturing Co., Research Raboratory
Mitsubishi Electric Manufacturing Co., Electronics Works

A microwave phase controller, consisting of an "infinitely variable ferrite phase shifter" and its "electronic brain", is a new apparatus which has ability of scanning the antenna beam electrically or keeping the phase automatically to its optimum value so as to avoid microwave fading caused by multipath propagation. The infinitely variable ferrite phase shifter has ferrite phase shifters and rotators as its chief component parts and is capable of shifting the microwave phase endlessly by feeding proper currents in synchronism. Both transmission and reflection type have been developed with it at 5 Gc band; the latter has improved phase linearity. A experiment of rapid beam scanning and optimum phase control made with this apparatus is reported herein.

1. まえがき

位相調整器はフェライト形無限移相器と制御部とからなっており，無限移相器を構成するフェライト移相器とフェライト・スイッチとに適当な励磁電流を供給することによって，無限移相器の移相量を連続的に変化させる装置である．この装置を使用することによって，数台の空中線の給電位相を電気的に速やかに適当な関係に調整できて，高速度で空中線系の放射ビームを連続的に掃引したり，スペース・ダイバシティ方式において各空中線からの受信電力の位相を自動的に合せて出力合成値が最大になるような最適値制御を行なったりすることに使用できる．

本文では，位相調整器用として開発した，透過形および反射形の2種の無限移相器，これと制御部とを組合せて得られる連続位相変移および位相最適値制御に関し，その動作原理と実験結果とについて述べる．

2. フェライト形無限移相器

移相量を同一方向に連続的に変化しうる移相器としては従来，回転形移相器[1]が用いられてきた．しかしこの形の移相器は円形導波管の一部を管軸のまわりに機械的に回転させる必要があるため，移相速度に制限があり，とくに移相加速度が小さいことが欠点である．これを改善するには，フェライトを使った回路を用いればよく，そのうちで簡単に考えられるのは上記回転形移相器の回転部分を印加回転磁界で磁化されるフェライト 1/2 波長板でおきかえた無限移相器である．しかしこの形の移相器は，かなり大きな値の回転磁界が必要なこと，とくに低い周波数でそう入損失が大きくなることなどの理由であまり好ましくない．そこで能率の良い Reggia-Spencer 形移相器とフェライト・スイッチとを組合せた無限移相器を考案した．これらには種々の形式[2]のものがあるが，ここに述べるのは，実際に製作した透過形，反射形の2種の無限移相器である．

2.1 透過形フェライト無限移相器

（1） 構造，原理

この形の無限移相器はフェライト移相器を透過形として使用するものであり，フェライト移相器とファラデ旋波子および偏分波器を図 2.1 に示すように組合せてある．

フェライト移相器は方形導波管の管軸に沿ってフェライト棒を配置し，管軸方向に直流磁界を印加するいわゆる Reggia-Spencer 形で，2個とも 0 から 180 度まで移相量が変化しうるようにしてある．

またファラデ旋波子は円形導波管の管軸に沿ってフェライト円柱を配置し，管軸方向に直流磁界を印加することによって，電波の偏波面を回転させるもので，今回使用したものは，電流の方向により偏波面を ±45 度回転するようになっている．

このファラデ旋波子と偏分波器とを組合せて，フェライト・スイッチが構成され，これにより電波の通路を分岐1と分岐2と交互に切換えるようにしてある．

いま二つの移相器の移相量がともに zero の状態で，導波管の長さまたは定移相器によって，分岐1と分岐2との電気長との差を 180 度の奇数倍になるようにしてあるとすると，これを含めて #1 の移相器は 0 から 180 度，#2 の移相器は 180 度から 360 度までの移相を受け持つことになる．このようにすると2個の移相器を励磁する三角波電流をたがいに逆相とし，移相量が 0 または $n\times360$ 度および 180 度または $(2n+1)\times180$ 度 $(n=0,1,2\cdots\cdots)$ のとき フェライト・スイッチを働らかせて，#1，#2 両移相器に交互に

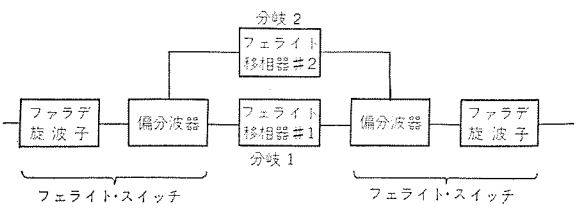


図 2.1 透過形フェライト無限移相器の構造
Fig. 2.1 Structure of the transmission type infinitely variable ferrite phase shifter.

* 日本電信電話公社電気研究所　** 三菱電機研究所（工博）　*** 三菱電機無線機製作所（工博）　**** 無線機製作所

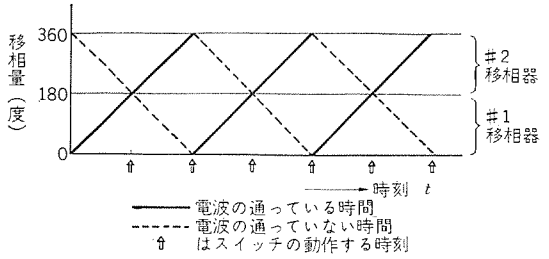


図 2.2 フェライト形無限移相器の動作原理
Fig. 2.2 Principle of the infinitely variable ferrite phase shifter.

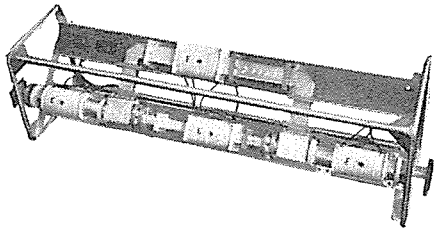


図 2.3 5 Gc 透過形フェライト無限移相器
Fig. 2.3 5 Gc transmission type infinitely variable ferrite phase shifter.

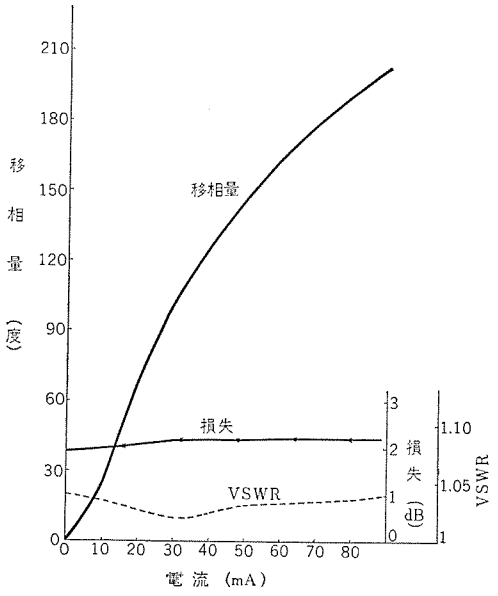


図 2.4 5 Gc 透過形フェライト無限移相器の性能
Fig. 2.4 Performance of the 5 Gc transmission type infinitely variable ferrite phase shifter.

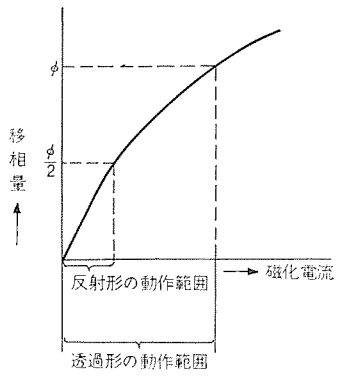


図 2.5 磁化電流対移相量の曲線
Fig. 2.5 Curve of the phase shifts versus the magnetizing current.

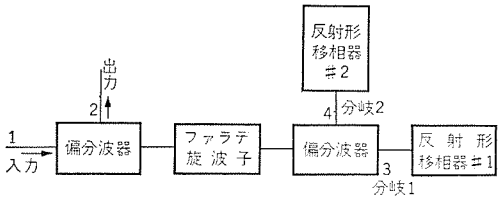


図 2.6 反射形フェライト無限移相器の構造
Fig. 2.6 Structure of the reflection type infinitely variable ferrite phase shifter.

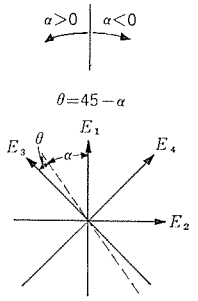


図 2.7 入力側からみた各端子対の電界の方向
Fig. 2.7 The direction of the electric fields at each port seeing from the input side.

電波を通すことによって，全体の移相量を0から無限大まで連続的に変化させることができる．この模様を図2.2に示す．

この無限移相器では，フェライト・スイッチが動作しつつある間も，電波は両方の分岐を分流し，両分岐の移相量の差が $2n\pi$ であるため，出力側のスイッチで入力と同じ出力になるように合成される．したがって，切換時においても，電力の変動なく連続した位相変移が可能となる．

（2） 性 能

透過形移相器の実例として昭和36年7月製作した図2.3に示すものの性能を示す．

使用周波数は5,005 Mcであるが，配管の都合上導波管は6,000 Mc帯用の WRJ-6 を用いた．

フェライト移相器単体，ファラデ旋波子単体および総合特性はつぎのとおりである．

(a) フェライト移相器単体
そう入損失： 0.6 dB 以下
移相の温度特性： 0.4 度/°C
VSWR： 1.2 以下
移相対磁化電流の直線性：
±15 度以下
移相量変化時の損失の変化：
0.3 dB 以下

(b) フェライト・スイッチ単体
そう入損失： 0.8 dB 以下
直交成分発生量：
−32 dB 以下
VSWR： 1.05 以下
切換時間： 4 m sec

(c) 無限移相器としての総合特性
そう入損失： 2 dB 以下
切換時の不連続： 5 度以下
VSWR： 1.05 以下
位相変化の速度：
18,000 度/sec

無限移相器の移相量，そう入損失および VSWR の磁化電流に対する特性の一例を図2.4に示す．

上記特性のうち，そう入損失は5,005 Mcに対し，6,000 Mc帯用の導波管を使用しているので相当大きいが，WRJ-5 を用いれば大幅に減少しうる．また今回の無限移相器は移相器およびスイッチの導波管になんら手を加えていないので，スイッチング時間も長く，位相変化の速度もおそいが，これは薄膜導波管またはスロット入り導波管を用いることによって改善しうる[3]．

2.2 反射形フェライト無限移相器

前節に述べた透過形フェライト無限移相器は移相対磁化電流の直線性が良くないのが欠点である．したがって，後述の多重波の測定に用いる場合のようにとくに直線性の良好なことが要求されるときに使用する目的で考案したのが，反射形フェライト無限移相器である．

一般にフェライト移相器の移相量対磁化電流の関係は図2.5に示すように直線的でなく，そう入損失を小さくするため短いフェライトを使って動作電流範囲を広くとると，移相量の大きいところで飽和に近づくため直線性は非常に悪くなる．移相器を反射形として用いれば，一方向への移相量は半分ですむので，図2.5のように電流範囲を透過形に比し半分以下にすることができ，同時に直線性の良いところだけを使用することができる．これが反射形を用いる利点である．以下にその構造，原理および性能について述べる．

（1） 構造，原理

反射形無限移相器は2個のフェライト移相器，1個のファラデ旋波

子および2個の偏分波器を図2.6のように組合わせたものである．同図で偏分波器 #1 と #2 とは，軸方向に関して 45 度の角度をなしている．

いま①からの入射波が ファラデ 旋波子によって反時計方向に 45 度偏波面を回転されて，③に出て行くとすると，反射してきた電波の偏波面は，ファラデ 旋波子によって再び同一方向に 45 度偏波面を回転されるので，入射波の偏波面と 90 度の角をなすことになり，②より出て行く．つぎに ファラデ 旋波子の回転方向を逆に切換えても，移相器 #2 を往復してやはり②から出て行く．このように ファラデ 旋波子は，切換作用と同時に サーキュレータ 作用をも有することになる．この場合無限に移相を変えうる動作原理は透過形のときと同様である．

またこの形でも スイッチ の切換中も透過波は連続しているが，その模様は次のようにして説明される．

ファラデ 旋波子と2個の互いに 45 度の角をなす偏分波器とを図2.6のように組合せた4端子対回路で，入力側から見た各端子対の電界の向きが図2.7の関係にあるとすると，次の2式が成立する．

$$\begin{pmatrix} E_3 \\ E_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} \quad \cdots\cdots(2.1)$$

$$\begin{pmatrix} E_1 \\ E_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin\theta & \cos\theta \\ -\cos\theta & \sin\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_3 \\ E_4 \end{pmatrix} \quad \cdots\cdots(2.2)$$

上式で θ は ファラデ 旋波子の回転角を α としたとき $\theta=45-\alpha$ で表わされ，$0 \leqq \theta \leqq 90$ 度の間を変化する．いま図2.6で端子対③，④から反射形移相器側をみたときの反射係数をそれぞれ $\dot{R}, \dot{R}'$ とすると，入力端子対①から単位入力を入れたとき，各移相器を往復して端子対②から透過する出力の電界 E は次のようになる．

$$E=\dot{R}\cos\theta\cdot(-\cos\theta)+\dot{R}\sin\theta\cdot\sin\theta$$
$$=-\dot{R}\cos^2\theta+\dot{R}'\sin^2\theta \quad \cdots\cdots(2.3)$$

θ が 0 または 90 度のとき，E は $-\dot{R}$ または $\dot{R}'$ で表わされることになり，これは切換後一方向の分岐のみを電波が往復する状態に相当する．

式 (2.3) において $\dot{R}=-\dot{R}'$ とすると，

$$E=-\dot{R}=\dot{R}' \quad \cdots\cdots(2.4)$$

となり，θ に無関係に一定であるので，切換時における透過波の連続性が得られることになる．

(2) 性 能

反射形移相器の実例として，昭和 37 年 5 月製作した図2.8に示す構造のものの性能を示す．

透過形の場合と同じく使用周波数は 5,005 Mc であるが，配管の都合上導波管は 6,000 Mc 帯用の WRJ-6 を用いた．

フェライト 移相器単体，ファラデ 旋波子単体および総合特性はつぎのとおりである．

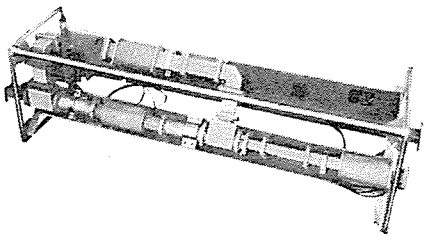


図 2.8 5 Gc 反射形 フェライト 無限移相器
Fig. 2.8 5 Gc reflection type infinitely variable ferrite phase shifter.

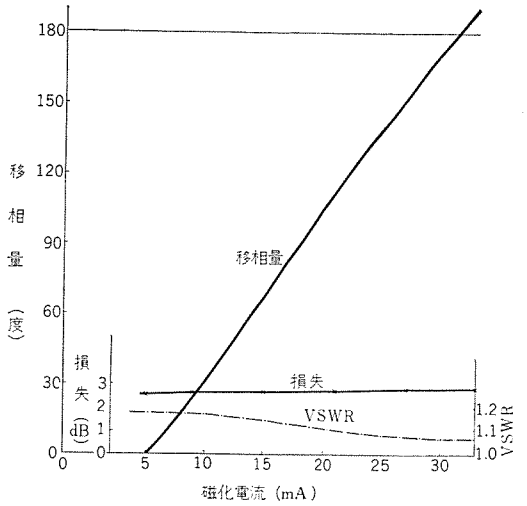


図 2.9 5 Gc 反射形 フェライト 無限移相器の性能
Fig. 2.9 Performance of the 5 Gc reflection type infinitely variable ferrite phase shifter.

(a) フェライト 移相器単体

往復そう入損失： 1.2 dB 以下

移相対磁化電流の直線性： ±4 度以下

移相の温度特性： 0.4 度/°C

移相量変化時の損失の変化： 0.3 dB 以下

(b) ファラデ 旋波子単体

そう入損失： 0.8 dB 以下， 直交成分発生量： −32 dB 以下

VSWR： 1.05 以下， 切換時間： 4 m-sec 以下

(c) 無限移相器としての特性

そう入損失： 2.7 dB 以下， 切換時の不連続： 5 度以下

VSWR： 1.15 以下

位相変化の速度： 18,000 度/sec 以上

無限移相器の移相量，そう入損失，および VSWR の磁化電流に対する特性の一例を図2.9に示す．

上記特性のうち，そう入損失，切換時間および位相変化の速度に関しては透過形の場合とまったく同じことがいえる．

3. 位相調整器による連続位相変移

前章に述べた無限移相器と制御回路とを組合わせて，透過移相量を連続的に変移させる方法について述べる．この連続移相変移はたとえば空中線の ビーム 走査に利用する．すなわち数台の空中線を図3.1に示すように接続し，右端から給電する場合，各移相器の移相量を同期して変移させることによって，放射 ビーム を走査することができる．今回の位相調整器の使用目的の一つは，ダクト によって発生する多重波の測定[4]に用いることにあるが，そのために多重波が到来したとき空中線の ビーム を走査して得られる パターン を連続的に記録する場合には，移相器としては 0 度か

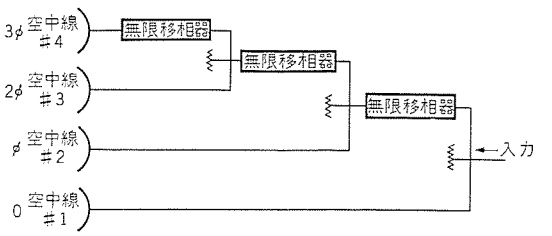


図 3.1 空中線の ビーム 走査のための配置
Fig. 3.1 Arrangement for the antenna beam scanning.

ら無限大まで同一方向に連続して変わることが必要であり，これが無限移相器を用いた理由である．

図 3.2 に制御回路の ブロック 図を示す．この制御回路を連続位相変移に用いるときには，スイッチ S_1, S_2, S_3 を共に 2 の位置におく．図 3.2 において 0～π の移相量を与える移相器を $+\pi$ 移相器，π～2π の移相量を与える移相器を $-\pi$ 移相器と呼び，ファラデ 旋波子に，電波が $+\pi$ 移相器または $-\pi$ 移相器を通るような向きに磁化電流を流す コイル をそれぞれ $+\pi$ コイル，$-\pi$ コイル と

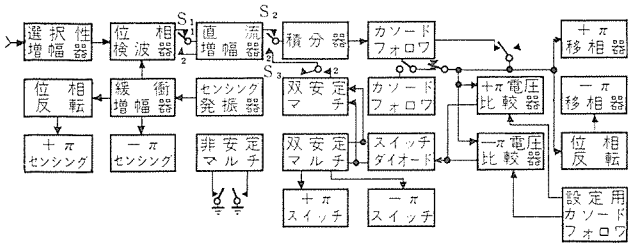


図 3.2 制御回路の ブロック 図
Fig. 3.2 Block diagram of the servo-mechanism.

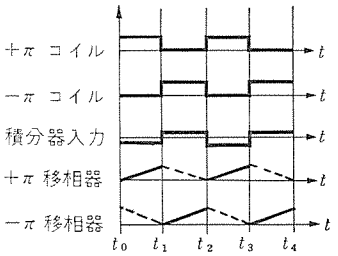


図 3.3 各部の電圧の時間的変化
Fig. 3.3 Variation of the voltages at each section.

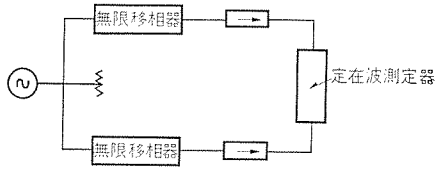
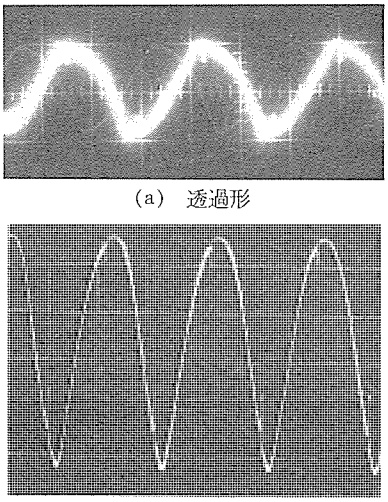


図 3.4 動作特性および ギャンギング 特性の測定回路
Fig. 3.4 Measuring circuit of the operating and gang characteristics.



(a) 透過形

(b) 反射形

図 3.5 フェライト 形無限移相器の動作特性
Fig. 3.5 Operating characteristics of the infinitely variable ferrite phase shifter.

呼んでいる．

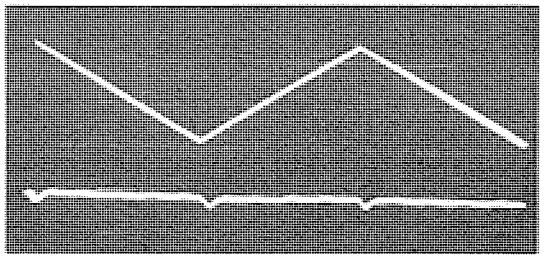
移相器に流す三角波電流は積分器，カソードフォロワ，電圧比較器，スイッチダイオード，双安定 マルチ からなる ループ で得られ，一つはそのまま，他は 180 度位相反転してそれぞれ $+\pi$，$-\pi$ 移相器に供給する．

まず 0～180 度の移相範囲の場合を考えると，$+\pi$ コイル が働いて，$+\pi$ 移相器のみに電流を通す．このとき双安定 マルチ の出力が負の電圧になるようにしておくと，積分器の出力は次第に増加する方向に動き，$+\pi$ 移相器の電流も増して，移相量も増加して行く．このようにして $+\pi$ 移相器用電力増幅管の入力電圧が増加して行き，あらかじめ上限すなわち $+\pi$ 移相器が 180 度の移相量を有するときの電圧値に設定された電圧比較器の値以上になろうとすると，パルス を発生して，$-\pi$ コイル が働いて，同時に双安定 マルチ の極性が変わって積分器の入力は正となり，積分器の出力は減少するようになる．この電圧は位相反転されて $-\pi$ 移相器の電流を増加させ，移相量は 180 度から 360 度へ増加する．ここで $-\pi$ 電圧比較器が働き，上と同じ過程を繰返えす．このようにして，同一方向に連続した位相変移が得られる．この場合の各部の電圧の時間的変化を図 3.3 に示す．

上記の過程によって得られる連続位相変移の動作状態を観測するために図 3.4 に示す回路を用いる．ブリッジ の両分岐の通過電力を等しくすれば，定在波測定器のところには完全な定在波が立つ．その状態で一方向の無限移相器だけを働らかせれば，定在波は一方向に移動することになり，定在波測定器の固定された プローブ からは連続した定在波が観測されるはずである．このようにして得られた観測波形を図 3.5 (a), (b) に示す．同図 (a) は透過形の場合で移相対磁化電流の直線性が悪いため波形は大分ゆがんでおり，同図 (b) は反射形の場合で直線性が改善されたためきれいな定在波波形を示している．しかしいずれも連続して移相量が変化していることがわかる．

なお同図で切換えの個所にわずかな切込みが見られるが，これは電力変動ではなく，ファラデ 旋波子の印加磁界の変化による透過移相量の変化によって起こるもので，ファラデ 旋波子を 0 度から ±45 度に変えるとき生ずる移相量の変化は約 25 度である．この程度の変化は今回の使用には支障なかったが，当然移相の連続性を損うものであり，フェライト の材質，形状などの工夫によって極力改善すべきである．

つぎに ビーム 走査の場合，数台の無限移相器が同期して移相することが必要で，このため移相器電流，切換 パルス は，1 台を マスタ として他に供給している．このとき各移相器の電流対移相特性の差はそれぞれの直流増幅器の動作点および利得を調整して補



上の波形： 励磁三角波電流の波形
下の波形： ギャンギング特性を示す波形

図 3.6 5 Gc 反射形 フェライト 無限移相器の ギャンギング 特性
Fig. 3.6 Gang characteristics of the 5 Gcreflection type infinitely variable ferrite phase shifter.

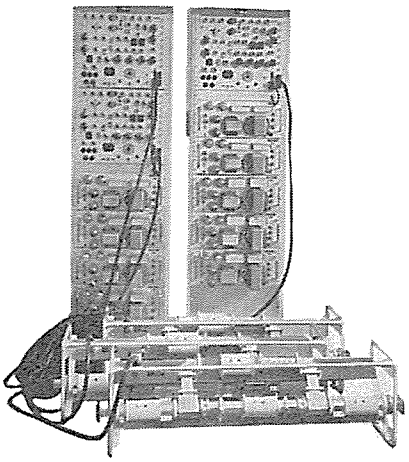


図 3.7 透過形 フェライト 無限移相器と制御部
Fig. 3.7 Transmission type infinitely variable ferrite phase shifters and control parts.

償している．2 台の移相器の ギャンギング の様子を知るには，図 3.4 の回路で両分岐中の無限移相器を同時に変化させる．特性がそろっていれば定在波測定器のところの定在波はまったく移動せず，したがって プローブ でとり出される電界も変化しないはずである．反射形無限移相器を用いた場合の波形の一例を図 3.6 に示す．上の三角波は移相器を流れる三角波電流の波形である．これによるときわめてわずかな オウトツ があるだけで非常によく ギャンギング がとれていることがわかる．実際には ±3 度以内の違いに納まっている．図 3.7 は 3 台の透過形 フェライト 無限移相器とそれぞれに対する制御部とを組合せたものである．

4. 位相調整器による自動最適値制御

通信回線の フェージング 対策として用いられている スペース・ダイバシティ 方式において，各空中線からの受信電力を図 4.1 のように合成する場合，これら受信電力の位相が一般に異なっているため，合成 ベクトル は同図 (b) のようになり最大出力を得ることができない．とくに二つの受信 ベクトル が等振幅，逆位相の場合は通信回線は瞬断する．これを防ぐために図 4.1 (a) に示すように自動制御機構を用い，同図 (c) のようにいつも同位相で合成するように，移相器の移相量を最適値に制御する方法が考えられる．この場合，二つの受信波 ベクトル の相対位相の変化に応じて，瞬断することなく連続して移相量が変わることが必要であり，またかなり速い応答速度が要求されるので，フェライト 形無限移相器の使用が望ましい．

自動制御のための位相誤差電圧は，移相器に センシング 電流を流して位相変調をすることによって得られる．いま 2 分岐の場合を

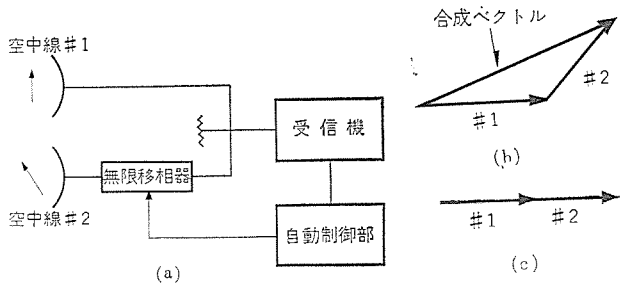


図 4.1 スペース・ダイバシティ 受信方式のための配置図
Fig. 4.1 Arrangement for the space diversity receiving system.

例として，その一方にそう入された無限移相器に角周波数 ω で センシング をかけ，その合成波を増幅，検波すると，図 4.2 を参照して次式が得られる．

$$\overline{0C}^2 = a^2+b^2+2ab\cos(\phi_0+\phi_m\cos\omega t)$$
$$= a^2+b^2+2ab\cos\phi_0\cdot J_0(\phi_m) - 4abJ_1(\phi_m)\sin\phi_0\cdot\cos\omega t + 4ab\cos\phi_0\cdot\sum_{n=1}^{\infty}(-1)^n J_{2n}(\phi_m)\cdot\cos 2n\omega t - 4ab\sin\phi_0\sum_{n=1}^{\infty}(-1)^n J_{2n+1}(\phi_m)\cdot\cos(2n+1)\omega t \cdots(4.1)$$

自乗検波として高調波分を フィルタ で除き，基本波だけを取り出すとすると，

$$\text{基本波成分} = -4abJ_1(\phi_m)\cdot\sin\phi_0\cdot\cos\omega t \cdots\cdots(4.2)$$

この基本波成分を $\cos(\omega t+\delta)$ で位相検波すると，

$$-4abJ_1(\phi_m)\sin\phi_0\cdot\cos\omega t\times\cos(\omega t+\delta) = 2ab[-J_1(\phi_m)\sin\phi_0\cdot\cos\delta + \{-J_1(\phi_m)\sin\phi_0\cdot\cos(2\omega t+\delta)\}] \cdots\cdots\cdots(4.3)$$

したがって，検波出力は次の値に比例する．

$$-2abJ_1(\phi_m)\cos\delta\cdot\sin\phi_0 \cdots\cdots\cdots(4.4)$$

ここに δ は センシング 基準波と検波された波との位相差で，感度を最大にするためには $\delta=0$ が必要である．

上式から ϕ_0 の正負で，検波出力の符号が変化することがわかる．したがって制御 ループ を閉じて ϕ_0 が 0 になるように制御することによって，出力合成波を最大に保てる．また前述のように，$+\pi$，$-\pi$ 移相器の励磁電流は互いに位相が逆にしてあるので，両移相器に互いに逆相の センシング 電流を加えることが必要である．

自動制御をする場合には，図 3.2 の スイッチ S_1, S_2, S_3 を 1 の状態にする．このとき マイクロ 波の位相関係が適当でなければ，式 (4.4) に示される誤差電圧が位相検波器の出力に表われる．その符号の正，負によって積分器出力は減少または増大し，移相器の移相量を最適値へ近づける．動作状態における最適値からの誤差は制御回路の ループ 利得で決まる．各移相器が $2n\pi$ または $(2n+1)\pi$ に達したとき，電圧比較器が働らいて旋波子を切換え，移相の連続性を保つことは連続移相変移の場合と同じである．

上記最適値制御を 4 分岐の場合について実験した結果について

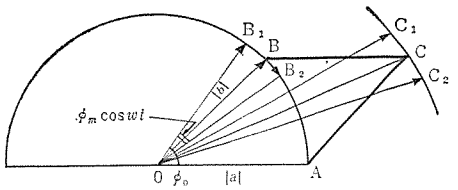


図 4.2 センシング による誤差電圧の説明図
Fig. 4.2 Diagram of the error voltage generated by the sensing.

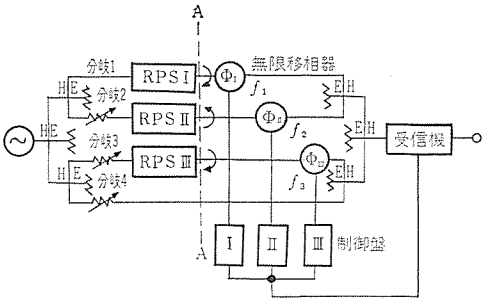


図 4.3 自動最適値制御用実験回路の ブロック 図
Fig. 4.3 Block diagram of the experimental circuit for the automatic phase control.

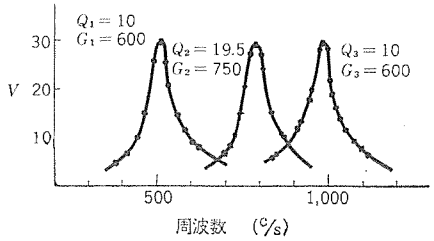


図 4.4 選択性増幅器の特性
Fig. 4.4 Performances of the selective amplifiers.

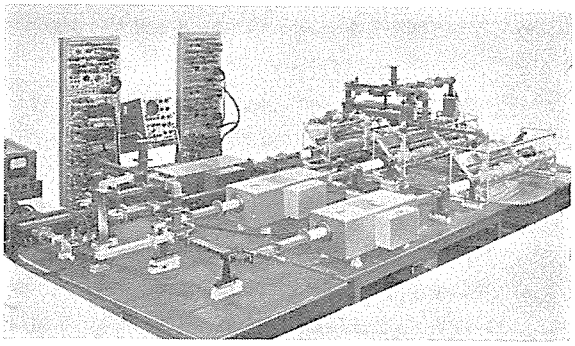


図 4.5 自動最適値制御用測定回路
Fig. 4.5 Measuring circuit for the automatic phase control.

述べる．実験に用いた回路のブロック図を図 4.3 に示す．同図で RPS は回転形移相器で II の移相器だけ逆回転するようにしてある．A—A 線より左側がスペース・ダイバシティ用の 4 台の空中線の擬似回路である．この 4 分岐の通過電力を同位相で合成するため，フェライト形無限移相器 $\Phi_{\mathrm{I}}, \Phi_{\mathrm{II}}, \Phi_{\mathrm{III}}$ にそれぞれ周波数 f_1, f_2, f_3 のセンシング電圧をかけて位相変調し，基準波に対する位相差を検出する．このとき受信機は最終マジック T のところに 1 台置いてあるだけであるので，合成出力波を増幅・検波の後，それぞれの移相器の制御装置に設けた並列 RC 形高 Q の選択性増幅器によって，おのおののセンシング周波数を選択，増幅し所要誤差電圧を得る．その後の制御機構は前述のとおりである．この場合三つのセンシング波の干渉を避けるために受信機系統は直線性増幅器でなければならず，サーボ増幅器の帯域が非常に広いので選択性増幅器の位相特性が問題になり，このため Q の値を適当に選ぶ必要がある．また三つの周波数は移相器の周波数特性，制御回路の応答時間，相互の干渉性を勘案して決めた．選択性増幅器の特性を図 4.4 に示す．またフェライト形無限移相器は 0，180 度のところでの不連続を連続化して制御しているため，この 2 点で制御を安定に行なうため，電流対移相特性にヒステリシスを持たせている．

この装置を用いて，まず図 4.3 を組みかえて分岐 1 と分岐 2 だけ，および分岐 3 と分岐 4 だけの 2 種の組合せで最適値制御の実験を行ない，うまく行くように調整した．この場合回転形移相器の I と II とは逆回転しており，各移相速度は 1,800 度/sec であるから，分岐 1 と 2 との組合せのときは 3,600 度/sec の位相変化に追随したことになる．

つぎに 4 分岐の場合の実験を行なったが，このときの測定系の写真を図 4.5 に示す．すべての無限移相器を動作させない状態から，制御回路を順次 III, II, I と働らかせた場合の受信機出力のオシログラムを図 4.6 に示す．

同図 (a) で領域 (A) は制御回路を全然動作させない場合で，回

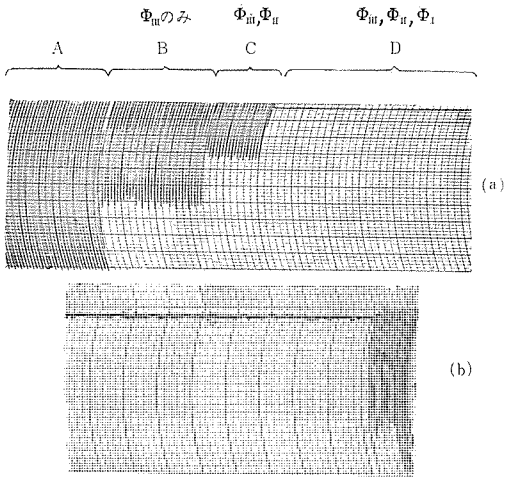


図 4.6 自動最適値制御の実験結果
Fig. 4.6 Experimental results of the automatic phase control

転形移相器による位相変化のため合成出力の振幅は大きく変化している．つぎに制御回路を III, II と順次働らかせて行くと，常に同相で加え合わさる電力の割合が増加してくるので，領域 (B), (C) のように，合成出力の振幅の変化範囲は順次減少して行く．最後に全制御回路を働らかせた場合が，領域 (D) に相当し，各分岐からの出力が常に同相で合成されるので，出力波の電界は常に一定に保たれている．

この実験により，3 組の制御回路が干渉なく確実に働らいて，合成出力を一定に保ちうることが明らかになった．図 4.6 (b) は領域 (D) の部分を拡大したもので振幅変動は位相角に換算して約 4.5 度である．

5. むすび

フェライト形無限移相器を用いた純電気的位相調整器の研究を行ない，連続的位相変移および位相最適値制御の実験に成功し，この装置が空中線系のビーム走査，スペース・ダイバシティ受信方式用としてきわめて有用なことが明らかになった．無限移相器の広帯域化，高速度化が今後の問題である．

この研究については，元通研電波伝ぱん研究室長故河津祐元氏が，見通外通信におけるスペース・ダイバシティに関連してこれを提案され，かつ多大のご指導をなされた．深く感謝する次第である．ご指導いただいた岩井前室長，池上室長および実験にご協力いただいた諸氏に御礼申し上げる．（昭 37-10-9 受付）

参考文献

(1) 河津，大橋，沼野，布施：“自動回転移相器について”昭和 36 年電気四学会連合大会講演論文集，1119
(2) 喜連川，中原，近藤：“5 Gc フェライト形無限移相器”昭和 37 年電気四学会連合大会講演論文集，915
(3) 喜連川，中原：“24,000 Mc 高速度フェライト・スイッチ”ミリ波の開発に関する総合研究委員会資料，昭和 36 年 12 月
(4) 池上，野村，佐藤，足立，秋山：“多重アンテナのビーム掃引による多重波の測定”，昭和 37 年電気四学会連合大会講演論文集 845

UDC 621.317.32.018.756

急峻衝撃電圧の測定に用いる分圧器

原　仁吾*・新田東平**

Voltage Dividers for the Measurement of Rapidly Changing Impulse Waves

Research Laboratory　Jingo HARA・Tōhei NITTA

Various kinds of errors are involved in the measurement of impulse voltages with a voltage divider, particularly in case of rapidly changing impulse waves. The causes and the countermeasures of them are discussed herein together with the test results on a voltage divider based on new conception. With conventional devices such as C—R type and shielded type, the ground capacity of the high voltage arm becomes so large as to bring about resonance with the inductance of the line, connecting the divider with the specimen and to deform wave forms. This article shows that the resistance elements arranged in such a way as to match to the potential distribution serve a shielded type voltage divider of small ground capacity and excellent characteristics.

1. まえがき

衝撃電圧をオシログラフを用いて測定する場合の分圧器としては，従来ベークライトなどの絶縁板上に，抵抗線を無誘導に巻いた抵抗分圧器が多く用いられてきた．しかし，放電現象の研究などに際して，時間的変化の激しい波形の観測が問題となるようになると，このような簡単な分圧器では抵抗体の対地容量や残留インダクタンスの影響で，分圧器自体の応答が波形に追従できず，正確な観測ができなくなる．したがって，さらに早い応答特性をもつ分圧器の開発が多くの人々によって手がけられ，かなりの成果が得られている[2]~[9].

われわれは後に述べるように，分圧器系の静的な電位分布が分圧アームによる電圧分布に等しいとき，理想的な特性が得られることを知り，この条件を満足する分圧器の製作を試みた．上の条件を満足させるためには，分圧器系の静的な電位分布を一様にするのがもっとも簡単な方法であるが[6]，このような系は，高圧端に非常に大きなシールド電極をつけた形となり，実用的でなく，また高圧端の対地容量が大となるため，リード線のインダクタンスと共振を生じてかえって忠実な波形をあらわさなくなる．そこでわれわれは適当な形状のシールド電極を設けて静的な電位分布をある程度一様なものに近づけ，この電位分布を電解液そうを用いて測定して，これに一致するように抵抗線を配置する方法を取った．このようにして上の条件を満足させた分圧器は，非常にすぐれた特性を示した．ここにその概要を報告する．

2. 衝撃電圧の測定

2.1 測定回路

衝撃電圧をオシログラフを用いて測定する場合の測定回路の一般的な配置図を図2.1に示す．この図において a 点の電圧は，衝撃電圧発生器の発生電圧，b 点の電圧は，実際に試料に印加される電圧である．測定系すなわち，b 点より右側の部分を付加したために b 点の電圧波形は，もちろん変化するがこれは，e 点で常に監視できる訳であるから余り問題とならない．したがって測定は，b 点の電圧に比例した波形をいかにして変ワイなく，e 点に再現するかという問題に帰する．d 点の電圧波形をヒズミなく，e 点に伝送することは，高周波ケーブルを用いてインピーダンス整合に留意すれば，それほど困難でなく，多くの人々によって検討されている[10]~[15].

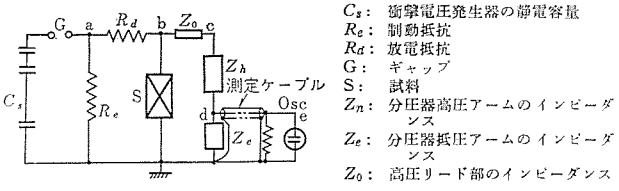


図 2.1　衝撃電圧の測定回路
Fig. 2.1　Circuit diagram for impulse voltage measurment.

この報告では問題を b 点の電圧に比例した波形をいかにして d 点に再現するかという点に限ることにする．図2.1の Z_0 は，試料端から分圧器に至るリード線のインダクタンス L_0 と考えて良いが，このインダクタンスは，かなり小さな値でも，分圧器高圧アーム Z_h の浮遊容量と共振を生じて c 点の電位に振動を生ずるので，これをおさえるための若干の制動抵抗を L_0 に直列に入れることがある．Z_0 は，この制動抵抗 r_0 をも含むものである．なお，後に述べるようにわれわれの実験からは，この抵抗はリードのインダクタンスを増すので制動は低圧アームで行なった方が良いようである．

2.2 分圧器の種類

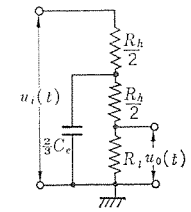
上の目的に用いられる分圧器は，

①抵抗分圧器　②容量分圧器　③抵抗容量分圧器　④シールド形抵抗分圧器の4種に大別される．

これらの分圧器の近似的な等価回路は，Asner によれば，図2.2 (a)~(d) で集中定数回路としてあらわせる[3]．ただしこの等価回路には対地浮遊容量の不均一性や，抵抗の残留インダクタンス等の影響は考慮に入れていない．これらの等価回路では，抵抗アームは無誘導に作ることによりそのインダクタンスは無視できるとしているが，後に計算値および測定値を示すように無誘導抵抗の残留インダクタンスは，かなり大きな値となることがわかった．このことは，原田氏などによってもすでに指摘されている[8].

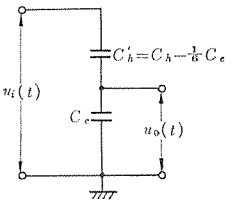
以上の等価回路では，(a) の抵抗分圧器をのぞいてはすべて正しい分圧値を示すようにみられるが，このことは，図2.1の c 点の分圧値についていえることであって，リードのインピーダンス Z_0 中のインダクタンスが分圧器の対地容量と共振を生じたりして，(b)(c)(d) の場合でもこの容量を十分小さく選ばなければ正しい値を与えない．(c) の抵抗容量分圧器では，各素子が等しい時定数をもつように選んだ場合の等価回路であり，素子の静電容量が，浮遊容量の影響を受けないようにある程度大きな値に選ばねばならないから，上の条件に矛盾する．また (b) の容量分圧器ではこの点

* 研究所（工博）　** 研究所



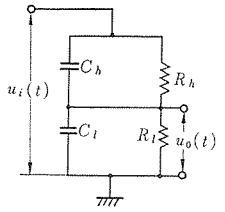
R_h: 高圧アームの抵抗
R_l: 低圧アームの抵抗
C_e: 抵抗体の対アース容量

(a) 抵抗分圧器の等価回路



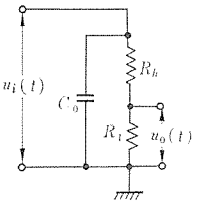
C_h: 高圧アームの容量
C_l: 低圧アームの容量
C_e: 対地容量

(b) 容量分圧器の等価回路



C_h: 高圧アームの容量
C_l: 低圧アームの容量
R_h: 高圧アームの抵抗
R_l: 低圧アームの抵抗

(c) 抵抗容量分圧器の等価回路



R_h: 高圧アームの抵抗
R_l: 低圧アームの抵抗
C_0: 高圧端の対地容量

(d) シールド形抵抗分圧器の等価回路

図 2.2 各種分圧器の等価回路
Fig. 2.2 Equivalent circuits for voltage dividers.

が本質的な弱点となっている．なお容量分圧器では，ケーブルのインピーダンス整合が困難となる欠点もある．(d) のシールド形抵抗分圧器の等価回路は補償が完全に行なわれ，しかも抵抗の残留インダクタンスが無視できる場合のものである．このとき一様な抵抗体を用いるためには，後に述べるように電極系による静電位分布を直線的としなければならず，このため対地容量 C_0 が相当大きな値となる．

したがってよりすぐれた特性を得るためには，C_0 をある程度の大きさ（これはリード線のインダクタンスとの共振の周期が，問題としている応答の立上り時間に比して十分小さなものとなるように定められる）におさえて，電位分布がなるべく直線的となる電極配置を定め，これに合致させて抵抗線を巻くなどの操作が必要となってくる．

2.3 分圧器の特性と誤差

分圧器の伝達特性は，単位関数に対する応答特性から定めるのが普通である[1]~[3]．すなわち単位関数 $H(t)$ に対する応答が $u_0(t)$ であれば，Duhamel の定理から一般に $e(t)$ なる入力波形に対する応答 $u(t)$ は

$$\left.\begin{aligned} &u(t)=e(0)u_0(t)+\int_0^t \frac{de(\tau)}{d\tau}\cdot u_0(t-\tau)d\tau \\ &\text{あるいは} \\ &u(t)=u_0(0)e(t)+\int_0^t \frac{du_0(\tau)}{d\tau}e(t-\tau)d\tau \end{aligned}\right\} \cdots\cdots(2.1)$$

であらわされる．

したがって，$u_0(t)$ が定められれば上式によって容易に任意の入力波形に対する応答を計算することができる．

普通 $u_0(t)$ は，制動過剰，臨界制動，制動不足の場合に従ってそれぞれ

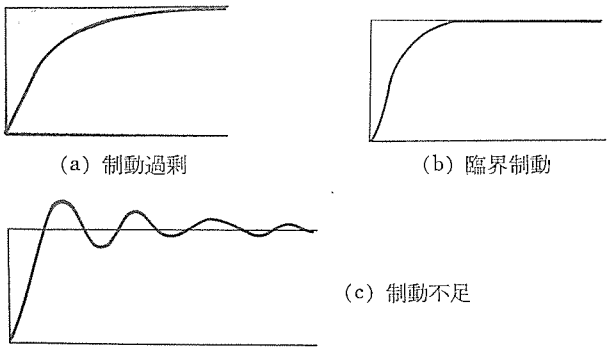
$$u_0(t)=1-A\varepsilon^{-\alpha t}-B\varepsilon^{-\beta t}\quad(\alpha,\beta>0;\ A,B:\text{一定})\ \cdots(2.2)$$

$$u_0(t)=1-(1+\alpha t)\cdot\varepsilon^{-\alpha t}\quad(\alpha>0)\ \cdots\cdots(2.3)$$

$$u_0(t)=1-A\varepsilon^{-\alpha t}\cos(\omega t-\varphi),$$

$$\left(\varphi=\tan^{-1}\frac{\alpha}{u}\quad \alpha>0;\ \ \omega>0;\ \ A:\text{一定}\right)\ \cdots(2.4)$$

の形を取る．式 (2.2) の場合普通に用いられる系では，$A\cong 1$,



(a) 制動過剰　(b) 臨界制動　(c) 制動不足

図 2.3 単位関数応答
Fig. 2.3 Unit function responses.

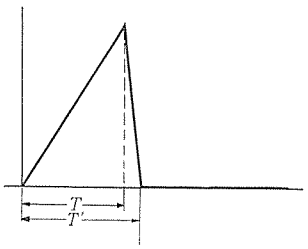


図 2.4 波頭さい断波の近似波形
Fig. 2.4 Approximation for front-chopped wave.

$B\cong 0$, $\beta\gg\alpha$ であるので

$$u_0(t)\cong 1-\varepsilon^{-\alpha t}\ \cdots\cdots(2.5)$$

とおける．これらの変化の大体の模様を図 2.3 (a), (b) に示す．したがって，その系が上の三つの場合のいずれに属するか，またその定数がいくらであるかがわかれば一般の波形に対する応答を知ることができる．

$1\times 40\,\mu$s の標準波形のように比較的変化のゆるやかな波形に対しては，上の α,β を十分大きく取ることができるので誤差は，非常に小さくおさえることができる．Fisher によれば，適当な分圧器を用いて波高値に対する誤差を，±1% 以下におさえることもそれほど困難ではない[2]．

しかしたとえば波頭さい断波のように，波形が非常に急峻に変化する場合には，式 (2.2)~(2.5) の時定数を十分小さくしないと誤差はかなりの値になる．簡単のために波頭さい断波を図 2.4 に示すように，直線で近似した場合を考えてみる．すなわち，このさい断波形 $e(t)$ は，式 (2.6) で示されるものとする．

$$\left.\begin{aligned} &e(t)=e_1(t)+e_2(t)+e_3(t)+e_4(t) \\ \text{ここで}\quad &e_1(t)=\frac{t}{T}H(t) \\ &e_2(t)=-\frac{t-T}{T}H(t-T) \\ &e_3(t)=-\frac{t-T}{T'-T}H(t-T) \\ &e_4(t)=\frac{t-T'}{T'-T}H(t-T') \end{aligned}\right\} \cdots\cdots(2.6)$$

式 (2.6) を，式 (2.1) の第1式に代入して

$$u(t)=\left\{\begin{aligned} &\frac{1}{T}\int_0^t u_0(t-\tau)d\tau\quad(\text{for } 0\leqq t<T) \\ &\frac{1}{T}\int_0^t u_0(t-\tau)d\tau-\frac{1}{T}\int_0^{t-T}u_0\{(t-T)-\tau\}d\tau \\ &\quad+\frac{1}{T-T'}\int_0^{t-T}u_0\{(t-T)-\tau\}d\tau\quad(\text{for } T\leqq t<T') \\ &\frac{1}{T}\int_0^t u_0(t-\tau)d\tau-\frac{1}{T}\int_0^{t-T}u_0\{(t-T)-\tau\}d\tau \\ &\quad+\frac{1}{T-T'}\int_0^{t-T}u_0\{(t-T)-\tau\}d\tau \\ &\quad-\frac{1}{T-T'}\int_0^{t-T'}u_0\{(t-T')-\tau\}d\tau\quad(\text{for } t\geqq T') \end{aligned}\right\}$$

$\cdots\cdots(2.7)$

式 (2.7) から任意の $u_0(t)$ に関する応答を容易に求めることができる．$T \gg T'-T$ の場合には，応答波形の最大値 u_{max} は $u(T)$ にほぼ等しくこれ以下になることはない．

$$u_{max} \cong u(T) = \frac{1}{T}\left[\int_0^t u_0(t-\tau)d\tau\right]_{t=T} \quad \cdots\cdots(2.8)$$

波頭さい断波の場合は，このようにして扱うことができる．

式 (2.3)～(2.5) であらわせる系に対しては，ランプ 入力に対して時間遅れを生じ，この値は t が増すに従いほぼ一定の値に落着く．すなわち $u_0(t)$ が式 (2.5) の場合には，ランプ 入力 $e(t)=\frac{t}{T}$ に対して式 (2.7) の第1式より

$$u(t) = \frac{1}{T}\int_0^t \{1-\varepsilon^{-\alpha(t-\tau)}\}d\tau = \frac{1}{T}\left\{t-\frac{1}{\alpha}(1-\varepsilon^{-\alpha t})\right\} \quad \cdots(2.9)$$

電圧印加より t 秒後の時間遅れ Δt は

$$\Delta t = \frac{1}{\alpha}(1-\varepsilon^{-\alpha t}) \quad \cdots\cdots(2.10)$$

すなわち t が十分大きくなれば $1/\alpha$ すなわち，その系の時定数に等しい時間遅れを生ずるようになる．

また衝撃電圧の測定においてもっとも問題となる波高値の誤差 Δu は，図2.4の入力波形に対して式 (2.8)，(2.9) より

$$\Delta u = \frac{1}{\alpha T}(1-\varepsilon^{-\alpha T}) \cong \frac{1}{\alpha T} \quad \cdots\cdots(2.11)$$

となる．図2.5に，$\tau=0.1\,\mu s$，$T=0.5\,\mu s$，$T'=0.55\,\mu s$ の場合の計算例を示す．(この τ の値は，従来用いられているような分圧器に対する値と考えてよい) これからわかるように，普通一般に用いられている分圧器では，波形だけでなく，その波高値にはなはだしい誤差を生ずる．

式 (2.4) の系に対しては，同様に ランプ 入力に対して

$$u(t) = \frac{1}{T}\int_0^t [1-A\varepsilon^{-\alpha(t-2)}\cos\{\omega(t-2)-\varphi\}\alpha t$$

$$= \frac{1}{T}\left\{t-\frac{A\alpha}{\sqrt{\alpha^2+\omega^2}}(1-\varepsilon^{-\alpha t}\cos\omega t)\right\} \quad \cdots\cdots(2.12)$$

$$\therefore \quad \Delta t = \frac{A\alpha}{\sqrt{\alpha^2+\omega^2}}(1-\varepsilon^{-\alpha t}\cos\omega t) \cong \frac{A\alpha}{\sqrt{\alpha^2+\omega^2}} \quad \cdots\cdots(2.13)$$

$$\Delta u_p = \frac{A\alpha}{\sqrt{\alpha^2+\omega^2}} \times \frac{1}{T}(1-\varepsilon^{-\alpha t}\cos\omega T) \cong \frac{A\alpha}{\sqrt{\alpha^2+\omega^2}} \times \frac{1}{T} \quad \cdots(2.14)$$

となる．式 (2.10)，(2.13) が，$H(t)$ に対する応答波形 $u_0(t)$ と $H(t)$ が囲む面積

$$S = \int_0^\infty \{1-u_0(t)\}dt \quad \cdots\cdots(2.15)$$

に等しくなることはすでに Fisher, Asner などにより指摘せられたところである[2][3]．

一般に波頭峻度が，E(V/秒) の波頭さい断波を時定数 $1/\alpha$ の分圧器を用いて測定する場合の波高値の誤差 ΔV は，

$$\Delta V \cong E/\alpha \quad \cdots\cdots(2.16)$$

である．

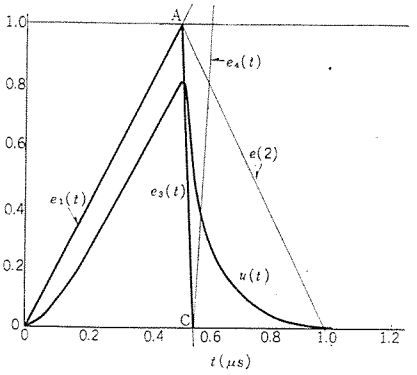


図 2.5 波頭さい断波に対する分圧器の応答
Fig. 2.5 Divider response for front-chopped waves.

2.4 高圧リードの影響

図2.1における c 点の電圧波形を知るために，分圧器を L, C, R の集中定数回路と考えれば図2.6であらわされる．

ここに L_0 は，リード の インダクタンス，r_0 は制動抵抗，C_0 は高圧端の対地容量，R, L は抵抗要素の抵抗および残留 インダクタンス である．

b 点に $v_0(t)=H(t)$ なる電圧が印加された場合，L_0C_0 で共振を生じたり，r_0C_0 でなまった波形が c 点に生ずることになる．このため L_0, C_0 はできるだけ小さくして，その振動成分を適当な r_0 をそう入しておさえるのが普通である．ただし，実際には r_0 の残留 インダクタンス が L_0 を増す結果となるので，あまり良い方法とはいえない．したがって制動は，低圧側に適当な波形整形回路をそう入して行なうのが良いようである．

シールド 形抵抗分圧器では，上の C_0 を小さくして，しかも完全に補償された状態を得ることができるのが特長である．高圧リード

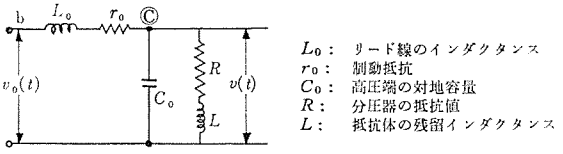


図 2.6 集中定数による等価回路
Fig. 2.6 Equivalent circuit of divider system.

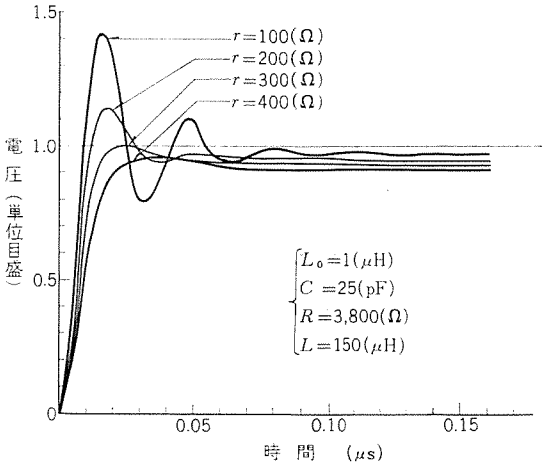


図 2.7 分圧器高圧端の単位関数応答 (I)
Fig. 2.7 Unit function responses (I).

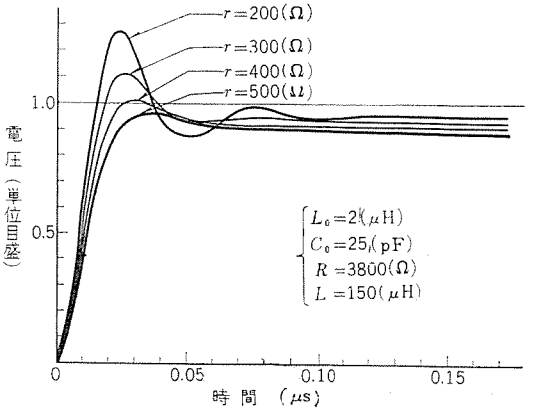


図 2.8 分圧器高圧端の単位関数応答 (II)
Fig. 2.8 Unit function responses (II).

のインダクタンスを小さくするために，あまり太い線を用いると逆に C_0 を増す結果となる．したがって，対地容量を増さないような範囲では，細い線をある程度間隔をあけて並列に用いるのが良い．

試作した分圧器について各定数を与え，L_0, r_0 を変えた場合の $v(t)$ の計算例を図 2.7, 2.8 に示す．これからわかるように L_0 の値により，振動の周波数が大きく変わり，これを制動することにより図 2.1 c 端の電位分布そのものがかなりなまった波形となる．C_0 が 25 pF 程度あるときは，L_0 は，少なくとも 1 μH 程度におさえる必要がある．

3. シールド形抵抗分圧器

分圧器が，印加波形に忠実な波形を再現しないのは，主として高圧アーム の対地浮遊容量によるものである．シールド形分圧器は，高圧端に適当な形状と大きさの電極をつけて，高圧アーム から浮遊容量を通って大地に流出する電流を高圧端から直接供給し，対地浮遊容量を補償しようとするものである．このような分圧器は，図 3.1 の等価回路であらわされる．この場合 $C_1(x)$, $C_2(x)$ は，抵抗巻線間の直列容量の影響も含めたもので，また $L(x)$, $\rho(x)$, $C_1(x)$, $C_2(x)$ は，地上からの距離 x の関数としてあらわされている．

x 点の電位 $v(x,t)$ と抵抗体を流れる電流 $i(x,t)$ の間には，次の関係が成立つ．

$$\left.\begin{aligned} &C_2(x)\frac{\partial}{\partial t}(v_0-v)-C_1(x)\frac{\partial v}{\partial t}=\frac{\partial i}{\partial x}\\ &L(x)\frac{\partial i}{\partial t}+\rho(x)i=\frac{\partial v}{\partial x}\end{aligned}\right\}\cdots\cdots(3.1)$$

この偏微分方程式を境界条件

$$\left.\begin{aligned} &v(0,t)=0\\ &v(l,t)=v_0(t)=H(t)\\ &v(x,0)=\frac{C_2(x)}{C_2(x)+C_1(x)}\\ &v(x,\infty)=\frac{\int_0^x\rho(x)dx}{R_0},\quad\left(R_0=\int_0^l\rho(x)dx\right)\end{aligned}\right\}\cdots\cdots(3.2)$$

のもとで解いて分圧器内部の変ワイを求めることができるが，実際の計算は非常に困難である．しかし先に述べた補償が行なわれる条件は，次のようにして求めることができる．すなわち，高圧端から流入する電流が大地に流出する電流に等しい場合には，

$$\frac{\partial}{\partial x}i(x,t)=0\quad\cdots\cdots(3.3)$$

したがって，式 (3.1) の第 1 式より

$$v(x,t)=\frac{C_2(x)}{C_1(x)+C_2(x)}H(t)\quad\cdots\cdots(3.4)$$

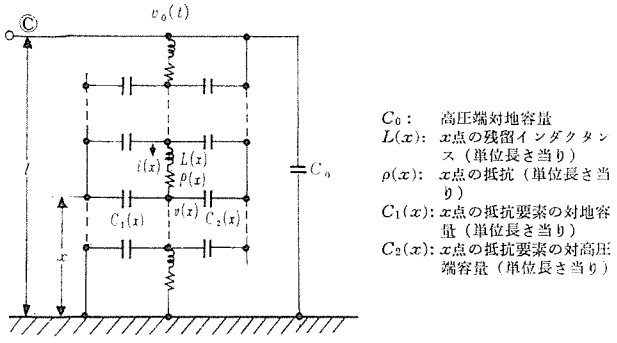


図 3.1 シールド形分圧器の等価回路
Fig. 3.1 Equivalent circuit of shielded divider.

すなわち，式 (3.3), (3.4) が，式 (3.1) の第 2 式と両立するような系が組立てられれば，補償が完全に行なわれることになる．たとえば，

$$L(x)/\rho(x)=\tau\quad(\tau\text{ は一定})\quad\cdots\cdots(3.5)$$

のような関係が成立する場合には，

$$\frac{C_2(x)}{C_1(x)+C_2(x)}=\frac{\int_0^x\rho(x)dx}{R_0}\quad\cdots\cdots(3.6)$$

が補償の条件となる．

この条件を満足させる一つの方法は，抵抗体を電気力線に沿ってその抵抗値の分布が静電位分布に一致するように配置することである．なぜなら電気力線にそって配置することにより $C_1(x)$, $C_2(x)$ は，x 点を通る等電位面が大地および高圧端に対してもつ容量 $C_e(x)$, $C_h(x)$ に比例し，静電位分布に一致させて，抵抗線を配置させることにより，

$$\frac{C_h(x)}{C_e(x)+C_h(x)}=\frac{\int_0^x\rho(x)dx}{R_0}\quad\cdots\cdots(3.7)$$

が満足され，したがって，式 (3.6) が満足されるからである．ただしこの場合，式 (3.5) の条件が成立することが必要である．

補償が完全に行なわれた系に対しては，分圧器の等価回路は，$L(x)$, $\rho(x)$, C_0 のみであらわされることになる．

4. シールド形分圧器の試作

これまで検討を行なった考え方にしたがい，新しい形の分圧器を設計試作した．図 4.1 にその外観を示す．地上高約 1,400 mm，耐圧は約 450 kV で，応答の時定数は約 15 mμs という非常にすぐれた特性を示した．

4.1 構　成

分圧器の構成は，図 4.2 に示すように分圧を 2 段に分け，まず主部 R—r で分圧し，さらに r_1r_2 からなる補助分圧部で，分圧比を変えるようにしてある．補助分圧部は，ケーブル のインピーダンス整合を考え，入出力 インピーダンス を 75 Ω となるように選んで，倍率の異なるものを数種製作している．なお補助分圧器を用いずに，ケーブル と直結することもできるように，r も 75 Ω に選んである．

補助分圧部は，シャヘイ 箱に入れて外部からの誘導をふせいでいる．出力抵抗をあまり小さく取ると，これに比例して インダクタンス も小さくすることが困難であるので，低圧部の特性が悪くなる欠点があるが分圧を 2 段にすることにより，r をかなり大きな一定

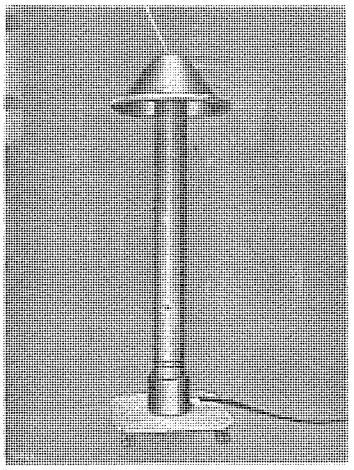


図 4.1 試作分圧器の外観
Fig. 4.1 Out-look of the devider.

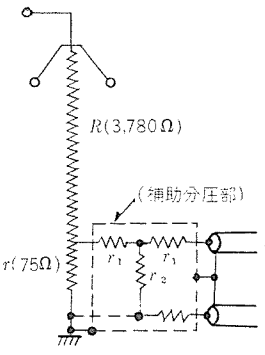


図 4.2 構成図
Fig. 4.2 Block diagram.

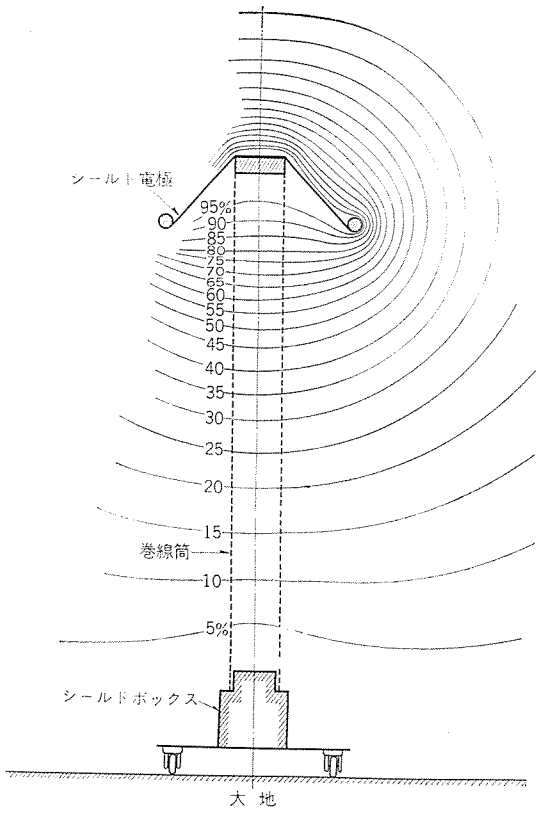


図 4.3 電極系とその電位分布
Fig. 4.3 Potential distribution of the screening electrodes.

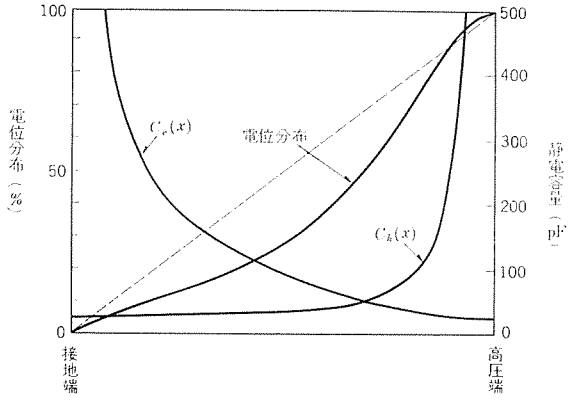


図 4.4 電位分布と $C_h(x)$, $C_e(x)$ の変化
Fig. 4.4 Changes in virtual capacitances $C_h(x)$, $C_e(x)$.

値にとりうる利点がある.

4.2 電極系の決定

リード線の インダクタンス を約 1 μH とみて, C_0 を約 20～30 pF におさえるようにし, しかも静的な電位分布がなるべく直線的となるような電極系を電解液そうを用いて求めた. 採用した電極系とその電位分布を図 4.3 に示す. この場合の巻線筒上の電位分布および, x 点を通る等電位面と大地および高圧端との容量 $C_e(x)$, $C_h(x)$ (すでに述べたように, 完全に補償された系では, これらは $C_1(x)$, $C_2(x)$ に比例する) の変化の模様を図 4.4 に示す. C_0 の実測値は 25 PF で, 等電位線図 (図 4.4) から求めた値と良く一致した.

4.3 抵抗巻線

抵抗の巻線筒は, 136φ の塩化 ビニールパイプ を用いて, これに 0.18φ の マンガニン 線を図 4.5 に示すように無誘導に巻き, そのピッチ をかえて, 抵抗値による電圧分布が, 電極による静電位分布に一致するように配置してある. この一致の度合を, 図 4.6 に示している. このような配置では, 正確には力線上に配置しなければならない条件には反するが, 巻線筒の直径があまり大きくなければほとんど問題はない.

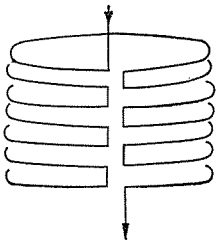


図 4.5 抵抗巻線
Fig. 4.5 Registance winding.

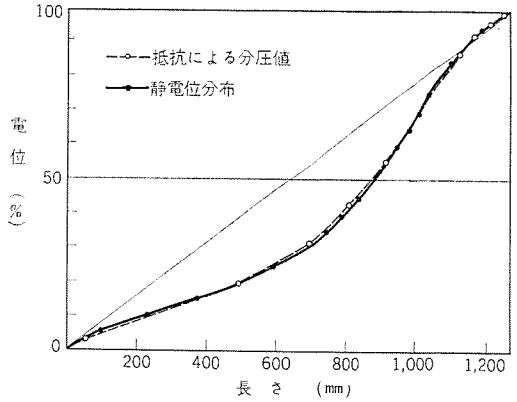


図 4.6 静電位分布と抵抗値による電圧分布の比較
Fig. 4.5 Comparison between static and dynamic potential distribution.

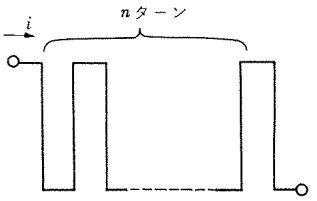


図 4.7 無誘導巻線
Fig. 4.7 Non-inductive winding.

4.4 抵抗体のインダクタンス

上のような細い抵抗線を, 無誘導に巻いた場合の 残留 インダクタンス は, 巻きもどしのピッチが小さいと非常に小さいと考えられがちであるが, 実際にはかなりの値となる.

この巻線を図 4.7 のようにあらわし, 各 ターン の自己 インダクタンス を L, それより m ターン 離れた点との相互 インダクタンス を M_m であらわせば, n ターン の全等価 インダクタンス L_t は, 各点の電流が等しいから,

n が奇数の時,

$$\begin{aligned} L_t &= 2\{(L+M_1+M_2+\cdots\cdots+M_{n-1}) \\ &\quad +(L+2M_1+M_{2-1}\cdots\cdots+M_{n-2})+ \\ &\quad \cdots\cdots+(L+M_1+M_2+\cdots\cdots+M_{n-1})\} \\ &\quad +\left(L+2M_1+\cdots\cdots+2M_{\frac{n-1}{2}}\right) \\ &= nL+2\sum_{s=1}^{n-1}\sum_{j=1}^{s} M_j \end{aligned} \quad \cdots\cdots(4.1)$$

n が偶数の時,

$$\begin{aligned} L_t &= 2\Big[(L+M_1+\cdots\cdots+M_{n-1})+(L+2M_1+M_L+\cdots\cdots \\ &\quad +M_{n-2})\cdots\cdots+\cdots\cdots+\left(L+2M_1+\cdots\cdots+2M_{\frac{n-2}{2}}\right. \end{aligned}$$

$$+M_{\frac{n}{2}}\Big)\Big]$$
$$=nL+2\sum_{S=1}^{n-1}\sum_{0=1}^{S}M_j \quad \cdots\cdots(4.2)$$

となる．

すなわち，n のいかんにかかわらず全 インダクタンス は，

$$L_T=nL+2\sum_{S=1}^{n-1}\sum_{j=1}^{S}M_j \quad \cdots\cdots(4.3)$$

であらわされる．

図 4.5 に示すように巻いた場合，抵抗線の直径を $2a$，巻線筒の直径を $2b$，ピッチ を d とすれば良く知られているように[22]

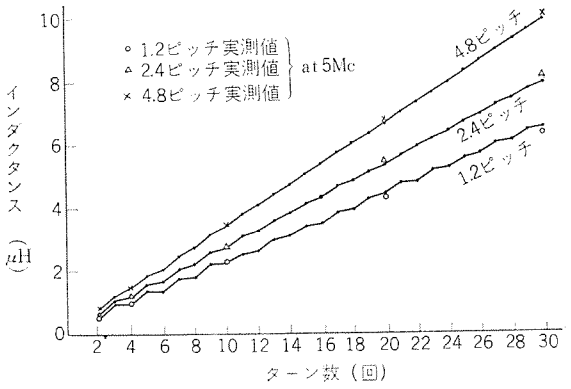
$$L=\mu_0 b\left(l_n\frac{8b}{a}-\frac{7}{4}\right) \quad \cdots\cdots(4.4)$$

$$\left.\begin{aligned} M_j&=\mu_0 b\left\{\left(\frac{2}{k}-k\right)K(k)-\frac{2}{k}E(k)\right\}\\ k&=\frac{4b^2}{(2b)^2+(jd)^2}\end{aligned}\right\}\quad\cdots\cdots(4.5)$$

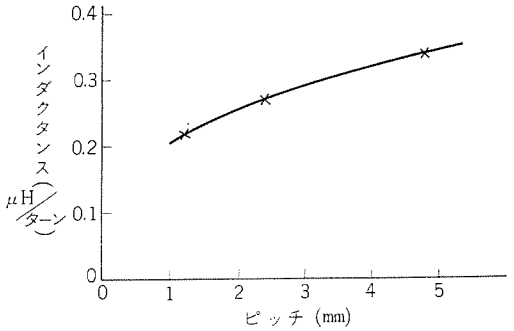
となる．ここに，$K(k)$, $E(k)$ は，それぞれ k を母数とする第1種および第2種の完全楕円積分である．

式 (4.3), (4.4), (4.5) を用いて，$2a$=0.18 mm, $2b$=136 mm, d=1.2, 2.4, 4.8 mm について，n=1～30 に対する L_T を計算した結果を，図 4.8 (a) に示す．Q メータ を用いて実測した結果を，一部 プロット してある．計算値と実測値は非常によく一致し，このような計算方法によって，非常に良い精度で残留 インダクタンス を求めることができることがわかる．

この図からわかるように，この種の巻線の インダクタンス は，かなり大きな値となりしかも，ほぼ ターン 数に比例して増加する．ピッチ による 1 ターン あたりの インダクタンス の変化は，図 4.8 (b) に示すようにかなり平坦である．このことは，式 (3.5) がほぼ満足されることを示している．上述の方法で，抵抗筒全体の インダクタンス を計算すると約 150 μH となる．



(a) 巻きもどし ピッチ による インダクタンス の変化



(b) 1 ターン 当りの インダクタンス

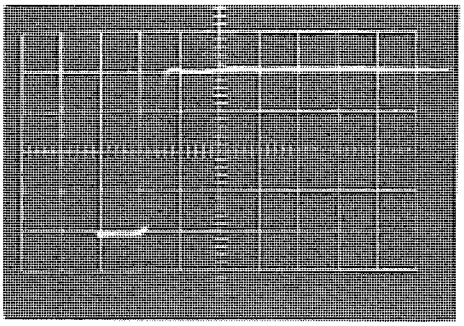
図 4.8 無誘導巻抵抗の残留 インダクタンス
Fig. 4.8 Residual inductance in non-inductive windings.

5. 特 性 試 験

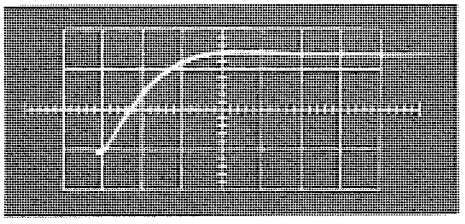
試作した分圧器の試験は，立上り 0.01 μs，電圧約 50 V，の方形波電圧を印加して，分圧波形を シンクロスコープ（岩崎通信機製 SS-5601）により測定した．

方形波電圧の発生は，ケーブル に充電した電荷を水銀 スイッチ で，その サージインピーダンス に等しい抵抗で短絡する簡単なもので[20]，その出力波形の一例を図 5.1 に示す．図 5.1 (b) は，試作した分圧器の応答波形でこの立上り時間は，約 0.035 μs である．したがって時定数 $1/\alpha$ は，約 0.015 μs となる．この分圧器を用いて，図 2.5 のさい断波（波形 OAC）を測定した場合，波高値誤差は約 3% となり，波形も非常に忠実に再現できる．

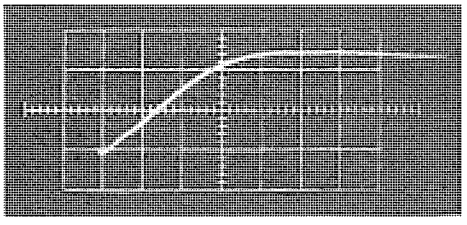
第3節にのべた考えにしたがって製作した分圧器の補償が，完全に行なわれているかどうかを判定することは，かなり困難である．わわわれは，シールド を取り除いた場合の応答波形および，同一寸法の抵抗筒を ピッチ を一様に巻いた場合の応答波形を，測定



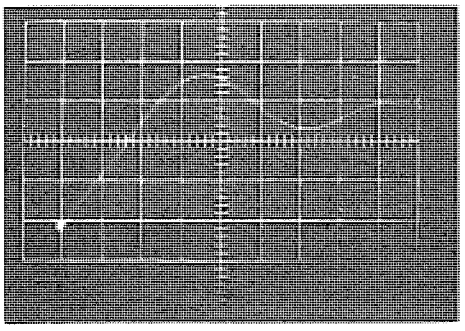
(a) 印加波形



(b) 応答波形



(c) 応答波形（一様巻）



(d) 応答波形（シールド なし）

図 5.1 試験結果 （掃引：0.02 μs/目盛）
Fig. 5.1 Oscillograms of test results. (sweep: 0.02μs/div.)

して比較を行なった．この応答波形の一例を，図5.1 (c), (d)に示している．これからシールドを取りはずした場合，補償は，完全にくずれてしまうことがわかる．また抵抗線を一様ピッチで巻いた場合も，振動をおさえると，立上り時間は約 0.05 μs となり，特性は悪くなる．

最後にこの分圧器の耐圧試験を行なった結果，インパルス耐圧は，1×40 μs で，約 450 kV であった．

この値は，その寸法からするとやや低すぎるが，シールドの形状を改良することにより，さらに高くすることができる．

6. むすび

以上，分圧器を用いて，衝撃電圧，とくに急峻な波頭さい断波などを測定する場合に生ずる誤差の原因について検討し，この誤差の原因を補償する方法を述べた．

すなわち，このとき生ずる誤差は

(1) 高圧リード線中で受ける変ワイ
(2) 分圧器内部で生ずる変ワイ
(3) 伝送回路中の変ワイおよび誘導

に分類される．

従来の C—R 分圧器や，シールド形分圧器では，(2) の変ワイは除くことができるが，このとき，高圧端の対地容量が増加するためリード線のインダクタンスとの共振周波数が下がって，(1) の変ワイを増すので，あまり良い結果はのぞめない．

しかしシールド電極を適当な形にして，対地容量をある値におさえ，逆に抵抗を電気力線に沿って，静電位分布に一致するように配置することにより，(1) (2) を共に補償することができる．(3) については，ここでは述べていないが，多くの人たちにより検討されており，かなり良い成果が得られている．

以上に述べたような方法で，新しい形の 400 kV 用分圧器を試作した．その単位関数応答の立上り時間は，約 0.035 μs (時定数 0.015 μs) であった．これは，0.3 μs 程度の波頭さい断波の測定にも十分使用できるものである．

最後に，実験あるいは計算を手伝っていただいた方々に感謝の意を表する．

(昭 37－10－3 受付)

参考文献

(1) J. H. Park, H. N. Corns: Sphere Gap V—T Curve-Reference Standard for Steep-Front Measurements, A.I.E.E. CP. 57-215
(2) F. A. Fisher: Transient Response of Impulse Voltage Dividers A.I.E.E. Tr. P. 58-37
(3) A. Asner: Progress in the Measurement of Very High, Rapidly Changing Impulse Voltages B.B. Rev. 47, 239 (1961)
(4) A. F. Rohlfs, J. S. Kresge, F. A. Fisher: The Response of Resistance Voltage Dividers to Steep Front Waves. A.I.E.E. Tr. P. 57-353
(5) C. F. Creed: The Measurement of Impulse Waves Chopped on the Front CIGRE. No. 320 (1958)
(6) 河野：急峻波測定用抵抗分圧器のシールド電極の設計に関する理論的考察「電学誌」81，89 (昭 36)
(7) 原田，伊丹：衝撃電圧測定用高性能分圧器の開発に関する研究，技術研究所報告，電力 61027
(8) 原田，伊丹，長沢：衝撃電圧測定用分圧器の抵抗要素に対する考察，電気連大東京支部，46 (昭 36)
(9) H. Arrive: La Measure des Phinomines Transitoires en Technique des Hantes Tensions. Bull. de la S.F.E (1961 年 9 月)
(10) C. J. Miller, J. F. Wittibschalager: Measurement of Steep Front Impulse Waves with an Isolated Screen Room Installation. A.I.E.E. Tr. P. 58-18
(11) N. Hylten Cavallius: Impulse Tests and Measuring Errors. A.S.E.A. Journal 1957
(12) I. H. Park: Surge Measurement Errors Introduced by Coaxial Cables. A.I.E.E. Tr. 77, Pt I, (1958)
(13) M. Özkaya, H. Beaty, H. Böcker: Procedure for the Determination of the Errors of Measuring Circuit for Impulse Voltages. CIGRE. Rep. No. 344, 1958
(14) P. R. Howard: Errors in Recording Surge Voltage. P.I.E.E. 99, Pt II, 70, (1952)
(15) C. L. Dawes, C. H. Thomas, A. B. Drought: Impulse Measurement by Repeated Structure Networks. A.I.E.E. Tr. P. 50-89
(16) A. Ared: Peak Voltage Measurements of Standard Impulse Voltage Waves. I.E.E. Monograph No. 153M Nov. 1955
(17) W. J. Mcknno: The Frequency Spectrum in Impulse Testing. A.I.E.E. C.P. 58-56
(18) 原田：変圧器のさい断試験におけるさい断電圧波形について．「電学誌」81，611 (1961)
(19) 岡本邦彦：遅延ケーブルの諸特性，日立評論，41，No. 11 (1959)
(20) I. A. D. Lewis, F. H. Wells: Millimicrosecond Pulse Techniques Pergamon Press Ltd.
(21) 林：演算子法解説，電気書院
(22) 竹山：電磁気学現象，丸善

UDC 697. 93

小形吸収式調湿機

佐藤　真*・小幡時治*

A Small Absorption Humidity Controller

Research Laboratory　Makoto SATŌ・Tokiharu OBATA

A small sized absorption type humidity controller based on the liquid absorbing principle has been made for trial and tested from the viewpoint of practical use. Despite the old belief that tbe conventional absorption dehumidifier could not be built any smaller for industrial use than that with air treating capacity of about 30 cubic meters per min., a trial setup with a capacity of one cubic meter per min. has been realized by minimizing the heat and mass transfer surfaces of equipment through the air lifting pump method and the air-liquid absorbent film contact process. The performance test has verified such superior characteristics as to reduce a relative humidity of treating atmosphere from eighty or ninety per cent at the inlet to about ten per cent at the exit. This report accounts for the operating principle, an outline of the preliminary experiments, the general construction and the performance test results on this trial equipment.

1. まえがき

先に本誌上で報告したように液体吸湿法による吸収式調湿機は次のようなすぐれた特色をもっている(1).

（1） 湿度の調整が容易である.

（2） 操作は連続的で，装置に可動部が少なく，したがって故障が少ない.

（3） 低湿度が得られる. 冷凍機を併用すれば,露点 −30°C 程度まで容易に実現できる. 冷凍機を用いなくても冷却水だけで相対湿度 20% 程度まで低下可能である.

（4） 同じ装置で加湿もできる.

（5） 大容量の装置では，単位処理空気量当りの設備費が低廉である.

（6） 維持費が低廉である.

ただし再生熱源が必要なことと，冷却水の所要量がやや多いことは難点と考えられるが，上に述べた特色はそれを補って余りあるものである.

われわれは以上の (1)〜(4) および (6) など液体吸収法のきわめてすぐれた特長に着目し,小形湿度調節装置の開発を計画した. 小形機開発にあたって問題となる点は (5) 項であるが，これまで最小工業単位が 30 m³/min 程度で，それ以下の処理空気量のものは経済的に成立しないと考えられていた(2). しかしながらこれも精査すれば必ずしも克服不能の本質的問題ではなく，技術的創意によって解決できるものであることがわかる.

小形機の設備費を低下させる方法としては

（1） ポンプ，ブロア などの付属機器を少なくすること，ならびに簡単な形式のものを採用すること.

（2） 機器全体の構造をなるべく簡単にすること.

（3） 物質移動および熱移動になるべく簡単で高効率の方法を採用すること.

などをあげることができる. これらを満足するものとして筆者らは エアリフト 形および濡壁管形を考え，そのうち エアリフト 形のものを試作した.

エアリフト を調湿機に使用した場合の特長は

（1） 吸収液循環用の ポンプ を必要とせず，可動部分は ブロア 1 台だけですますことができる.

（2） 調湿機の構造を簡単にすることができる.

（3） 物質移動ならびに熱移動の速度が大きくなり，したがって装置を小形にすることができる.

このようにして エアリフト に基づく処理空気量 1 m³/min の小形吸収式調湿機を試作し，除湿機としての特性をしらべた結果，このほど小形化可能の見通しを得たので，ここにとりまとめて報告することにした.

2. 小形吸収式調湿機の原理

2.1 エアリフト

エアリフト は，また空気揚水 ポンプ，気泡 ポンプ ともいわれ，図 2.1 に示すような簡単な装置である. 揚液管の一部を液中にそう入して，下端から圧縮空気を吹き込めば，揚液管内には液よりも軽い混合物ができ，管外の液におされてその液面より高い所まで上がることを利用した ポンプ である. その利点として送風機以外には運動する機械部分がなく，摩耗や故障を生ずるおそれがなくまた耐食性材料の使用が容易であるなどをあげることができる. 一方 ポンプ としての欠点は，ポンプ 効率が低く 50% を越えることがまれなことである.

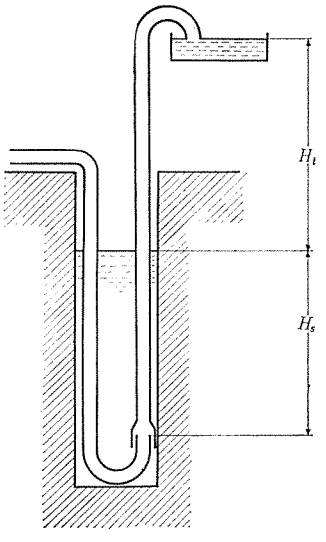


図 2.1 エアリフト
Fig. 2.1 Air lift.

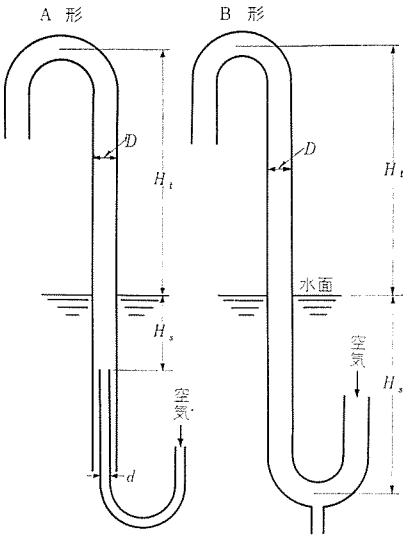
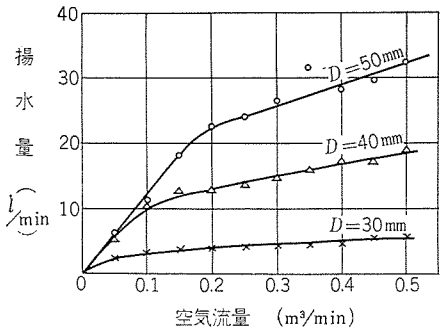
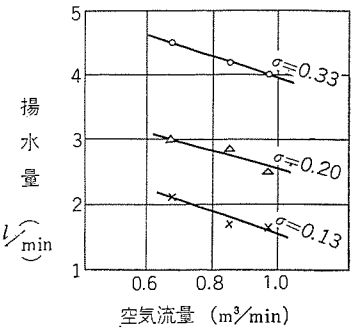


図 2.2 試験用 エアリフト 管
Fig. 2.2 Air lift samples for test.



H_s+H_t=790 mm, d=25 mm, σ=0.44

図 2.3 A 形 エアリフト 揚水特性
Fig. 2.3 Pumping capacity of the air lift (type A).



H_s+H_t=750 mm, D=30 mm

図 2.4 B 形 エアリフト 揚水特性
Fig. 2.4 Pumping capacity of the air lift (type B).

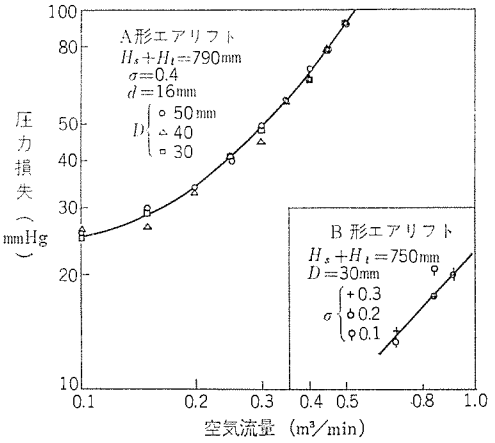
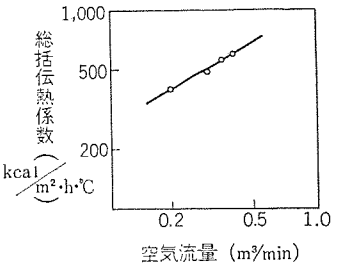


図 2.5 エアリフト 圧力損失
Fig. 2.5 Pressure drop in air lift tubes.



D=36 mm, σ=0.2

図 2.6 ジャケット 付 エアリフト 管の総括伝熱係数
Fig. 2.6 Over all heat transmission coefficient of air lift with cooling jacket.

エアリフト を ポンプ としてだけ考えた場合の揚水 ポンプ 特性については，すでに多くの文献[3][4][5] etc. がある．しかしながら，エアリフト の特長すなわち気一液が常に接触しながら揚液が行なわれる点に着目して，これを ガス 吸収装置として取扱った報告文はごく少ない．とくに エアリフト を調湿装置として利用しようとした例は現在のところまったく見当らない．酸化窒素を炭酸 ソーダ 水溶液に吸収させる装置として，エアリフト を使用した Varlamov, Staroselskii の報告[6]では，吸収に必要とする装置の容積は充塡塔に比べて 100～150 分の 1 まで小さくできるが，所要動力は 50% 増加すると述べている．この報告からもわかるように エアリフト は，物質移動装置として非常に大きな容量係数を有するが，一方動力消費が大きいという欠点のために一般に注目をひかなかったものと考えられる．

2.2 エアリフトの吸収式調湿機への利用

筆者らは エアリフト が非常に大きな物質移動容量係数を有する点を装置の小形化のために利用することを考えた．簡単な予備実験の結果，エアリフト 管内における塩化 リチウム 水溶液の除湿能力はきわめて大きく，しかも除湿能力は揚液量にあまり関係がなく主として エアリフト 管の浸液部で除湿過程が遂行されることを確かめた．

これから調湿機に対して エアリフト を普通の エアリフトポンプ と多少異なる方法で適用することにより エアリフト 固有の欠陥を除きうるのではないかと考えられた．以下にこの点について若干述べる．

エアリフト を単に揚水 ポンプ として取扱う場合には圧縮空気の等温膨張の際の エネルギ が揚水のための エネルギ にどれだけ消費しうるかということが主要な問題となる．すなわち次式で定義される効率をできるだけ高めることが要点となる．

$$\eta=\gamma QH/(p_aQ_a\log_e\varepsilon) \quad \cdots\cdots(2.1)$$

ここに γ: 水の比重量 (kg/m³)
Q: 揚水量 (m³/sec)
ε: $(H_s+10)/10$ 空気の膨張比
H: 揚程 (m)
H_s: エアリフト 管浸水深さ (m)
p_a: 大気圧 (=10332) (m)
Q_a: 消費空気体積(大気圧換算) (m³/sec)

調湿機に エアリフト 管を用いる場合には事情は一変し重要なことがらは揚液効率の大小よりも次の 2 点に集約される．

(1) エアリフト 管は揚液量の大きい場合に管内の液が振動するという欠陥があるが，この管内の振動をなくし円滑な 2 相流動を行なわせるにはどのような条件を選べばよいか．

(2) 吸収管としてみた場合，通過空気量 (m³/min) に対して揚液量 (l/min) はそれほど大きくなくてもよく，その比が 1 程度で十分であり，あまり大きいとかえって消費動力を増し，また再生器での濃縮効率を下げ，しかも吸収効果は上がらないので エアリフト を ポンプ としてみた時のように揚液効率 η を上げる努力は無意味であり，むしろ適度な揚液量でしかも円滑流動を得るための条件を探す必要がある．

以上の 2 点を目標に図 2.2 に示す A 形および B 形の 2 種類の エアリフト 管について管長，管径，ノズル 径などを変えて実験した結果の一例を図 2.3，図 2.4 および図 2.5 に示す．実験結果の詳細[7]については省略するが結論として調湿機用 エアリフト 管としては，円滑な流動と圧力損最小という見地から B 形で浸液率 $\sigma=H_s/(H_t+H_s)$ を必要最小揚液量のところで使用するのがよいことが明らかになった．

2.3 エアリフト管からの熱伝達[8]

エアリフト 管内の流れは非常に乱れを伴いやすいので揚液量が小さくてもこの部分は熱交換に対して非常に有利な条件を与える．またこの部分で冷却を行なわせても揚液側の圧力損にほとんど影響を与えないという利点もある．しかしこのような条件下での熱伝達に関する資料がまったく見当たらないので簡単な実験を行な

ったがその結果は図2.6に示すように総括伝熱係数が管内液相流の場合の2倍以上に達し，エアリフト 管における熱伝達の利用は非常に有効であることがわかった．

3. 試作機の設計

前報[1]に述べたように，吸収式調湿機の内部で行なわれる物質および熱移動現象は相当に複雑で，一般的な設計法を確立するにはさらにかなり広範囲の研究が必要になる．われわれはこれらの予備実験と一部公刊の データ を用いて以下に示す設計条件に対して設計計算を行ない，試作機の構造寸法を決定した．

3.1 設計条件

装置入口空気
- 乾球温度 t_{di} 35.0°C
- 湿球温度 t_{wi} 27.4°C
- 相対湿度 φ_i 56%
- 絶対湿度 H_i 0.020 kg H_2O/kg dry air

処理空気量 V 1 m³/min (20°C dry air 基準)

冷却水温度 24.0°C

装置出口空気
- 乾球温度 t_{d0} 31.0°C
- 湿球温度 t_{w0} 15.8°C
- 相対湿度 φ_0 18%
- 絶対湿度 H_0 0.0050 kg H_2O/kg dry air

吸収液，塩化 リチウム 45% 水溶液，温度 t_s 27°C

3.2 接触器（エアリフト管）

接触器で空気から除去する水分 W kg/h は，空気の比容積を v m³/kg とすれば，設計条件に対して

$$W=V(H_i-H_0)/v \quad \cdots\cdots(3.1)$$
$$=1.07 \text{ kg/h}$$

を満足しなければならない．また接触器通過液量を L l/min とすれば吸収液の出口濃度 C_0(%) と入口濃度 C_i(%) の間には

$$C_0=C_iL/(L+w) \quad \cdots\cdots(3.2)$$

が成立すべきである．したがっていま $L/V=1$ と仮定すれば入口濃度 45% のとき吸収液の出口濃度は $C_0=0.446$ となり 0.4% 低下することがわかる．

つぎに接触器出口で空気と液の温度がほぼ等しい場合の吸収液出口温度 t_0(°C) は次式で与えられる．

$$(V/v)C_pt_{di}+LCt_s+\lambda W \fallingdotseq (V/v)C_pt_{d0}+LCt_0+UA\Delta t \cdots(3.3)$$

ここに C_p: 空気の比熱 (kcal/kg·°C)

C: 吸収液の比熱 (kcal/kg·°C)

λ: 吸収液への水の吸収熱 (kcal/kg)

U: 接触器ジャケットへの総括伝熱係数 (kcal/m²·h·°C)

A: 伝熱面積 (m²)

Δt: 平均温度差 (°C)

U=1,000 kcal/m²·h·°C として t_0 を求めれば 31°C となり設計条件を満足する．ここで伝熱面積 A は 0.040 m² とした．

なお接触器 エアリフト 管の高さは，内部の総括物質移動容積係数ならびに総括伝熱容量係数が十分大きいのでかなり小さくなしうるが今の場合には再生器の所要高さにほぼ等しくとり，再生器頂部に十分な液量を供給できる条件によって決定した．

3.3 再生器

再生器の設計条件は次のとおりである．

空気
- 入口温度 35.0°C
- 絶対湿度 0.020 kg H_2O/kg dry air
- 流量 0.35 m³/min

吸収液
- 入口温度 31.0°C
- 濃度 44.7%
- 流量 2 l/miu

以上の条件から熱損を考えない時の所要 ヒータ 出力は液温を 70°C まで加熱するとすれば約 1.6 kW となるが熱損を考え最大出力には 3.3 kW をとった．

3.4 熱交換器

エアリフト 管からの熱伝達に関する資料の不足および試験研究の目的などから試作機には，冷却容量の十分大きな熱交換器を使用した．伝熱面積 2.78 m²，総括伝熱係数 100 kcal/m²·h·°C，冷却熱量 2,020 kcal/h である．なお冷却水量は 6.7 l/min とした．

4. 試作機の構造

図4.1は試作調湿機の外観を示す写真であり，図4.2にその構造の概念を示す．同図において処理空気は ブロア によって接触器下部から エアリフト 管に送入され，吸収液を エアリフト 管内に押し上げながら同時に除湿され，エアリフト 上部の気液分離板で吸収液と分離され，最後に調和空気として必要な室に導びかれる．吸収過程に吸収熱を発生するがこれは ジャケット 内を流れる冷却水によって運び去られる．分離された希釈吸収液は再生器に送られそこで加熱濃縮される．再生器には ブロワ より分流された別の空気が送入され吸収液の放出する水分をになって戸外に排出される．加熱濃縮された吸収液は熱交換器に入り，そこで所定温度まで冷却されて再び接触器下部に入り，サイクル を完了する．

以下に各主要部分を簡単に説明する．

4.1 接触器（エアリフト管）

これは空気と吸収液とを接触させて，物質移動ならびに熱移動を同時に行なわせる装置であり，また エアリフトポンプ として吸収液循環のための仕事をも同時に行なうものである．その主要部は フートピース，ジャケット 付 エアリフト 管，気液分離部からなり，図4.3に概略構造を示す．フートピース は吸収液中にそう入されており，その長さを変えることによって揚液量を加減することができる．ジャケット 付 エアリフト 管は上昇する気—液混相流に物質移動と熱伝達と

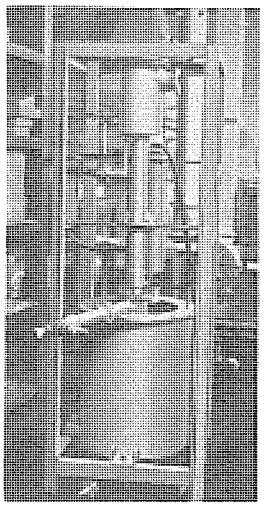


図 4.1 試作小形吸収式調湿機の外観

Fig. 4.1 Small absorption humidity controller manufacture for trial.

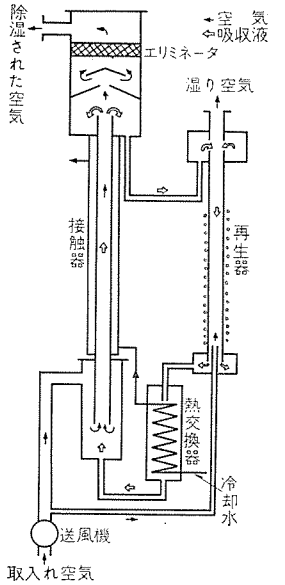


図 4.2 小形吸収式調湿機概念図

Fig. 4.2 Schematic diagram of small absorption humidity controller.

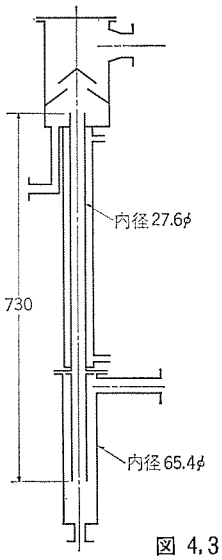


図 4.3 接触器
Fig. 4.3 Contactor.

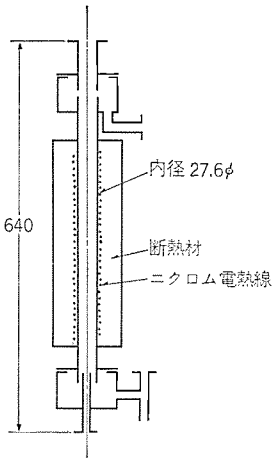


図 4.4 再生器
Fig. 4.4 Regenerator.

を行なわせるものでその間吸収液の温度上昇をおさえ除湿能力の低下を防ぐためにジャケットに冷却水を流して吸収熱量を系外に除去するように工夫されている．気一液分離部は衝突板形で，この部分で処理空気と吸収液とが分離される．接触器の構造材料にはすべて亜鉛被覆を施した軟鋼を使用している．

4.2 再生器

接触器から送り込まれる吸収液を加熱濃縮し，吸収液濃度をつねに一定に保つための装置である．その形状寸法を図 4.4 に示す．加熱は管外周に巻いたニクロム電熱線で行ない，吸収液は管内壁を膜流を形成して降下する．再生器下部には吸収液と向流接触させるための空気吹出口が設けられている．ヒータ出力は最大 3.3 kW である．構造材料には接触器と同じくすべて亜鉛被覆を施した軟鋼を用いた．

4.3 エリミネータ

エリミネータは接触器の空気出口側に取付けられており，空気流が同伴する吸収液沫を除去するためのもので，磁製鞍形充塡物を充塡した一種のフィルタである．

4.4 熱交換器

これは再生器で加熱され高温になった吸収液を所定温度まで冷却するためのもので，アライトロンチューブをコイル状に巻いた冷却管を使用し，管内を冷却水が，管外を吸収液が流れるようにした．

熱交換器の胴は亜鉛被覆を施した軟鋼板を用い，またアライトロンチューブは銅製で亜鉛被覆を施してある．

4.5 送風機

唯一の可動部分である送風機は，処理空気および再生器用空気ならびに循環吸収液にエネルギを与えるためのもので，試作機には 2 段圧縮ターボブロアを使用した．

以上装置各部分の概要についてのべたが，試作調湿機全体の寸法は，縦 460 mm×横 460 mm×高さ 1,300 mm である．

また吸収液には腐食抑制剤として クロム酸ソーダを 0.3% 添加した塩化リチウム水溶液を用いた．

5. 試作機の性能

試作機の特性を明らかにするために以下に述べるような性能試験を行なった．

5.1 流動特性

エアリフトの空気流量対揚液量の関係を水について測定した結果を図 5.1 に示す．図 5.1 からわかるように，この形のエアリフトは空気流量を増すと揚液量が増加して行き，空気流量がある値をこえると逆に揚液量は減少する．浸液率 σ を増せば揚水量が増加するのは他の形のエアリフトと同じである．垂直管内気液混相流動については Calvert らの研究[9]があり，それらの結果と比較して処理空気量 1 m³/min の付近では環状流をなすものと推定され，流動状態が円滑であり，この形のエアリフトは設計目的どおりに作動することがわかった．

またエアリフト管の空気流量対圧力損の関係を塩化リチウム水溶液（約 40%）を揚液する場合について測定した結果を図 5.2 に示す．空気流量 1 m³/min でエアリフト管における圧力損は 500 mm H_2O 程度と推定される．この値は必ずしも小さな値ではないが後述のように，この点についての対策はそれほど困難を伴わない．

5.2 除湿特性

除湿特性の一例を図 5.3 および図 5.4 に示す．図 5.3 は吸収液濃度を変えた場合の入口空気相対湿度と出口空気相対湿度との関係を示すもので，この場合の測定条件は，入口空気乾球温度 33°C，処理空気量 1 m³/min，冷却水温度 20°C，冷却水流量 2 l/min である．図 5.3 からわかるように，吸収液濃度の出口空気湿度に及ぼす影響は大きく，吸収液濃度を普通使用可能な最高値 45% 程度まで上げてやれば相対湿度を 10% 近くまで下げることも容易

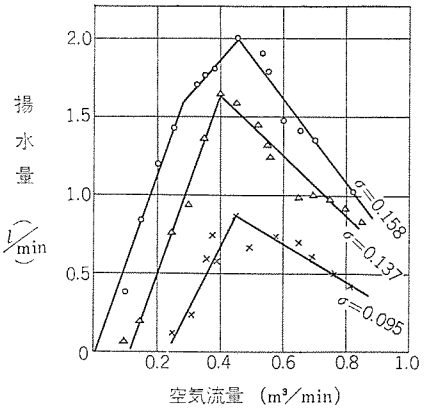


図 5.1 空気流量と揚水量との関係
Fig. 5.1 Relation between air flow rates and pumping capacities of a air lift tube.

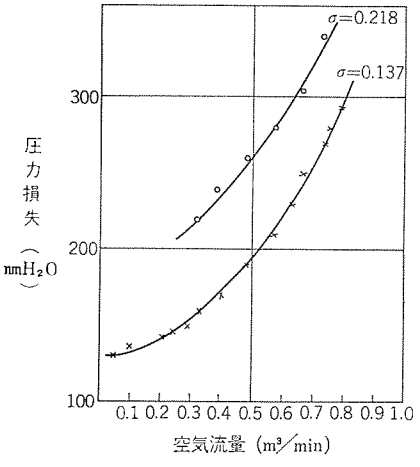


図 5.2 空気流量と圧力損失の関係
Fig. 5.2 Relation between air flow rates and pressure drops of a air lift tube.

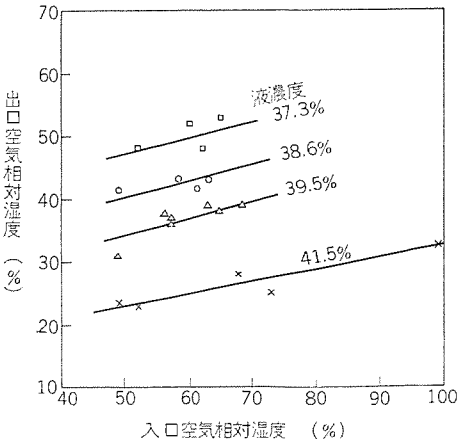


図 5.3 除湿特性 (1)
Fig. 5.3 Dehumidifying capacity (1).

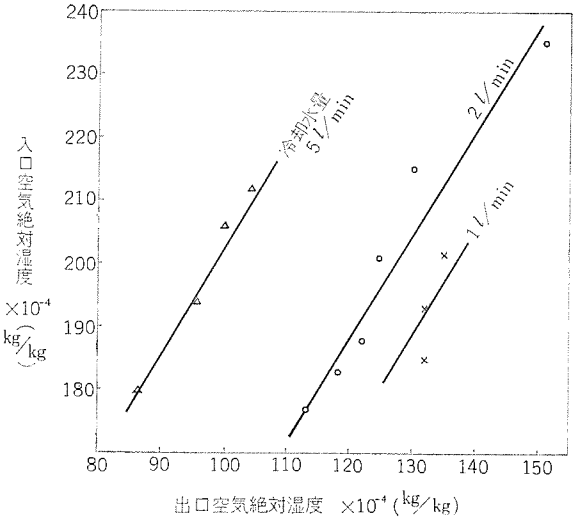


図 5.4 除湿特性 (2)
Fig. 5.4 Dehumidifying capacity (2).

であると思われる．この除湿特性は前報の吸収式調湿機よりもむしろ同じ吸収液濃度でより低湿度が得られる点ですぐれており，エアリフト が物質移動装置として大きな物質移動容量係数を有するという Bapravof らの研究とも合致する．ちなみに測定値から物質移動容量係数を計算すると $K_a=1.3\times10^5$ (kg/m³·h·⊿H) で前報の吸収式調湿機の K_a の値の 8 倍弱であった．つまり同じ除湿条件に対して 1/8 の容積の接触器でよいということになる．

図 5.4 は冷却水量を変えた場合の入口空気絶対湿度と出口空気絶対湿度との関係を示したもので，冷却水量の調節によって湿度を調節しうることがわかる．この場合の測定条件は，入口空気乾球温度 33°C，処理空気量 1 m³/min，冷却水温度 20°C，吸収液濃度 38% である．

5.3 伝熱特性

測定値を調べてみると，接触器出口空気乾球温度と，吸収液の接触器出口温度はつねにほとんど一致している．このことからエアリフト 管内における気—液間の伝熱は物質移動の場合と同じくきわめて良好で，ほとんど平衡状態にまで達しているということができる．

6. 問題点とその対策

以上に エアリフト を利用した試作小形吸収式調湿機について，その原理，構造ならびに性能試験結果について概述したが，以下にこの小形吸収式調湿機を標準化する上で問題となる点をあげてその対策方針について検討してみる．

まず エアリフト 形の長所を列記してみると

(1) 可動部分，ブロア 1 個だけであり，全体の構造がきわめて簡単であり，したがって故障が少ない．
(2) 取扱いが非常に容易である．
(3) 他の吸収装置にくらべて非常に容積を小さくすることができる．
(4) 構造材料その他に特別な材料を必要としないので，製造費が低廉である．

以上の長所は，エアリフト 形の非常にすぐれた点であるといえるけれども，なおこれから述べるいくつかの難点もあるのでその点について今後の開発研究が必要である．

6.1 動力費

5.1 で述べたように試作機においては，エアリフト 管内の圧力損が大きく必然的に所要動力がかなり大きくなる．この点は単位除湿量（たとえば 1 kg H_2O/h）に対する所要動力費が高くつくことを意味し，エアリフト 形を用いることによって設備費を低下させることができる反面，運転費が増大してくるという困難がある．この問題の解決策としては，エアリフトフートピース の改良が考えられる．2.2 で前述したように エアリフトフートピース の構造はその流動特性にきわめて大きな影響を有している．たとえば図 2.2 におけるA形は，B 形にくらべて非常に圧力損が大きい．試作機に使用した形は，A 形，B 形とも異なっているが，B 形のように下部をなめらかに ワン 曲させることによって圧力損を相当低下させることができると考えられる．この点については目下研究を続けている．

6.2 熱交換器

試作機では，接触器，再生器などをきわめて小形にすることができたが，一方吸収液冷却用の熱交換器の小形化は比較的困難である．そのため試作機では エアリフト による小形化の目的を十二分に発揮することができなかった．この点については，とくに低温度差で交換熱量の大きい熱交換器，つまり総括伝熱係数がなるべく大きく，また単位容積あたりの伝熱面積の大きい熱交換器の開発が急務でありこの点も現在検討を続けている．

一般的にいって液体調湿法の問題点は究極において常に熱経済問題に帰着する．具体的には，装置の大小にかかわらず，常に多量の冷却水と再生熱源の消費を必要とし，系全体から見るとこれらの エネルギ 損は無視できない．現在の試作機は再生熱源で生ずる熱量がすべて冷却水への 1 回きりの移動で廃棄されてしまうのできわめてぜいたくな浪費であり，この点について サイクル 全体の総合的検討が続けられている．このように液体調湿法の次の課題は小形化からさらに一歩進んで熱経済の研究の問題へ，すなわち設備費の低減問題から，運転費の節減の問題へ移行すべきであってこれについても現在かなり明るい解決の見通しを得ている．

7. むすび

以上吸収式調湿機の一つの課題である小形化への一例として エアリフト 形を試作，試験した結果を総合的に述べ，これが予測どおりに非常にすぐれた性能を有するものであることを明らかにした．これによって液体調湿法の最大の欠点であった小形機開発の困難さを克服する端緒を開き経済的にも十分有望であることを立証することができた．

（昭 37－10－9 受付）

参考文献

(1) 佐藤： 吸収式調湿機「三菱電機」36, 474 (昭 37)
(2) 東畑： 液体調湿，続新化学工学講座 (昭 35)
(3) 化学工学便覧，913 (昭 33)
(4) Perry： Chemical Engineer's Handbook, 1438 (1950)
(5) Coulson & Richardson： Chemical Engineering, Vol. 1, 126 (1955)
(6) M. L. Varlamov & Ya. I. Starosel'skii： "J. Appl. Chem.", U. S. S. R., 32, 8 (1959)
(7) 佐藤・小畑： エアリフト に関する実験 (昭 36) (未発表)
(8) 佐藤・小畑： ジャケット 付 エアリフト 管による冷却試験 (昭 36) (未発表)
(9) Calvert & Williams： "A. I. Ch. E. Journal", 1, 78 (1955)

UDC 621. 317. 78

AG形季節別時間帯別料金測定装置

武田克己*・神本明輝*

Type AG Power Rate Measurement Devices Classified by Seasons and Hours

Fukuyama Works　Katsumi TAKEDA・Akiteru KAMIMOTO

In France a new electric power rate system has been in force. The calculate on the power consumption is made based on different rates classified by seasons and hours. This system is well commented by electric power companies in this country and most likely to be adopted sometime. Equipment used in this system, however, needs particularly accurate change-over devices in addition to the general requisites of measuring instruments. Mitsubishi has developed a type AG power rate measurement device to meet the requirements. The operating principle is, what is called, of an individual control system in which a measuring instrument is changed over with a clock mechanism.

1. まえがき

フランス では，夏冬の季節的条件や 1 日のうちの夜間・昼間・ピーク 時など時間帯の条件から使用電力算出条件を細かく分け，それに見合ったそれぞれの電力料金を算出する新しい電気料金制度（緑料金制度と呼ばれている）が実施され，相当な効果をあげているので，わが国電力業界でもその効果を高く評価してこれを採用する機運がでてきている．

しかしこの新しい電気料金制度を実施するためには，季節別および時間帯別に使用する電力を別個に計量させる測定装置が必要となり，しかもこの装置は一般には大口需用家の電気料金の取引に使用されるため，切換時間の精度の高いこと，電力計量の精度の高いこと，故障率の少ないこと，取扱いの容易なこと，負担の小さいことなどが要求される．

この要求にこたえ新しい原理にもとづく AG 形季節別時間帯別料金測定装置を開発した．この AG 形は新しい料金制度，いわゆる緑料金制度の実施に必要な条件を十分満足する測定装置の特性を得ることができたので，この概要を紹介して広く利用をあおぐ次第である．なおはじめに緑料金制度とはいかなるものか，フランス ではどのように行なっているかを紹介し，この装置の認識をあらたにされることを希望するものである．

2. 緑料金制度

緑料金というものは，現在 フランス 電力会社（EDF）が主として高圧需用家を対象として実施している料金制度であり，料金表の表紙が緑色であることからこの名でよばれている．

表 2.1　緑料金制度の料金表

供給電圧（kV）	年間基本料金（kW 当たり）	電力量料金（kWh 当たり）				
		冬（10 月～3 月）			夏（4 月～9 月）	
		ピーク	重負荷	軽負荷	重負荷	軽負荷
		8 時～10 時 17 時～19 時	6 時～22 時 (除ピーク時)	22 時～6 時	6 時～22 時	22 時～6 時
60	49.92	13.24	7.39	3.41	4.94	2.91
15	49.92	15.69	8.69	3.48	5.12	2.98
5	49.92	16.21	8.92	3.51	5.15	3.00

基本料金の単位はフラン

2.1　緑料金制度の内容

それでは緑料金制度はどのような料金制度であるかを具体的に示すため，表 2.1 にその料金表を掲げてみた．

これは フランス のある地区での電力量料金を示す表で，この表から明らかなように夏冬の季節別と 1 日のうちの軽負荷・重負荷・ピーク 別のそれぞれに料金差を設け，しかもその料金差を大きくたとえば冬期の ピーク 時は夏季の軽負荷時の約 5 倍としている．

このように季節や時間によって料金に差をつけているのは，たとえば夏季軽負荷時に使う電気は，高能率の発電所だけ使用すればよいから燃料費が安くつき電気は安くなるが，逆に冬季の ピーク 時つまり負荷がもっとも多いときは低能率の発電所をも運転し，しかも送変電設備が重負荷で稼働するので電力損もふえ，また運転する設備は ピーク 時の需用電力で決まるので，ピーク に対応する設備をしておかなければならないことになり，冬季 ピーク 時の電力は非常に高価となるためである．これらの点を考慮して電気料金を決めるのが原価に対し忠実で合理的なものといえる．ゆえにこのような電気料金制度を実施すれば，需用家は高価な ピーク 時の電力消費を押えるようになり，それだけ支払う料金は安くなり，一方電力会社は電力需給の バランス や電力設備の実動率の向上，ひいては設備投資の合理化にも役立ち，その効果は大であることが考えられるが，フランス の実施例では実際に大きな効果をあげており，たとえば建設資金の節減額は 7 年で約 700 億円で，節減額は年々増加しつつあると伝えられている．要するに現在わが国で行なわれている昼夜別（休日は夜間に含まれる）の 2 種料金制度をさらに細分化して合理的にしたものと考えればよい．

2.2　緑料金制度実施のための設備

緑料金制度を実施するためには，季節別および時間帯別に使用電力を計量する測定装置が必要である．この装置の方式は大別して次の 2 種類が考えられる．

（1）　集中制御方式

これは変電所に高容量の高周波発電機をそなえ，季節別および時間帯別に定められた時刻になれば，指令を発する制御装置が動作して高周波発電機からの高周波 パルス を発信し，送電線および配電線にのったこの パルス により，需用家に取付けられた切換 スイッチ を動作させ季節別および時間帯別に，個別に使用電力を計量

* 福山製作所

させるものである．この方式は上記のように大がかりな設備を必要とするが，需用家が密集している場合でしかも緑料金制以外のたとえば街路灯の自動点滅など他の用途と併用する場合には有利な点が考えられる．

（2） 個別制御方式

これは需用家個々に，季節別および時間帯別に切換える一種のタイムスイッチを取付けて，計量装置を切換え個別に使用電力を計量させるものであり，必然的に時計装置および切換装置は高精度のものが必要となる．

この方式は特別な設備を必要とせず，需用家の密集度に関係なく取付けも容易に行なわれ，緑料金制度を実施できるが普通のタイムスイッチに比べ高精度であることはもちろん故障率の小さいこと取扱いの容易なこと負担の小さいこと等の条件にあう装置が必要である．

2.3 フランスにおいて実施されている装置

フランスで採用されている方式は集中制御方式であり図2.1に示すような発信装置の構成で行なわれている．

すなわち商用周波の3.5倍の高周波発電機の出力は，図2.2のように，設定された季節別および時間帯別切換のパルスを発信する制御装置の制御により，コンタクタを開閉して信号を発信させ，これは送電線または配電線を経て，図2.3のような受信リレーを動作させ，緑料金制度に使用される場合は電力計量装置を切換え，季節別および時間帯別に計量させ取引を行なう．この場合高周波発電機の容量は送電容量の 1/1,000 としている．またこの装置は約 40 種類のパルス信号を出し，季節別および時間帯別の切換パルスのほかに街路灯の点滅，非常呼出など他の用途にも利用されている．

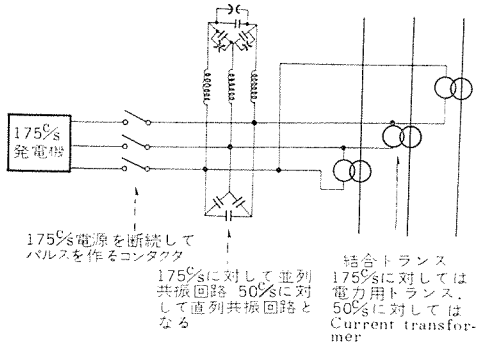


図 2.1 発信装置の構成
Fig. 2.1 Composition of transmitting equipment.

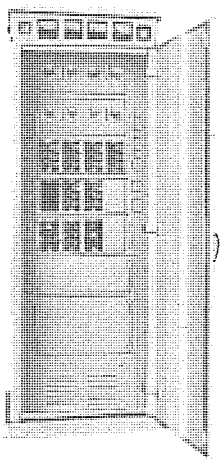


図 2.2 切換パルスを発信する制御装置
Fig. 2.2 Control device sending out change-over pulse.

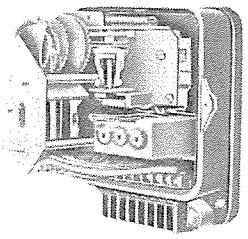


図 2.3 カバーを取はずした 175 c/s 受信リレー
Fig. 2.3 175 cycle receiving relay removed.

2.4 このたび開発した装置

わが国においては，緑料金制度はまだ検討なかばの現状にあり，大きな設備を要する集中制御方式を実施するには種々の問題があり，実施するとすればまず個別制御方式から出発するのが穏当と考えられ，また大口需用家の数，配置などからみても街灯の自動点滅など他の用途を含めないかぎり，個別制御方式での実施が妥当と考えられる．

このたび開発した，AG 形季節別時間帯別料金測定装置は個別制御方式のもので，表2.1に示す季節別時間帯別の電力計量が可能である．以下これの概要について述べる．

3. 特　　長

まずこの AG 形の特長のおもなものを述べる．

（1） 各時間帯の使用電力が直読できる．

最大3個の時間帯別に積算電力量，最大需用電力，積算無効電力量が個別に表示されるから検針はこれらの指示値を読みとるだけで容易に行なえる．

（2） 電力の計量が正確である

積算電力計要素はとくに諸特性の優秀でしかも摩擦トルクなしに衡流信号が取出せる最大需用精密積算電力計（準拠規格 JIS C 1212, JEC 153）を，また積算無効電力計要素には精密計器なみの特性をもつ積算無効電力計（準拠規格 JEC 154）を使用しているので，各種電力の計量が正確である．

（3） 計量装置がパルス切換方式でも個別切換方式でも使用できる．

積算電力計部分，最大需用電力計部分は積算電力量発信装置の発信パルスを切換えて各時間帯の計量器に計量指示させるパルス切換方式であり（この場合，積算電力量発信装置の計量値は各時間帯の計量値の合計を表示する）積算無効電力計部分は各時間帯個々の計器の電圧回路を短絡して電流回路を開放し切換える個別切換方式である．

この使用方法のほかに，積算電力計部分，積算無効電力計部分ともパルス切換方式または個別切換方式いずれにでも使用可能であるので，計器を交換する場合たいへん便利である．

（4） 時計装置が正確に動作する．

時計装置は正確な水晶振動子の個有振動を基準とし，しかもこの水晶発振器をコウ温そうに収納して一層の正確さを保っているので正確に動作する．

（5） 各時間帯の切換作動時刻が正確である．

季節切換および時間帯の切換えは時計装置からの時分秒別のディジタルパルス方式によるから季節および時間帯の切換時刻が正確である．

（6） 切換動作が確実である．

時計装置からの時間帯切換パルス発生機構としては重力閉合方式を採用しており，動作確実な自己保持継電器とあいまって切換動作はきわめて確実である．

（7） 停電補償が長時間行なわれる．

消費電力の小さいトランジスタによる水晶時計方式を採用しており，しかも切換えは約2秒しか流れないパルス電流によって行なわれるから，これがための停電補償用電池の容量が小さくてすみ停電補償時間は長時間となる．また浮動充電方式を採用しているので，電池は常に十分充電されておりいかなる時の停電に対しても長時間補償する．

（8） 負担が僅少である．

前項のように時計装置，切換装置の消費電力が僅少であり，充電される電池の容量が小さく，またコウ温そうの容量も少さくしているので負担が僅少でPTから直接制御電源を得ることができる．

（9） 時刻の合せこみが精度よく容易に行なえる．

粗合わせこみは月日と時分ダイヤルを早まわしすることにより，精密合わせこみは切換スイッチにより電動機の回転で連続的に行なうよう分けてあり，しかもこれらの合わせこみは時計装置を停止することなく，動作中に行なえるので，時間の合わせこみが精度よく容易に行なえる．

(10) 時間帯のプログラムおよび切換時間の設定が容易に行なえる．

プログラムは夏季，冬季別に既設のプログラムプラグをさしこむことにより簡単に設定および変更することができる．時間帯の切換えはパルスで行なう構造となっており大略の目盛合わせでよいので設定および変更が容易である．またこれらは時計装置に影響をおよぼすことなく動作中行なえるので便利である．

(11) コンデンサ回路制御用スイッチを付加している．

時間帯切換とは別に力率改善用のコンデンサを夜間開放するための切換スイッチを内蔵している．もちろんこの目的以外の制御にも使用することができる．

(12) 故障警報装置を付加している．

故障により時間帯切換の時計装置の機能が失なわれたときに警報を発する装置をランプ用とブザー用と2組内蔵している．また警報出力は外部へ取出すことができこのリセットもできる．

(13) 安全装置を付加している．

外部に接続されるコンデンサ回路制御の回路および故障警報回路には，ヒューズがそう入されているので，外部回路の故障による装置内部の損傷が保護される．また制御電源回路にもヒューズがそう入されており内部故障によるPTの損傷が保護される．

これらのヒューズは事故により溶断すれば ヒューズ 箱が光るので事故の発見が容易である．

(14) 監視用時計を設けている．

時計帯切換用の時計指針のほかに時刻の読みとりを容易にするため，一般の時計のような中3針時計を監視用に設けている．

(15) 保守点検が便利である．

内部要素は各装置ごとに単位構造となっているとともに，内部要素全体を引出すことができまた，チェックターミナルをもっているので保守点検が便利である．計量装置は計器素子ごとにテストターミナルを持っているから計量誤差のチェックが容易である．

(16) 長時間手入れを必要としない．

時計装置には低速回転のステップモータ方式を採用してあり，そのトルクも大でしかも全体を防ジン構造として保護しているので，長期間手入れが不要である．また補助電源には保守を必要としない密閉式焼結形ニッケル・カドミ蓄電池を使用しているので普通の蓄電池のような保守手入れの必要がない．

4. 構造の概要

図4.1にAG-1形の外観，図4.2にトビラを開いた場合内部の名称説明および構造，図4.3に外形寸法を示す．図示のように内部各素子は封印可能な外トビラ内に装着され，必要部分だけに設けた強化ガラスを通して，外部より監視および測定できるようになっている．

装置全体は，図4.4のブロックダイヤグラムのように構成されている．コウ温そう内に入れられた水晶振動子の固有振動数は，逓降ののち三相に変換されてステップモータを回転させ，合せ込み装置および較正信号発生装置をもついわゆる較正器を経て時間帯切換開閉器を動作させ，計量装置の電圧，電流回路を切換え，設定された時間に相応した時間帯の計器に計量させる．またこの回転は季節切換開閉器にも伝えられ設定された夏冬別の時間帯の変更を，自動的に行なうようになっている．一方ステップモータの回転は監視用時計および故障警報検出部にも伝えられ回転が停止した場合，警報を発するようになっている．

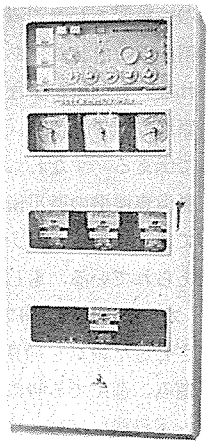


図 4.1 AG-1 形外観
Fig. 4.1 Exterior view of type AG-1.

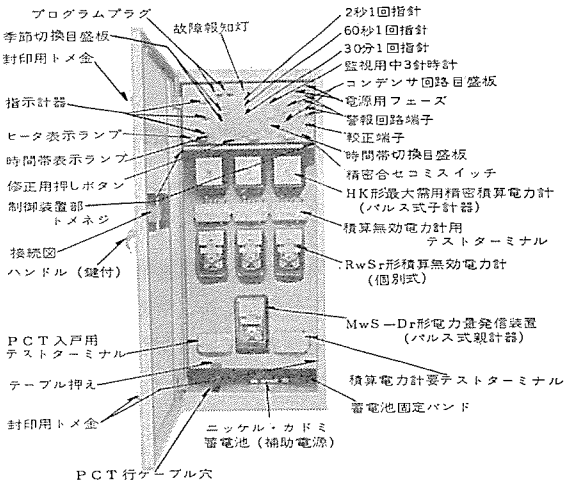


図 4.2 AG-1 形構造および各部名称
Fig. 4.2 Type AG-1 constructions and names of component parts.

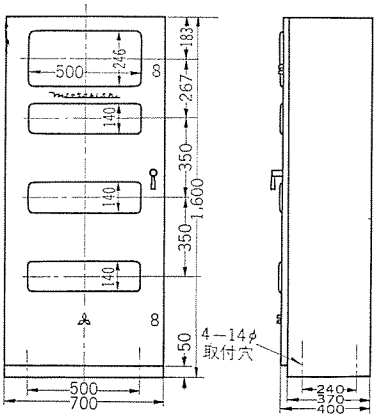


図 4.3 外形寸法図
Fig. 4.3 Outline dimension.

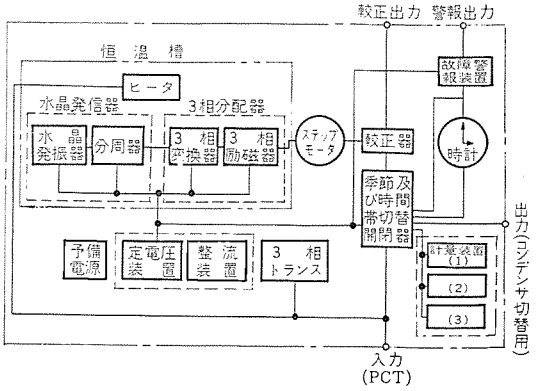


図 4.4 ブロックダイヤグラム
Fig. 4.4 Block diagram.

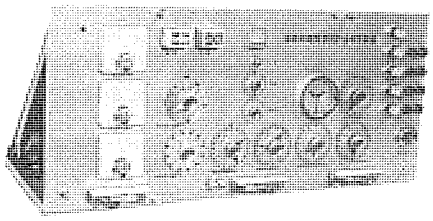


図 4.5 制御装置（正面）
Fig. 4.5 Front view of control device.

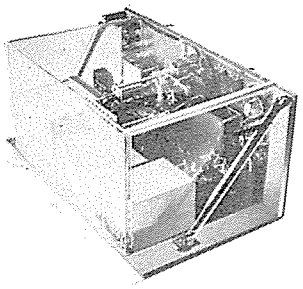


図 4.6 制御装置（裏面）
Fig. 4.6 Back view of control device.

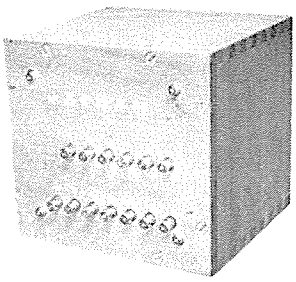


図 4.7 水晶発振器部
Fig. 4.7 Crystal oscillator.

図 4.8 水晶発振器部内部
Fig. 4.8 Interior of crystal oscillator.

水晶発振器部・時間帯切換装置部・故障検出装置部および予備電源である蓄電池には定電圧装置をもつ電源装置から電源が供給され停電事故の場合は十分充電されている蓄電池から電源が供給され，停電補償を行なう構造となっている．

細部は次のようになっている．

4.1 制御装置部

制御装置部は計量装置を季節別および時間帯別に切換計量させる制御を行なう部分で，図4.5に正面，図4.6に裏面からみた外観を示す．

制御装置部は次のように構成されている．

（1） 水晶発振器部

図4.7に水晶発振器部を示す．水晶発振器部は水晶発振器と3相分配器からなり，年間平均気温の最高温度である35°Cをサーモスタット で保つ（ヒータ 付）コウ 温そうに内蔵され，温度変化による発振周波数変動をおさえ，時計装置としての精度をより高度に保つようにしている．図4.8に内部構造を示す．なお図示の小形バリコン は発振周波数を微調整するもので，これにより発振周波数の絶対値をより正確に調整できるようにしている．

3相分配器の出力は ステップモータ に加えられこれを回転させるが，水晶発振器から ステップモータ までの動作原理，構造については本誌に掲載されている「水晶時計付記録積算計器」の水晶発振器・3 相分配器・ステップモータ とまったく同じであるので，これを参照していただきたい．

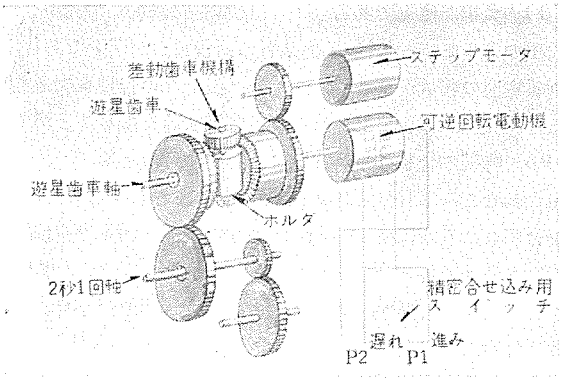


図 4.9 精密合わせ込み装置の原理
Fig. 4.9 Principle of precision gear train.

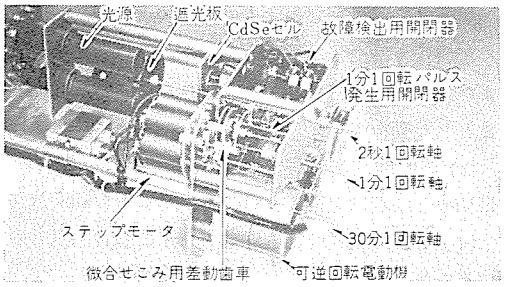


図 4.10 時計装置
Fig. 4.10 Exterior view of clock device.

（2） 精密あわせこみ部

高精度の時計装置であるので，時間のあわせこみも精度よく行なわれないと効果が少ない．このため図4.9の精密あわせこみ装置の原理に示すように，ステップモータ の回転出力を差動歯車機構を通して伝える．すなわち図4.9において可逆回転電動機の出力軸を差動歯車機構の遊星歯車軸に伝え，常時は可逆回転電動機が停止しているので，ステップモータ の回転は歯車群を経て2秒1回転軸に伝えられている．もし時計装置が遅れていれば，精密あわせこみの スイッチ を進め側に入れて，可逆回転電動機を矢印の方向に回転させ遊星歯車を加算する方向に公転させればその回転だけ時計が進み，進んでる時にはその逆にすればよい．この装置では可逆回転電動機に回転速度 1 rpm のものを使用しており，電動機を 1.5 秒正転または逆転させれば 1/10 秒の進みまたは遅れを得られるようにしてある．

この部分の外観は時計装置を示す外観図である図 4.10 に示してある．

なお月，日，時，分のあわせこみは押し ボタン 操作の クラッチ により行なうようになっている．

（3） 較正装置部

時計装置を高精度で動作させるためには，さらに高精度の時間の基準が必要である．ゆえにこの装置では，時間の較正は JJY 電波により行なう．周知のように JJY 電波はたとえば 10 Mc 帯においては 1 秒間に 1 回 0.02 秒，1 分間に 1 回 0.2 秒，1,000 c/s の音が消えるので，これと同じ関係で時計装置から パルス を出し，JJY の パルス と 2 現象 オシロ で比較較正を行なうようにしている．

JJY 電波と同じ関係の パルス を得るには，回転軸の回転速度が早いため機械的に パルス を取出すことができず，回転軸にとりつけられた シャ 光円板の スロット より出る光 パルス を，電気 パルス に変化して取出すようにしている．この状態を図 4.10 に示してい

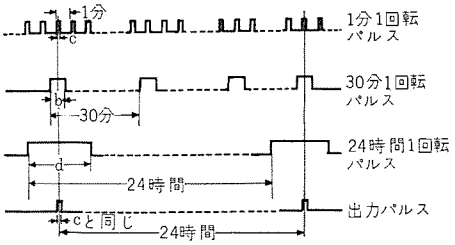


図 4.11 切換 パルス 発生原理図
Fig. 4.11 Principle diagram of change-over pluse generation.

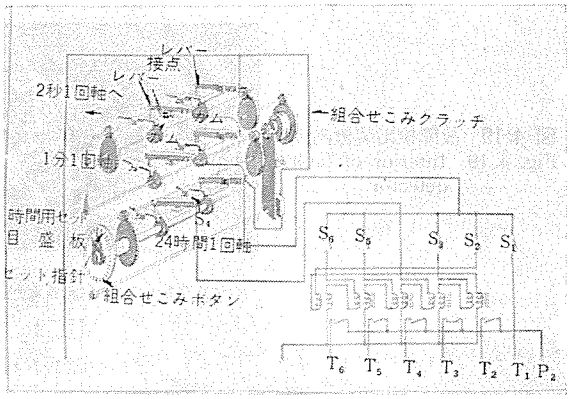


図 4.12 時限切換装置
Fig. 4.12 Time limit change-over device.

る．なお受光体には時間遅れのすくない cdse セル を使用している．

2 現象 オシロ のない場合は，2 秒 1 回および 1 分 1 回転軸の指針を眼で見ながら JJY 電波を音で聞いても，合せこみまたは較正が十分行なわれることが製作後に確認された．

（4） 時間帯切換装置部

時間帯切換は パルス で行なわれるが，この切換 パルス 発生の原理を図 4.11 および図 4.12 に示す．精密あわせこみ装置を経た出力回転は，1 分 1 回転，30 分 1 回転および 3 組 6 回路の 24 時間 1 回転の軸に減速されて伝えられるが，これらの軸には同一形状で切欠部をわずかずらせて固定した カム が設けられ，この周上に重力により圧着 シュウ 動する レバー が接し，ずらせた量に相当するわずかの時間だけ接点が閉合する早入早切動作の開閉機構が設けられ，パルス を発生させる．この状態は図 4.11 に示すように，減速後（たとえば 30 分 1 回転）の軸が発生する パルス 幅（たとえば 1 分）を，減速前（たとえば 1 分 1 回転）の パルス 間隔とほぼ同じとして，減速前と減速後の パルス の中心をあわせ，各接点を直列に接続し，各軸の接点が同時に閉合する時だけ出力 パルス（たとえば 2 秒幅の パルス）を発生する構造にしている．

ゆえに時間帯切換のための 24 時間 1 回転軸における セット は，目標の目盛付近でよいことになり，セット が楽に行なわれ，しかも切換 パルス は 1 分 1 回転軸の パルス によって，行なわれるから切換時間誤差を非常に少なくすることができる．

24 時間 1 回転する軸は 3 組設けられ，各軸には上記 カム 機構と一体をなす切換 セットレバー が 5 個設けられて セット されるようになっている．この カム 機構による開閉接点は，一方は 30 分 1 回転軸の開閉接点に共通に，他方はおのおのの自己保持継電器の閉合巻線とその前に閉合動作を行なう自己保持継電器の開放巻線とに接続され，これら 5 個の自己保持継電器は リング 状に接続されている．ゆえに セット された切換時刻になれば，各軸の開閉接点は閉合して 1 分 1 回転軸のわずかの閉合時間（たとえば 2 秒）だけ自己保持継電器に電流が流れ，その前の時間帯の継電器の接点を開放するとともに，その時の時間帯の継電器の接点を閉合させ，その状態を維持し，このような動作を各時間帯ごとに 24 時間 1 回の周期で繰返す．5 個の自己保持継電器の出力は，さしかえにより時間帯の順序の変更などを自由に変える プログラムプラグ により，昼間・センン頭・夜間の時間帯制御を行ない，設定した時間帯の計量装置に計量させるとともに ランプ により該当時間帯を表示させる．

時間帯切換は，1 分 1 回転軸の レバー が カム の切欠部に落ちこんだ瞬間に行なわれるから，時計装置の誤差とほぼ同じとなり正確な切換が行なわれる．一方自己保持継電器は直流電源から電力の供給を受けているので停電の影響がなく，またごく短時間（たとえば 2 秒）しか励磁されないから電力の消費は僅少である．

コンデンサ 制御用切換は，時間帯切換用 24 時間 1 回転 ダイヤル に連動する独立した 2 組の ダイヤル を用い，その希望開閉時刻に指針を セット すれば スイッチ が自動的に動作し開閉する．図 4.10 に時計装置の パルス 発生用開閉接点の一部分を図 4.13 に 24 時間 1 回転軸の時間帯設定用切換開閉器群を，図 4.14 に自己保持継電器群を示す．

（5） 時間帯 プログラム 設定部

時間帯別に切換えられた信号は季節別に切換えられ各季節ごとに取出せるが，この場合所定の時間帯に選別する必要がある．このためにさしかえ可能の プログラムプラグ 内で接続線によりまとめられ制御装置出力として計量装置部を動作させる．プログラムプラグ の カバー をはずした外観を図 4.15 に示し，内部にどの プログラム が動作しているかを示す ランプ を内蔵している．

（6） 季節切換装置部

24 時間 1 回転軸からさらに減速した 5 日 1 回転軸，365 日 1 回転軸を設け，おのおのに設けた開閉接点の働きにより時間帯別の

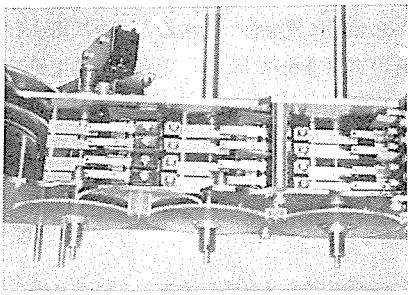


図 4.13 時間帯設定用切換開閉器群
Fig. 4.13 Change-over switch group for time zone setting.

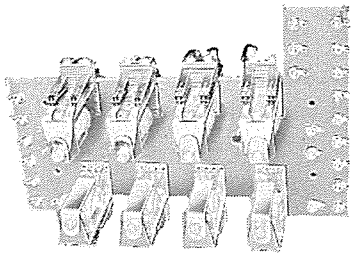


図 4.14 自己保持継電器群
Fig. 4.14 Group of self holding relays.

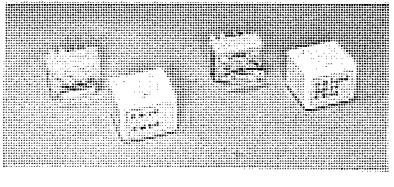


図 4.15 プログラムプラグ
Fig. 4.15 Program plug.

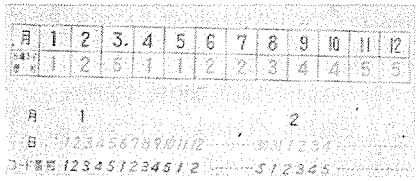


図 4.16　季節切換5進法
Fig. 4.16　Seasonal change-over quinary.

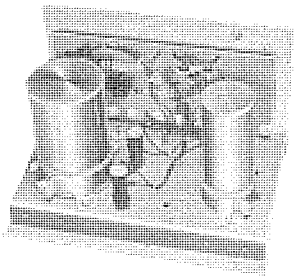


図 4.17　電源装置内部
Fig. 4.17　Interior of power supply.

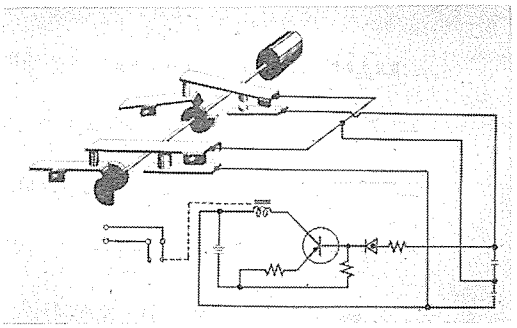


図 4.18　故障警報装置原理図
Fig. 4.18　Principle diagram of fault alarm.

切換装置と同様の原理によって，夏冬別に自己保持継電器を動作させて切換える構造になっている．5日1回転軸を設けこれに設定レバーを設けたのは，電力料金取引の関係上毎月の1日午前0時が基準になるので，季節別の切換をこの時に行なわねばならないが，この切換精度を保つために5進法を採用したからである．すなわち1年365日は5で割りきれるので，1月1日を1とし，5進法で毎月の1日の コード 番号を求めれば図 4.16 のようになり，この数字にあうように，5日1回転軸と365日1回転軸とを セット すれば，365 日の分割が多くて セット しにくい難点がのぞかれ セット が容易でしかも精度を保つことができる．切換えは時間帯切換装置の1分1回転軸の切換開閉器と直列に接続することにより切換時間誤差を僅少としている．なお うるう 年の場合は，2月1に1日手動で遅らせねばならない．

（7） 電源装置部

電源装置は，停電補償のための蓄電池を充電させる充電装置を兼ねた定電圧装置としており カバー を取はずした外観を図 4.17 に示す．この装置は充電方式に浮動充電方式すなわち蓄電池の定格電圧（たとえば 9.6 V）の 1.2 倍（たとえば 11.5 V）の電圧を常に蓄電池に供給しておく一方，負荷である水晶発振器，3 相分配器，切換用継電器および故障警報装置にもこの電圧を加え停電時には蓄電池から負荷に電源を供給する方式を採用するため定電圧が必要となる．電源 トランス は PT を直接制御電源とするので負担の バランス の関係上三相 トランス を使用し一次側は△結線され，二次側は電圧が逓降されてY結線となり，整流された直流電圧は ゼナーダイオード の ゼナー 電圧と比較され，この差が増幅されて回路電圧を一定（たとえば 11.5 V）に保ち，負荷と蓄電池に電源が供給される．

充電方式に浮動充電方式を採用することにより構成が簡単となり，また常に十分充電された状態を維持するから，いかなる停電に対しても十分機能を発揮することができる．

（8） 故障検出装置部

確率的に故障が考えられるのは時計装置であり，またこの故障は季節別および時間帯別の切換えを行なわなくなるので致命的である．ゆえにこの部分の故障を検出すればよいことになるが，水晶発振器，3 相分配器などはすべて Flip-Flop または NOR であるので時間遅れとか進みとかの故障はなく，故障は時計装置が回転するかしないかでこれを検出すればよい．このために コンデンサ の充放電を利用しており，その原理を図 4.18 に示す．図において 30 秒 1 回転軸に取つけられた カム による開閉接点により，二つの コンデンサ が交互に充放電され，充電のための電流は トランジスタ の ベース 電流により供給されるので，回転中は ベース 電流が常に流れて コレクタ 回路にある継電器の常閉接点を開放しているが，回転が停止すれば コンデンサ の充電電流が流れなくなり継電器

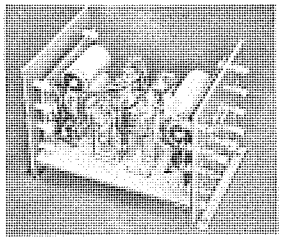


図 4.19　故障検出装置内部
Fig. 4.19　Interior of fault detector.

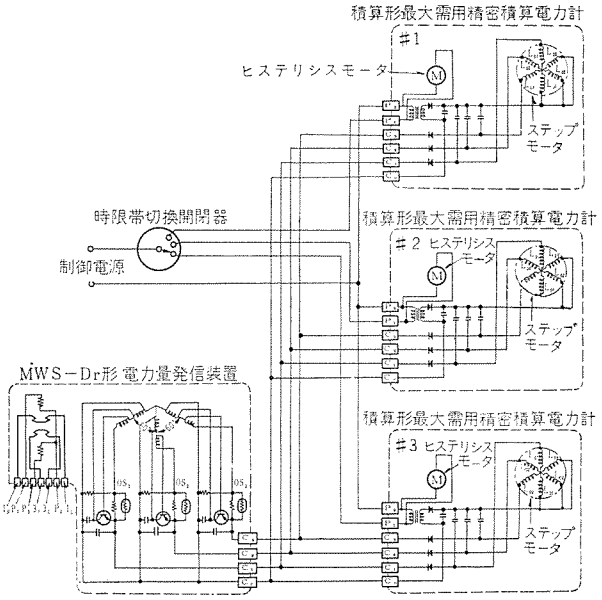


図 4.20　パルス 切換方式の接続
Fig. 4.20　Connection pulse change-over system.

が消勢されるので接点が閉合し警報を発する．なお バイアス 回路に正温度係数の セミスタ をそう入することにより温度特性を良好としている．この装置は ランプ 用と ブザー 用と独立して2組設け，ランプ は装置内前面において点灯表示するとともに ブザー 用は自己保持継電器を通じて外部に警報が出されるようになっている．ゆえに外部出力は一度故障が発生すればたとえ故障が回復しても故障があったことを表示し，リセット して始めて外部の警報が停止する．図 4.10 に故障検出用の開閉接点の外観を図 4.19 に カバー を外した故障検出器部の外観を示す．

（9） 機械的構成

主要部機械的構成は，後述する季節別月別時間帯別料金測定装置の構造図とほぼ同じであるので省略する．

4.2　計量装置部

時計帯別に計量するものとしては，積算電力量，最大需用電力および積算無効電力量の3種類が必要となる．この装置に使用したものは，積算電力量，最大需用電力を計量する MWS-D 形電力量発信装置1台，HK 形最大需用精密積算電力計3台，積算無効

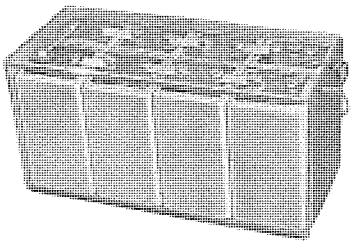


図 4.21　予備電源部
Fig. 4.21　Space power supply.

電力量を計量する RWSr 形積算無効電力計 3 台であり，MWS-D 形と HK 形とは パルス 切換方式，RWSr 形は個別切換方式を採用している．

（1）　パルス 切換方式

これは 1 台の発信装置をもつ計器から発信する パルス を切換えて数台の受量器のうち所定の 1 台に計量させる方式であり，図 4.20 のように接続されている．受量器の入力端子は全部並列に接続されており，制御電源の切換えを行なうものである．切換えられて制御電源がはいっている最大需用精密積算電力計は，時限用の ヒステリシスモータ が回転して，需用時限を与えるとともに整流された直流電源により ステップモータ が回転し，積算電力量と最大需用電力とを計量させる．他の電源のきていない計器は直流電源がないため，計量を行なわず停止している．回路に直列にそう入されている整流器は計器相互間の干渉を防止するものである．原理動作については「HK 形最大需用精密積算電力計」を参照されたい．

（2）　個別切換方式

これは計量させる計器だけ，電圧回路に直列な回路を閉路し電源回路に並列の回路は開放し，他はこの逆を行なって計量させる一般的な方法であるので詳細は省略する．なおこれからの切換えは，制御装置の出力に接続された継電器で行なう．

4.3　補助電源部

停電補償のための補助電源には液のとりかえ注入の必要のない半永久的な密閉式焼結形 ニッケルカドミ 蓄電池を使用し，これを最下部に取付けている．外観を図 4.21 に示す．

5.　季節別月別時間帯別料金測定装置

以上の装置では，たとえば図 5.1 に示すような時間帯であれば閏年の修正のほかは何年でも自動的に同じ プログラム で夜間・昼間・せん頭別に電力が計量されるが，ここで問題になるのは夏季から冬季または冬季から夏季に切換わった月の 1 日の 0 時 0 分 0 秒より，計量値を検針するまでの時間的ずれである．この理由は，夏季と冬季では同じ夜間または昼間でも電気料金に大幅な差があるにもかかわらず，一つの計量器に一緒に計量されてしまうからである．ゆえにこれを区別して検針するためには，1 日 0 時 0 分 0 秒に検針を行なわねばならず，これでは季節切換えを自動的に行なう意味がなくなる．もし一緒に計量されることを 10 時間程度許すとしても，1 日の午前中には検針に行かねばならず，これではこの

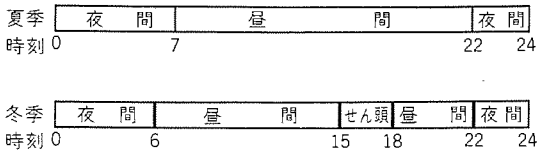


図 5.1　時間帯設定の一例
Fig. 5.1　Example of time band setting.

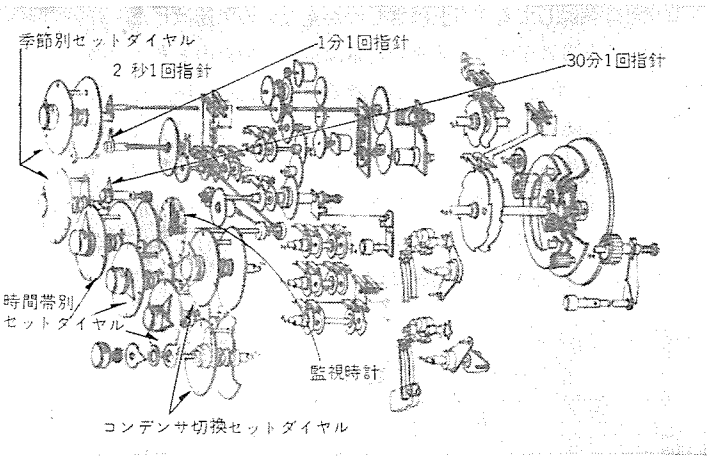


図 5.2　AG-2 形の機械的構造
Fig. 5.2　Mechanical construction of type AG-2.

装置を多数の需用家にとりつけた場合の検針が不能になる．

このような問題を解決する方法としては，毎月 1 度は検針に行くので，たとえば隔月ごとに個別に計量するような奇数月用と偶数月の計器を設け，さらにおのおのに夜間，昼間，せん 頭別の計量装置を設けて毎月の 1 日 0 時 0 分 0 秒に切換え計量させればよい．ただし計量装置が 2 倍必要となるので パルス 切換方式が有利となる．このような月別の切換えをも行なうようにしたのが AG-2 形季節別時間帯別料金測定装置である．原理，構造動作は AG-1 形とほぼ同じであるのでくわしい説明は省略し，とくに異なっている点だけ述べる．

5.1　制御装置部

毎月 1 日に設定する セット 装置を廃して，毎月 1 日に パルス を発生する開閉器を設け夏季，冬季の代りに奇数月，偶数月としてある．内蔵した セット 機構をなくしたので精度が高まり 5 進法の必要がないので 1 日 1 回転軸を月別切換 パルス 開閉器に用いられる．

その機械的構造を図 5.2 に示す．制御装置の出力は AG-1 形では夏季冬季ひとまとめでででいたが奇数月用，偶数月用と分かれて出ることになる．外観はほぼ同じであるので省略する．

5.2　計量装置部

積算電力量，最大需用電力を計量する HK 形最大需用精密積算電力計は 6 個となるが，積算無効電力は一般には昼間（せん 頭時を含む）の力率算定に用いられるので，奇数月用と偶数月用と

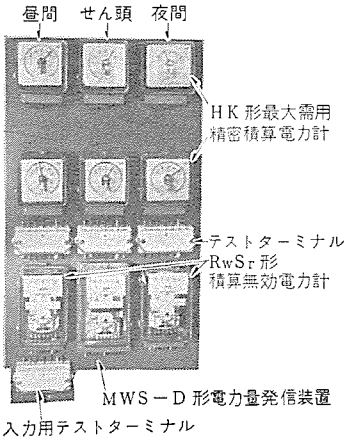


図 5.3　計量装置部
Fig. 5.3　Register section.

各1個計2個にしても実用上はさしつかえないので節減した.

外観を図5.3に示す. 季節別の計量は毎月の検針のときに次の月の プログラム を セット することができるので プログラムプラグ をさしかえて帰ることにより容易に行なえる. とにかく毎月の1日0時0分0秒に切換っているので, 検針に行った時には前の月の1日0時0分0秒から月末の日の24時0分0秒までの各時間帯の計量がそのまま残っているので, 検針はその月の何時行なってもよいこととなり前記のような問題は解消される.

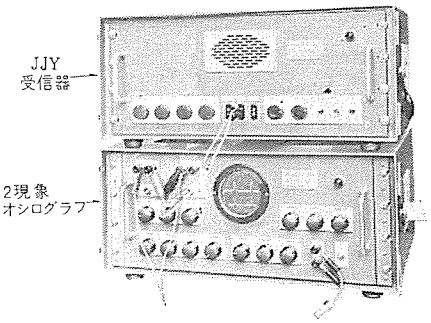


図 6.1 JJY 電波による較正
Fig. 6.1 Calibration by JJY electric wave.

表 6.1 仕 様

形 名	AG-1	AG-2
制御電源		
定格電圧	AC 110 V 3 相 3 線	左に同じ
定格周波数	50 c/s 60 c/s 共通	〃
動作電圧変動範囲	110 V ±20%	〃
定格負担(計量装置なし)最大1相当たり	25 VA	〃
〃 (〃 あり) 〃	36 VA	〃
時計装置		
方 式	水晶時計 (コウ温そう付)	〃
日 差	0.5 秒以内	〃
確 度	0.5×10^{-5}	〃
粗合わせこみ可能時間	1 分以内	〃
精密合わせこみ可能時間	0.1 秒以内	〃
監視用時計	中3針式時計	〃
制御装置		
季節別切換数	2	0
月別切換数	0	2
時間帯別切換数	3	左に同じ
切換区切数 (1 年を通じ) 最大	5	6
コンデンサ制御切換数	2	左に同じ
コンデンサ制御回路接点容量	AC 110 V 5 A	〃
時間帯設定方式	プログラムプラグによるさしかえ	〃
季節別切換時間誤差	時計装置に対し 0.2 秒以内	〃
時間帯別切換時間誤差	〃 0.2 秒以内	〃
最小区分可能時間	30 分	〃
コンデンサ制御切換時間誤差	時計装置に対し 5 分以内	〃
季節別切換日時	セット月の1日0時0分0秒	〃
時間帯別切換時分	セットした0時0分0秒または0時30分0秒 (たとえば16時0分0秒 16時30分0秒)	〃
コンデンサ制御切換時分	任意に選定	〃
計量装置		
取付可能数	積算電力量発信装置 1 組	〃
	積算無効電力計 3 〃	2 組
	最大需用精密積算電力計 〃	6 〃
切換方式	パルス式, 個別式共に可能	〃
停電時の動作補償時間	連続 100 時間	左に同じ
動作する周囲温度範囲	−15°C〜+55°C	〃
故障警報装置		
ランプによるもの	器内表示灯 1 灯	〃
	外部出力 1 回線 (接点容量 最大 AC 110 V 1 A)	
ブザーによるもの	外部出力 1 回線 (接点容量 最大 AC 110 V 1 A)	〃
リセット	可能	〃
安全装置	外部回線と接続する回路にヒューズ付加, ヒューズが溶断すればランプ表示	〃
補助電源		
種 類	密閉式焼結形ニッケル・カドミ蓄電池	〃
定格電圧	9.6 V	〃
容 量	6 Ah (10 時間率)	〃

6. 特 性

表6.1に示すような仕様が満足される. とくに特性上の問題点はないが, 経年変化がいかになるかは今後の試験を得なければ不明であるが, 各部品は他の機器で実績のあるものを使用しているので相当の年月使用に耐えるのではないかと考えられる. 参考のため JJY 電波と比較試験中を図6.1に示す.

7. むすび

緑料金制度そのものがまだ実施されたものではなくまだ検討中の段階であるので, この装置がすぐに多量に使用されることはないが, 予備段階としてすぐにでも実施可能の特別契約の需用家に実施してその価値を確認し, 普及させるのも一つの方法ではないかと考えられる. ただあとに寿命の問題が残るがこれは試作品の結果をみながらさらに向上させていく必要があると考えられる.

最後にこの装置の開発にあたり種々ご指導ご鞭撻をいただいた中部電力株式会社営業部配電技術課の皆様に謝辞をお送りするものである.

参 考 文 献

(1) 海外電力調査会: 欧米の電気料金 (1961)
(2) 武田・林・相田: HK 形最大需用精密積算電力計, 「三菱電機」35, No. 11, p. 72 (昭 36)

UDC 621. 317. 785

水晶時計付記録積算計器

武田克己*・林　正之*

Recording Watthour Meters with Crystal Clocks

Fukuyama Works　Katsumi TAKEDA・Masayuki HAYASHI

Recording watthour meters have come in use lately for the dealing of electric power under special contract. The rate of power is governed by the recorded time in many cases, which naturally leads to a strong desire of improving the accuracy of clock devices. A point particularly poses a problem is accumulated errors of the clock device. The conventional clock is provided with a escapement, from which high accuracy can hardly be expected. To overcome this difficulty, a recording watthour meters with crystal clock has been developed now. It makes use of the natural oscillation of a crystal oscillator as the reference of time together with other necessary components for the meter. This article covers the brief description of this new product.

1. まえがき

最近，記録積算計器を特別契約において電力料金の取引に使用されることが多くなり，料金は記録時刻に大きく関係するので，時計装置の精度向上が強く要望されてきた．

ここでとくに問題になるのは時計装置の累積誤差である．従来のような テンプ を使用する方式では精度に限度があり，しかも積算計器を制御するための トルク を時計装置からとらねばならないので トルク の変動によりさらに精度は低下する．

そこで，この要望にこたえ新しい構想にもとずく水晶時計付記録積算計器を開発した．この記録積算計器は，時間の基準に水晶振動子の固有振動を利用し，駆動源に ステップモータ を使用して，周波数変換部，電源部などを トランジスタ 化することにより種々の特長を得ることができたので，この概要を紹介して広く利用をあおぐ次第である．

2. 特　長

まず，水晶時計付記録積算計器の主として時計装置の特長のおもなものを述べる．

（1） 累積誤差が少なく高精度である．

水晶振動子の固有振動を利用しているので高精度であることは当然であるが，周波数微調器により精度向上をはかるとともに，これにより年間を通じての周囲温度変化の影響を少ないように調整しているので累積誤差が少なく高精度である．

（2） 小形軽量である．

水晶時計付としたにもかかわらず小形 ステップモータ を駆動源としたため，停電補償部分を含めた全体が小形であるので，従来の記録積算計器内に全部収納でき，外形寸法をまったく同じとすることができる．

（3） 負担がわずかである．

小電力の小形 ステップモータ を3相分配器で励磁駆動させるため，消費電力が少なく，負担がわずかで計器用変成器を直接制御電源として使用することができる．

（4） 小容量の蓄電池で，停電補償が長時間行なわれる．

水晶時計装置の消費電力がわずかであるため，停電補償のための蓄電池の容量が少なくてすみ，補償電源の蓄電池が小容量で長時間の停電補償ができる．

（5） 低温度における動作が可能である．

一般の テンプ 式時計であれば低温度においては潤滑油の硬化のため使用不能となるが，トルク の大きい ステップモータ を駆動源としたため，低温度での動作が可能となる．

（6） 動作が確実である．

水晶振動子からの周波数の逓降回路および3相分配回路は，すべて FLIP-FLOP 回路で，また3相励磁回路は，NOR 回路で構成され，ON か OFF の信号を利用するので追従が確実な ステップモータ 方式とあいまって時計装置の動作が確実である．

（7） 出力 トルク が大で動作が安定である．

駆動源の ステップモータ の トルク が大であるので，その出力は テンプ 式時計装置に比しいちじるしく大で，これがため記録装置を安定に動作させることができる．

（8） 保守点検が容易である．

水晶発振器，3相分配器，電源部など，ユニット 別になっているので保守点検が容易である．

（9） 保守が長期間不要で寿命が長い．

可動部の ステップモータ は低速回転であり，摩耗少なく，停電補償のための蓄電池は保守をまったく必要としない．密閉式焼結形ニッケルカドミ 蓄電池であるので保守が長期間不要で寿命が長い．

3. 構造の概要

図3.1に トランジスタ を利用した発信装置をもつ MWS-Z5 形精密積算電力計と，この発信 パルス により，積算量を印字すると同時にその差も印字する MZ-11CHF 形水晶時計付記録積算電力計の外観を，図3.2にその内部構造を示す．

水晶時計付記録積算計器は，従来の テンプ 式時計による記録積算計器の時計部分を水晶時計におきかえたものであり，記録積算計器部分については，MZ-3D 形，MZ-3H 形，MZ-11 形，MZ-11H 形として，すでに紹介ずみであるので，ここでは水晶時計部分についての概要を述べる．

この水晶時計が従来のものと最も異なっていることは，水晶振動子の周波数逓降から駆動源の出力まで，すべて デイジタル 化し，駆動源に ステップモータ を使用して時計装置を動作させることであり，この方式の採用により前記のような種々の特長を得ているも

* 福山製作所

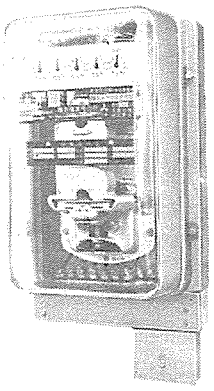


図 3.1 (a) MWS-Z5形精密積算電力計(発信装置付)
Fig. 3.1 (a) Type MWS-Z5 precision watthour meter (with transmitter).

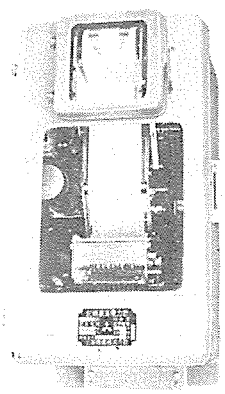


図 3.1 (b) MZ-11CHF 形水晶時計付記録積算電力計
Fig. 3.1 (b) Type MZ-11CHF recording watthour meter with crystal clock.

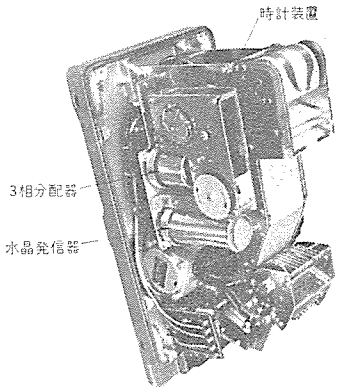


図 3.2 MZ-11CHF 形水晶時計付記録積算電力計内部
Fig. 3.2 Interior of type MZ-11CHF recording watthour meter with crystal clock.

のである．図 3.3 にその ブロックダイヤグラム を示す．図 3.3 より明らかなように，水晶発振子の固有振動は逓降されて 3 進回路にて 3 相に分配され，3 相励磁器にて ステップモータ を励磁し回転させる．この回転により時計装置を動作させ，記録装置を制御印字させる．水晶発振器，3 相分配器の動作に必要な電源は停電補償用の蓄電池をもつ電源装置から得られ，電源 トランス および記録装置動作に必要な制御電源は外部より得る．

3.1 水晶発振器の構成

水晶発振子の固有振動数は一般に高くこの装置では 3.2 kc であるので周波数を逓降させねばならない．

逓降の方法には，FLIP-FLOP 回路で 1/2 ずつ逓降さす方法，ONE-SHOT-MULTI 回路で 1/5, 1/6 と逓降さす方法とがあり，後者は簡単で消費電力は少なくなるがとくに温度変化に対し，不安定な点があるので，動作確実で安定性のある前者を使用している．

FLIP-FLOP 回路とは，図 3.4 に示すような回路で電源が供給されるとどちらかが ON となり，他方は必ず OFF となる．パルス が 1 個入力にはいると，今まで ON であった方が OFF となり，OFF であった方が ON となって，その状態を維持し，次の パルス でまた逆に入れかわり，もとの ON, OFF の状態となる．以下入力 パルス によってこの動作を繰返えすものである．ゆえに ON と OFF の反転する時に パルス が発生するが，これは二つの入力 パルス に対し一つの パルス が出力より発生し，パルス が 1/2 ずつに逓降され，この装置では 3.2 kc から FLIP-FLOP 7 段で

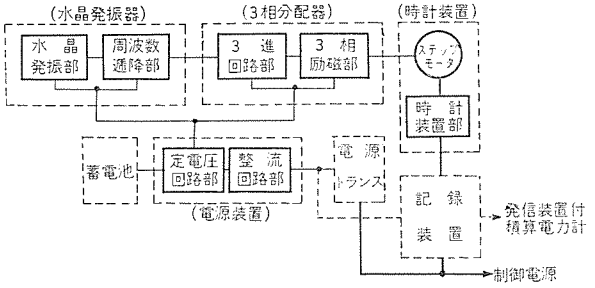


図 3.3 水晶時計付記録積算計器 ブロックダイヤグラム
Fig. 3.3 Block diagram of recording watthour meter with crystal clock.

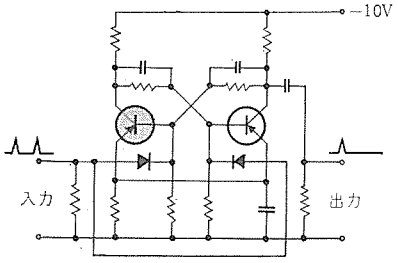


図 3.4 FLIP-FLOP 回路図
Fig. 3.4 FLIP-FLOP circuit diagram.

25 サイクル に パルス が逓降されて 3 相分配器に加わる．

3.2 3 相分配器の原理と構成

図 3.5 に 3 相分配器の接続を示す．前項で述べた FLIP-FLOP 回路を 2 段設ければ四つの入力 パルス でもとの状態にもどる，すなわち 4 進回路となるが，このうち 1 パルス を負帰還してやれば 3 進回路となり，これを適宜分配すれば 3 相分配器となる．

図 3.5 において，3 相分配器の動作を説明する．3 相分配器の動作原理を示す図 3.6 において，第 1 の状態のとき，入力 パルス が 1 パルス 入った時を考える．

このときには Tr_4 が OFF の状態であるので，抵抗 R_7 により，P 点は負電位に保たれ，Tr_1, Tr_2 は反転せず一方，Tr_3 のベース には正電位の パルス が加わるので不導通となり Tr_3 と Tr_4 とが反転して第 2 の状態となる．次に 1 パルス はいったときには Tr_4 が ON の状態であるので P 点は正電位に保たれ，Tr_1 のベース に正電位の パルス が加わるので不導通状態となり，Tr_1, Tr_2 は反転する．一方 Tr_3 は不導通状態であるので関係なく，Tr_4 はベース に正の パルス が加わった時，すなわち Tr_1 が OFF の状態か

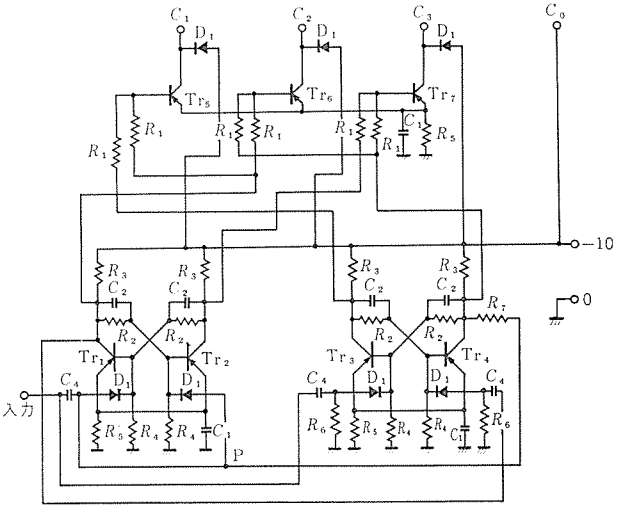


図 3.5 3 相分配器接続図
Fig. 3.5 Connection diagram of three phase distributer.

らONの状態に反転した時しか反転しないので，そのままで結局第3の状態となる．

さらに1パルスはいった時には Tr_1 がONであるので Tr_1 と Tr_2 が反転し，この反転による パルス により Tr_4 が反転するゆえ，第4の状態となるがこの状態は第1の状態と同じであり，以下この動作を繰返し，3 進することとなる．

3 相励磁回路は NOR による OR 回路を利用し，上記3進回路の出力を組合せたものである．すなわち，3 進回路の各 トランジスタ の出力電圧を Tr_1 と Tr_3 は Tr_5 に，Tr_1 と Tr_4 は Tr_6 に，Tr_2 と Tr_4 は Tr_7 に，それぞれ加えれば図3,6より明らかなように，ベースに電圧が加わらない トランジスタ のみ不導通状態となり他は導通状態となる．これが1パルスずつ パルス がはいると Tr_5, Tr_6, Tr_7, Tr_5……と移行していく．

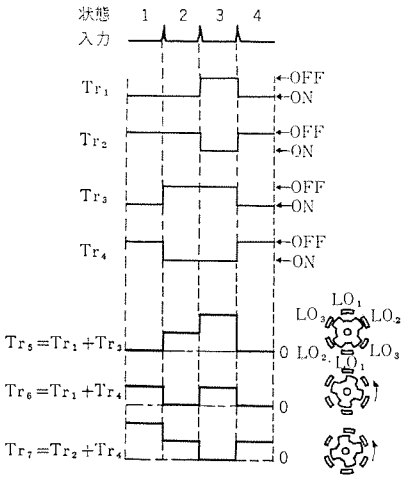


図 3,6 3 相分配器動作原理図
Fig. 3.6 Diagram showing principle of three phase distributer.

水晶発振器および3相分配器は図3,7に示す外観図のように分かれて ユニット 別になっており，自由にさしかえができるようになっている．

ただし，構成の都合上通降の FLIP-FLOP の最終段は3相分配器側に組込まれ，したがって水晶発振器の出力は 50 c/s となっている．

3,3 時計装置の構成

駆動源の ステップモータ は図3,8 に示すように ロータ 4 極，ステータ 6 極で ステータ の対向する極の励磁 コイル は直列に接続され，3 相分配器の出力端子に接続されている．ゆえに パルス が次々とはいると，ステップモータ は1相ずつ励磁をとかれ，すなわち2相励磁で回転動作を行なうこととなる．この状態を図3,6に示す．

Tr_5 の励磁 コイル を Lo_1 に，以下同じく Tr_6 を Lo_2 に，Tr_7 を Lo_3 に接続すれば，第1の状態では，Lo_2, Lo_3 が励磁吸引されるので，図の位置に停止しているが，第2の状態となると Lo_1, Lo_3 が励磁吸引され，図のように 30 度回転して停止し，以下図示のように回転する．3 相分配器に 25 c/s の パルス を入れれば，1 パルス 30 度ずつ回転するから，ステップモータ の回転軸は 25/12 回転/sec で回転する．ステップモータ の回転は 1 時間 1 回転までおとされ時間を指示するとともに印字時限に応じた カム を回転させ記録装置を動作印字させる．図3,9に時計装置の外観を示す．

3,4 電源装置の構成

停電事故はいつ発生するかわからないので，停電補償用の蓄電池は常に十分充電しておかねばならない．これがため蓄電池の充電方式に常に定電圧を加えて充電する浮動充電方式を採用しているので，直流の定電圧電源が必要である．もちろん，この電源はいつもは水晶発信器と3相分配器の電源ともなっている．

定電圧装置は周知の定電圧 ダイオード と出力電圧を比較し，その差を トランジスタ で検出増幅し，トランジスタ の内部抵抗を変化させ，一定出力電圧を得るものである(周知のため接続図は省略する)．図3,10 にその外観を示す．

上記蓄電池は密封式焼結形 ニッケルカドミ 蓄電池であり，従来の蓄電池と異なり，液の補充，取かえはまったく必要とせず，長寿命で急速充電にたえるもので，保守をまったく必要としないものである．なお，図3,11に各部を取付けた状態の外観を示している．

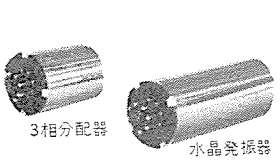


図 3,7 水晶発振器および3相分配器
Fig. 3.7 Crystal oscillater and three phase distributer.

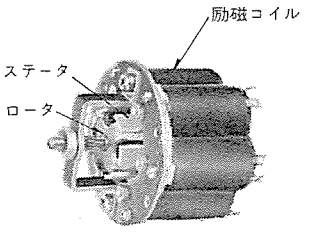


図 3,8 ステップモータ
Fig. 3.8 Step motor.

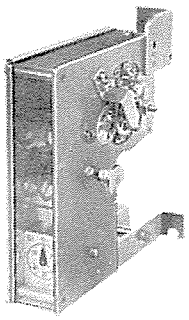


図 3,9 時計装置
Fig. 3.9 Clock divice.

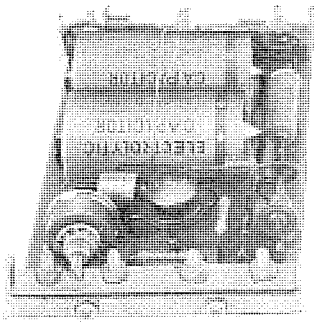


図 3,10 定電圧装置
Fig. 3.10 Constant voltage device.

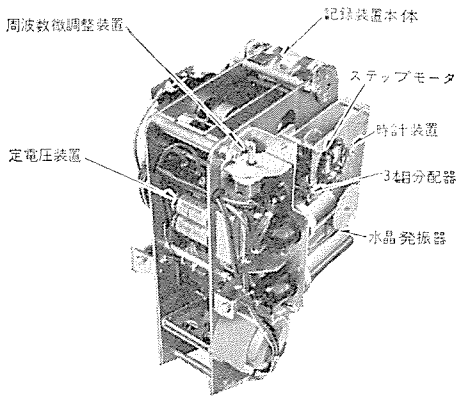


図 3,11 MZ-3C 形における内部要素の取付状態
Fig. 3.11 Mounting interior elements of type MZ-3C.

4. 特　　性

4,1 時計装置の時間精度

まえがきに述べたように，水晶時計付としたのは累積誤差が問題になるからであり，年間を通じての累積誤差を小とする必要がある．時間誤差に最も関係のあるのは周囲温度の影響でその他はあまり問題にならない．時間誤差と温度との関係を図4,1に示す．

最も時計が進むのは 16～17°C であり，これより高低どちらに温度が変化しても遅れる．ゆえに，年間を通じての累積誤差を小とするためには，図示のように最大値を日差が正となるように調整しなければならない．

図 4.1 は年間の平均気温が 0～30°C とした場合の調整値で温度の変化範囲 0～30°C において，進み側の面積と遅れ側の面積とを，ほぼ等しくしているものである．

日差 ±1 秒にはいる温度範囲をひろげるためには，進み側に極端には日差 +1 秒が最高となるよう調整すれば −10～+45°C 間において，日差 1 秒以内とすることも可能となる．

一方，時計装置の時刻を標準時にあわす，いわゆる合せこみは従来の記録計器と同様に行なえば 1 分以内に行なえ，回転停止スイッチ を押し，ステップモータ の回転を止めて行なえば，時計装置としては 3 秒以内も可能となる．また，時間誤差の進み遅れの調整は，微調整 バリコン を操作することにより容易に行なえ，この調整範囲を図 4.1 に示す．

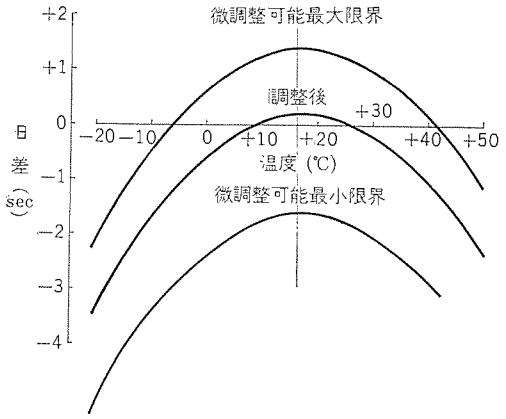


図 4.1 温度特性と調整範囲
Fig. 4.1 Temperature characteristic and adjusting range.

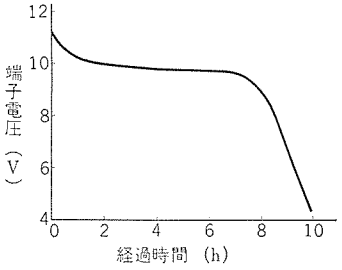


図 4.2 蓄電池動作特性
Fig. 4.2 Storage battery operating characteristic.

4.2 電源装置の特性

最も重要な停電補償時間は蓄電池の容量により定まり，0.5 Ah (10 時間率) で 8 時間，25 Ah で 40 時間となる．

この経過時間と端子電圧との関係を 0.5 Ah 蓄電池について，図 4.2 に示す（蓄電池が十分充電された状態で停電した場合）．

一方負担は常時 110 V 定格において 9 VA，電力損は 2 W で停電事故が発生し，停電補償時間のきれる寸前に停電が回復し，充電を始める最も負担の大きい時には約 10 VA (0.5 Ah 容量のとき）となる．ただし，この時間は比較的短く，蓄電池の端子電圧の上昇にともない，級数的に減少する．

4.3 記録装置の特性

すでに発表されているので省略する．

5. 仕　　様

上記特性より，総合的な仕様は表 5.1 のようになる．実測値の特性値と表 5.1 の値とが異なっているのは量産化された場合の バラツキ をみこしているからである．

表 5.1 仕様一覧表

定格電圧	100 V　110 V
電圧変動範囲	定格電圧　±20%
定格周波数	50 c/s　60 c/s　個別
時間精度	日差 1 秒以内 (0°～40°C)
合せこみ可能時間	±1 分以内，ただし時計装置のみ ±3 秒以内
動作周囲温度	−20°C～+50°C
停電補償時間	8 時間～40 時間（仕様により決定）
負担	36 VA 以下，ただし MZ-11CHF 形全体を含む

参 考 文 献

（1） 佐藤　博・石坂謙三：独立同期電源用水晶発振器
（2） 武田克己・林　正之：最近の記録積算計器，「三菱電機」33, No. 7, p. 39 (昭 34)

最近における社外寄稿一覧

年月日	寄稿先	題名	執筆者	所属場所
37- 8-29	高分子化学	交流計算盤による高分子の粘弾性の解析	柴山恭一	研究所
37- 8-30	Report on the Committer on millimeter wave in Japan	24 Gc High Resolution Rader	樫本俊弥・近藤輝夫	無線機
37- 9- 3	産業と電気	三菱 スーパライン D工業用直流機 一生産設備における オートメション の主役—	茶谷三郎	神戸
37- 9- 4	電力	電車の自動運転装置	亀山三平	伊丹
37- 9- 5	エレクトロニクスダイジェスト	ホール 効果半導体と応用回路	竹田俊幸	研究所
37- 9- 5	電気公論	多重故障用継電方式（その 2）	三上一郎	神戸
37- 9- 6	神船火力 プラント 懇談会資料	火力 プラント 用 データ 処理装置	竜田直紀	鎌倉
37- 9- 6	電気関係学会関西支部連合大会	全 トランジスタ 式 アナログ 計算機非線形要素	大鳥羽幸太郎・柴谷浩二 鳥居健太	無線機
37- 9- 7	電気関係学会関西支部連合大会	符号 パルス 圧縮 レーダ 方式・レーダ の パルス 幅 圧縮	村上義男・植田英雄 近藤輝夫・岩部　昭	無線機

電子機器の信頼度（II）

市田　嵩*

3. 機器信頼度設計技術

機器の非信頼性を与える要因を多くの調査の結果から分析した表[3]を表3.1に示す．これらの調査は明らかに非信頼性の主原因は技術的設計の分野にあることを示している．これらの調査では，まだ製造および現地使用も トラブル の重要な原因であることも示しているが，信頼度を改善する努力は設計の分野に集中しなければならない．信頼度は設計の パラメータ として考えなければならず，信頼度を機器の中に造り込むよう設計するための手法が開発されなければならない．とくに信頼度を設計により造り込むためには開発の初期にこそ，その効果が上がるとされている．図3.1は米軍の信頼度に関する文書[8]にある信頼度の理想的進行曲線である．

まず信頼度設計技術として，設計図の上から機器の個有信頼度を予測することが重要である．つぎに予測値と目標信頼度との差があるとき，これを改善する技術が必要となる．また信頼度対重量，寸法，原価などとの折合（trade-off）を見つけることも重要となってくる．これらについてつぎに述べる．

3.1 信頼度予測技術

さきに述べたように機器信頼度はその構成部品の信頼度により定まるものであるから，個々の部品についての信頼度 データ があれば環境の ストレス などの係数を考えて機器の信頼度予測が可能となる．

（1） 部品故障率 データ

表 3.1 トラブル の要素別主原因

原因	トラブルの比率（%）
技術	
電気的	30
機械的	10
技術合計	40
現地使用	30
製造	20
その他	10

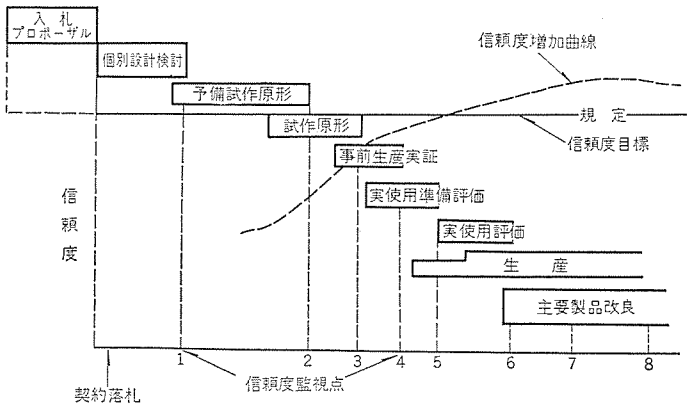


図 3.1 信頼度の理想的進行図

構成部品の故障率 データ は現在まで アメリカ において数多く発表されているが[15][16][17][10][20]，わが国の部品についてはまだまとまった報告はない．表3.2に Earles[16] の部品故障率 データ の抄録を示す．この値は規準化された値で実験室条件の平均値として示してある．実際のものはこの平均値の回りに バラツ いているものである．また部品の故障率は同じ部類の部品であっても定格の低減度使用環境の ストレス などによって大きく変化するものであるが，使用環境の レベル による係数を考えることにより規準化した普遍性のある データ とすることができる．図3.2はこの係数 K[16] を示したもので多くの データ から経験的に求められたものである．表3.2を用いるときはこの係数を掛けて使用するものである．

さらに詳細な信頼度予測のための故障率 データ が，アメリカローム空軍研究所の“RADC Reliability Note Book”[17] 1959にある．わが国の部品についてこのようなまとまった データ はないが，筆者らが国産の電子機器につき チェック した データ を表3.3に示す．

後掲表3.4の λ_t の値は アメリカ Colins 社において約2年間全

表 3.2 部品故障率 データ
単位 10^{-6}/時　実験室条件 Earles の平均値

品名	λ_t	品名	λ_t
ボタンマイカコンデンサ	0.03	トランス・チョーク	0.02～1.04
シルバマイカコンデンサ	0.083	スイッチ	0.045～0.5/cs
セラミックコンデンサ	0.0625～0.1	モータ類	0.2～4.3
セラミックコンデンサ可変	0.155	コネクタ	0.05～2/pin
ペーパーコンデンサ	0.013～0.025	リレー	0.04～0.7/cs
電解コンデンサ	0.035	ダイオード	0.15～0.3
巻線抵抗器	0.04～0.03	トランジスタ	0.61
ソリッド抵抗器	0.043	真空管	0.35～20
炭素皮膜抵抗器	0.03		

表 3.3 シンクロスコープ 故障 データ による部品の瞬時故障率推定

品名	動作時間	故障回数	瞬時故障率	90% 信頼区間	
	(10^5 時間単位)		λ_t (10^{-5}/時間)	上限	下限
コンデンサ（電解）	7.30512	1	0.137	0.65	0.00702
コンデンサ（マイカ）	3.46032	0		0.86	0
コンデンサ（磁器）	17.55792	1	0.0569	0.27	0.00292
コンデンサ（可変磁器）	1.02528	0		2.84	0
コンデンサ（紙）	1.92240	0		1.55	0
巻線抵抗（固定）	0.25632	0		11.49	0
ソリッド抵抗（可変）	4.87008	2	0.411	1.29	0.0730
ソリッド抵抗（固定）	61.90128	6	0.0969	0.52	0.0422
真空管	10.25280	34	3.32	4.42	2.195
トランス，チョーク，フィルタ	2.81952	0		1.07	0
スイッチ	1.79424	1	0.557	2.64	0.0286
モータ類	0.18216	0		16.45	0
コネクタ	0.76896	0		3.89	0
RFコイル	2.30688	0		1.30	0
リレー	0.38448	0		7.69	0
ダイオード	0.76896	0		3.89	0

* 無線機製作所

注：電子機器の信頼度（I）は Vol. 36 No. 11 掲載

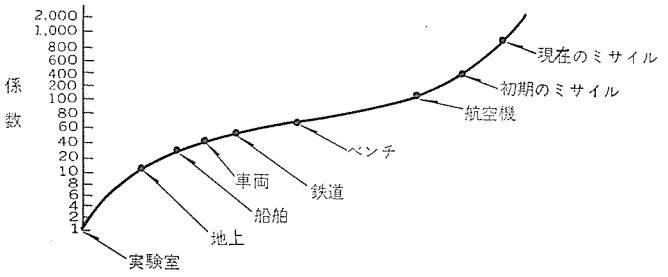


図 3.2 種々の機器装備条件に対する係数 K の平均値

製品の デバッギング 中の故障 データ から技術的に偶発故障のみを選別したもので[19]環境 レベル は工場内であるから，ほぼ地上機器と等価と考えられる．アメリカ の データ が，表 3.3 の国産部品の故障率の信頼区間に入っていることは興味深いものである．

（2） 信頼度予測法

a. AGREE の機器信頼度予測法[1]

机上設計図の審査に基づく信頼度予測法である．信頼度予測の古典的な積の法則の適用にあたっては，個々の構成部品に加わる ストレス に対する考慮と，構成品の組合せによる交互作用および機器特有の動作条件により発生する非信頼度を増す要因に対する考慮を怠っては単純に過ぎる．この点に注意をはらって精密な予測を行なうのが AGREE の方法で，12 段階に分かれている．

AGREE の第2分科会によって推奨されたこの予測法は実在するすべての部品の故障率について得られた情報に基づいている．この技術はまた実際の応用面で，いかに規準化された故障率に使用条件による修正係数を掛けるべきかを，完全に了解しているという仮定に基づいている．現在の アメリカ においては前節に述べたように相当多くの データ が発表され，この AGREE の 12 段階法の適用が可能となっている．ただし，現在のわが国の部品故障率 データ はまだ推定の精度も低いので，この厳密な方法を適用しても精度の高い機器信頼度予測は期待できない．

b. RADC “Ballpark” 信頼度予測法

機器について AGREE の 12 点法のもっとも精密な信頼度予測を行なうには時間を非常に要する．たとえば 25 本の真空管回路の完全な分析は各部品の物理的な ストレス の測定が必要で，1 人の技術者が約1カ月を要するといわれている．

したがって最終信頼度指数の比較的おおざっぱな推定を迅速にする目的で “Ballpark” 予測法が考えられた．この技術は設計の初期の段階および製造契約の際の信頼度基準の決定などに大きな価値があるものである．

1 台の機器に多くの部品が含まれている場合には，分析にあたってつぎの二つの仮定を設ける．

（a） すべての素子は直列にあるものとみなす．したがって 1 個の故障が起これば，その機器は故障したものとみなす．

（b） 1 個の素子の故障は，その他の素子の故障の確率に影響を与えない．

機器に使用されている電子管の数を N とすれば

$$\mathrm{MTBF}=\frac{1.8\times10^4}{N}\ \text{時間} \quad \cdots\cdots(3.1)$$

この結論はいたって簡単であるが，よく実測値と一致するものである．ただしこの値は地上電子機器（アメリカ 空軍の地上支援機器）に対するものであるから，航空機用機器に対しては 0.4～0.1 を掛ける必要があろう．

表 3.4 シンクロスコープ 信頼度予測表

部品名	使用個数	瞬時故障率 $\times10^{-5}$	$n_i\times\lambda_i\times10^{-5}$
	n_i	λ_i	λ
コンデンサ			
電解，アルマイト，市販	57	0.44	25.08
電解，MIL-C-62，3965		0.21	
マイカ，ボタン MIL-C-10950		0.029	
マイカ，シルバー MIL-C-5	27	0.15	4.05
磁器，MIL-C-11015	137	0.049	6.713
磁器，JAN-C-20		0.065	
磁器，可変 MIL-C-81	8	0.018	0.144
紙，MIL-C-25	15	0.14	2.1
紙，MIL-C-25 以上		0.09	
空気，トリマ，JAN-C-92		0.047	
抵抗			
巻線，固定 JAN-R-26	2	0.017	0.034
ソリッド可変 MIL-R-94	38	0.15	5.7
ソリッド固定 MIL-R-11	483	0.0041	1.9803
真空管	80	3.4	272.0
トランス，チョーク，フィルタ	22	0.4	8.8
スイッチ	14	0.7	9.8
モータ類	1	2.3	2.3
コネクタ	6	0.07	0.42
RFコイル	18	0.15	2.7
リレー	3	0.50	1.5
ダイオード	6	0.40	2.1
合計	917		346.0213

もし機器に使用されている構成部品の総数がわかれば，“Ballpark” MTBF の値は，

$$\mathrm{MTBF}=12.4\left(\frac{1.8\times10^4}{N}\right)\approx\frac{2.2\times10^5}{n}\ \text{時間}\cdots\cdots(3.2)$$

ただし，構成部品の総数 n は真空管の数 N の 12.4 倍である．

（3） 信頼度予測の前提条件

以上記述した信頼度予測技術の前提となる事項をここにあげればつぎのようになるであろう．

（a） 正常な機器の動作中発生する偶発故障のみが予測の対象となっている．

（b） 機器は偶発的故障が支配するまで デバッギング され安定されている．

（c） 摩耗特性がわかっている特別な部品は予防保守の実施および製造者の勧告にしたがって予防的に交換されるものとする．このような交換は実際の信頼度計算には含まれないものとする．

（4） 機器信頼度予測の実例

電気計測器の シンクロスコープ について信頼度予測を行なってみよう．この機器の構成部品は 表 3.4 のとおりである．n_i は各部品の数である．真空管は 80 本であるので “Ballpark” 予測法では，

$$\mathrm{MTBF}=\frac{18{,}000}{N}=\frac{18{,}000}{n}=225\ \text{時間}$$

となる．また部品総数は 917 であるから，これから予測すると，

$$\mathrm{MTBF}=\frac{2.2\times10^5}{n}=\frac{2.2\times10^5}{917}=231\ \text{時間}$$

表 3.4 の λ_i は前節で紹介した Col 社 Vander Hamm の値で，

$$\lambda=\sum n_i\lambda_i=346\times10^{-5}$$

であるから MTBF の予測値は，

$$MTBF=\frac{1}{\lambda}=\frac{1}{346}\times 10^5=289 \text{ 時間}$$

このシンクロスコープについて機器信頼度の実測を行なった結果は，点推定値で285時間となり予測値によく一致した[21]．

同様に Earles の値を用いて予測するときは，規準化した故障に係数10を掛けて同様の計算ができる．

AGREE の12段階法を用いるためには個々の部品に加わる電流，電圧を測定し，あるいは結線図の上で計算し，また箱内部の温度分布を実測あるいは計算しておく必要がある．部品の故障データもこれらの定格低減度および温度に対するものが含まれていなければならない．前掲の RADC Note Book などを用いれば可能であるが，非常に手間がかかる．

3.2 信頼度の改善

機器の信頼度予測において目標信頼度に予測値が及ばないときつぎの方法が考えられる．

（1） とくに弱い部品の故障率改善（部品 メーカ との接触）

（2） 部品の定格低減あるいは部品の摘要変更

（3） 環境 ストレス の制御

（4） 回路構成の再検討（冗長構成）

（1） 部品故障率の改善は信頼度向上の基本的事項であり，これに対する多大の努力がはらわれるべきであるが，改善のためには長時間を要し，多くのばあい早急な解決は望みがたい．したがって，急がれている機器開発の サイクル には乗りがたい．むしろこの問題は根本的に部品の標準化に歩調を合わせて向上をはかるべきであろう．

（2） 部品の故障率は実際に使用される条件と定格値との比によって大きく変化する．たとえば ゲルマニウムトランジスタ を定格電流で使用したときと，定格電流の 0.2 倍で使用したときでは，故障率は0.4倍の差がある．したがって故障率を大きくしている部品に対して，定格を低減して信頼度を上げることができる．標準的な部品に対する定格低減の曲線（derating curve）は文献[17]に示されている．

（3） 部品の故障率は使用環境などで変化するので，これを制御することにより信頼度を向上することができる．温度については箱構造および冷却法の技術が研究され，アメリカ軍では ハンドブック[22] が公表されている．

（4） 冗長構成（redundancy scheme）：現在ある材料，部品の品質水準において信頼度を目標値まで高めるための有力な手段である．しかし冗長度を増すにしたがって重量，寸法，原価が増すことは必然であるので，設計者はこれの折合いを見つけることが必要である．詳細は 2.8 の参考文献を参照されたい．

4. 信頼度測定

信頼性を論ずるとき，“State-of-the-Art”という言葉が良く出てくる．“State-of-the-Art”とは現在の知識，技術，部品，および材料により獲得できる最高の技術的能力の意味で，技術的実現性の限界と定義することができよう．現在使用されている電子機器あるいは システム は，多くの基礎産業および部品製造者，機器製造者の大きな基盤の上に生産されていて，その製品が実際に使用される状態での信頼性は，その本質的な性質として一番弱い個所によって限界が定まってしまうことである．したがって機器の信頼性向上は，この総合的な“State-of-the-Art”の定量的なはあくを立脚点として出発しなければならない．そのためには機器信頼度の実測が不可欠な問題である．信頼度指数の観測値は統計量であって，データ の統計的処理が必要となると同時に測定条件も十分計画されたものでなければならない．ここに信頼度測定技術の分野が大きく取り上げられる理由がある．また機器の売買契約の際，注文元の要求条件に信頼度指数が示される傾向が増大するにつれ，納入検査として信頼度試験が行なわれ合否判定基準が必要となってくる．

4.1 現地故障報告の集計と信頼度試験

機器信頼度測定法は大別して信頼度試験と現地故障報告制度の運用の二つに分けられる．

信頼度試験は主として製造業者，研究室などで機器を管理された環境で運転し，故障の種類，故障間隔，故障回数，環境の状態などの記録を行なうことにより機器個有信頼度の測定を行なうものである．

この方法によればあらかじめ設定された計画にしたがって実施できるので，分析に必要な諸条件などの記録も十分行なえるが，この試験結果は信頼度に関する一つの特性である機器個有信頼度で，個別的な現地の実使用に対する動作信頼度を知るためにはこの値をもとにして使用条件（保守の良さ，長時間使用したときの パラメータ の変化，環境 ストレス）などを考慮して修正する必要がある．また信頼度測定の精度を上げるためには多くの機器を長時間運転する必要があるので非常に高価な試験となる．現地故障報告は現地で実使用中の機器の故障報告を集計することにより，信頼度測定を行なうもので，一般に多くの データ が得られる．しかし故障報告制度の確立と，忠実な実行に困難な問題が多い．これによって得られる結果は機器の動作信頼度であるが，機器信頼度を左右する多くの コントロール できない要因があるから，その使用環境個有の測定値となるので限られた時期，地点で集計したものは一般性が乏しくなる．また故障報告の確実な運用実施のためには，無形の多くの経費が必要である．

4.2 統計的検定推定

さきにも述べたように，MTBF，故障率，MRT などは因数であるが，われわれが観測によって得た データ はその実現値で統計量であり バラツキ は避けられないものである．これらの実測値から適確な判断を下すためには統計的処理が必要である．これらの統計的検定推定の詳細な手法はここでは紹介できないが，文献[5][23]を参照されたい．

4.3 測定結果

わが国においては機器信頼度および部品故障率 データ があまり発表されていない．とくに機器に対するものが少ないが，信頼度は使用者，製造者共通の問題として データ を交換する必要を痛感するものである[21][24][25][26]．これらの一つ一つの数字は収集に多くの努力と時間と経費を支払ったものである．

5. むすび

ここに信頼度技術について紹介を行なったが，信頼度向上のための努力という面から見ればここに触れていない一面がある．そ

れは信頼度計画，信頼度の保証，信頼度管理など[37]の問題であり，また機器の製造契約に対する注文元と契約者の関係および主契約者と下請業者や部品専門業者の関係などである．これらは信頼度の観点から十分検討されなければならない問題である．しかし，このような努力も単なる観念上のものではなく，定量的信頼度目標のもとに定量的に信頼度を製品に付与し，運用された結果を定量的に評価し，改善をはかってこそ効果があるものと思われる．

注 1. 故障率と信頼度関数

図 2.2 において dt 時間内に故障する機器の台数は $Q(t)$ 台のうち $dQ(t)$ 台である．その故障の割合が $\lambda(t)dt$ であるから，

$$-dQ(t)=Q(t)\lambda(t)dt \qquad \text{ただし} \quad t\geqq 0$$

したがって，

$$\int_{t=0}^{t=t}\frac{1}{Q(t)}dQ(t)=-\int_0^t\lambda(t)dt \qquad \left[\ln Q(t)\right]_{t=0}^{t=t}=-\int_0^t\lambda(t)dt$$

$t=0$ においては $Q(t)=Q_0$ $\quad\therefore\quad \ln\dfrac{Q(t)}{Q_0}=-\displaystyle\int_0^t\lambda(t)dt$

残有率 $Q(t)/Q_0$ は t 時間経過して生き残る割合となるから，信頼度関数 $R(t)$ に一致する．

$$R(t)=Q(t)/Q_0=\exp\left[-\int_0^t\lambda(t)dt\right]$$

注 2. 二輪馬車形分布の名称由来

アメリカ 19 世紀の詩人 Q. W. ホームズ の詩に“ディーコン の一頭立の二輪馬車”というのがある．詩中の主人公 ディーコン は バルセロナ で立派な馬車を作ろうと，スプリング に，車軸に，こしきに，ふくに，輪に，工夫をこらして弱いところがないように作り上げた．

この馬車は長年月走り続け，作者も知れなくなっても走り続けたが，ついにちょうど 100 年目の日の正午一瞬にして崩壊し去った．信頼性高い製品の理想である．詩の最後の行につぎのようにうたってある．“理論的に作られたものは，理論的にこわれる”．

注 3. ガンマ分布

デンマーク の数学者 アーラング が電話のふくそうの問題を調べて，アーラング 分布なる モデル を造った．トラフィック 理論の始めである．アーラング 分布は ガンマ 分布の変形である．ガンマ 分布は ピアソン の システム の第Ⅲ形ともいわれる． また統計学上有名な カイ 自乗分布の特別な ケース ともいえる．

注 4. Weibull 分布

ワイブル 分布といわれているが正確な発音は不明である．Weibull は スェーデン の学者であるが，アメリカコーネル 大学の H. K. Kao 氏がこの分布を紹介して有名となった．

注 5. 機器の状態の論理関数

機器の構成要素 A, B……の名称を付けることにし，これらが故障（非信頼），無故障（信頼）の二つの状態のいずれかにあるものとして，これらが構成要素の状態に関する命題をつぎのように表現することにする．

A……構成要素 A が規定時間内無故障である．

A′……構成要素 A が規定時間内に故障がある．

A∪B……命題 A と B の合併集合 （少なくとも A か B が無故障）

A∩B……命題 A と B の共通集合（A, B ともに無故障）

A⊇B……B は A の部分集合（A が成立すれば必ず B が成立する）

ϕ……空集合

機器としての故障（非信頼），無故障（信頼）の状態はその構成要素の状態の論理関数によって示すことができる．たとえば図 5.1 のように，A, B_1, B_2C の構成要素からなる機器において，

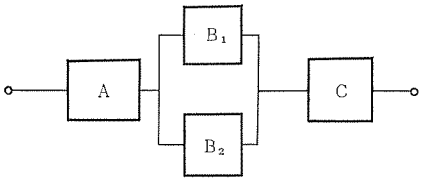


図 5.1

機器として任務が達成できる状態（信頼状態）は，

$$A\cap(B_1\cup B_2)\cap C$$

によって表わされる．

合併集合，共通集合についてはつぎの性質がある．

（i） $A\cup B\supseteq A$ $\quad A\cup B\supseteq B$ $\quad A\cap B\subseteq A$ $\quad A\cap B\subseteq B$

（ii） $A\supseteq B\longrightarrow A\cup B=A$ $\quad A\subseteq B\longrightarrow A\cap B=A$

（iii） $A\cup(B\cup C)=(A\cup B)\cup C$ $\quad A\cap(B\cap C)=(A\cap B)\cap C$

（iv） $A\cup B=B\cup A$ $\quad A\cap B=B\cap A$

（v） $A\cap(B\cup C)=(A\cap B)\cup(A\cap C)$

$A\cup(B\cap C)=(A\cup B)\cap(A\cup C)$

（vi） $A\cap(B\cup B)=A$ $\quad A\cup(A\cap B)=A$

（vii） $(A\cup B)'=A'\cap B'$ $\quad (A\cap B)'=A'\cup B'$

命題 A が生起する確率を R_A とすれば $R_A=P_r\{A\}$, 図 5.1 の例では，機器信頼度 R は，

$$R=P_r\{A\cap(B_1\cup B_2)\cap C\}\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\text{(注 5.1)}$$

確率の公理として，

（i） 確実に生起する事象の確率は 1 である．

（ii） $P_r\{\phi\}=0$

（iii） $P_r\{A\cap B\}=P_r\{A\}\cdot P_r\{A|B\}$

（iv） $P_r\{A\cup B\}=P_r\{A\}+P_r\{B\}-P_r\{A\cap B\}$

または， $P_r\{A\cup B\}=1-P_r\{A'\cap B'\}$

式（注 5.1）において， $P_r\{A\}=R_A$, $P_r\{B_1\}=P_r\{B_2\}=R_B$, $P_r\{C\}=R_C$ とすれば， $R=R_AR_C(2R_B-R_B^2)$

機器の信頼度状態を示す論理関数はいくつかの独立な構成要素の信頼状態の共通集合の和の形に直すことができる．この共通集合内の要素はどの 1 個が故障してもその部分としては故障であると考えられる．このような構成要素の信頼状態の共通集合のみで論理関数が示される構成部分（あるいは機器）は冗長度がないという．n 個の構成部分からなる冗長度がない機器の信頼度は

$$R=P_r\{A\cup B\cap\cdots\cdots\cap N\}=R_A\cdot R_B\cdots\cdots R_N\cdots\text{(注 5.2)}$$

参 考 文 献

（1） “Reliability of Military Electronic Equipment” AGREE Report, Washington, D. C.: U. S. Government Printing Office, June (1957).

（2） Knight, C. R., E. R. Jervis, G. R. Herd: “The Definition of Terms of Interest in the Study of Reliability” IRE

Trans. PGRQC-5 (1955)
(3) Frank M. Gryna, JR. etc: "Reliability training text" March (1960) (Copyright I. R. E.)
(4) Stokes, R. G.: "Result fo a Test of Reliability Prediction Technique and Development of a Correlation Factor for Field vs Laboratory Reliability Measurement" NSRQC (1959)
(5) 市田 嵩: "機器信頼度の測定" 電気通信学会信頼性と品質管理研究専門委員会資料 (1961-2)
(6) MIL-STD-441 "Reliability of Electronic Equipment".
(7) Horne, R. C.: "Measurement and Prediction of Systems Maintenability" Electronic Maintenability Vol. 3, Engineering Publishers, Elizabeth (1960)
(8) 川崎義人: "機器の Maintenability について" 昭 33 電通学全大予稿
(9) 川崎義人: "電子機器の保守度" 電気通信学会雑誌 44, (1961)
(10) 三根 久: "冗長法による基本系の信頼性の向上について" 電気通信学会信頼性と品質管理研究専門委員会資料 (1960-12)
(11) 藤沢俊男: "代替冗長による信頼度の向上について" 電気通信学会信頼性と品質管理研究専門委員会資料 (1960-12)
(12) 萩原 宏: "冗長系の保守と信頼度について" 電気通信学会信頼性と品質管理研究専門委員会資料 (1961-2)
(13) 川崎義人: "冗長系の保守と信頼度について" 電通学全大予稿 (1961)
(14) 佐々木正文: "代替冗長による系の簡単な信頼度向上法" 電気通信学会信頼性と品質管理研究専門委員会資料 (1962-2)
(15) "Reliability Stress Analysis for Electric Equipments" (RCA) TR 1100
(16) Earles, D. R.: "Reliability Grouth Prediction During the Initial Design Analysis" NSRQC (1961)
(17) "RADC Reliability Note Book 1959"
(18) U. S. Air Force Specification Bulietin No. 510. "Guide for Reliability Organization"
(19) Vander Hamm, R. L.: "Component Part Failure Rate Analysis for Predication of Equipment Mean life" IRE Nat. Conv. Rec. Pt. 6. (1958)
(20) Krohn, C. A.: "Reliability Analysis Techniques" IRE Proceeding No. 2 (1960)
(21) 市田 嵩・永松勇雄: "電気計測器の信頼度測定結果" 品管誌 (1961-5)
(22) "Cooling handbook" AD 148907 Armed Service Technical Information Agency (ASTIA)
(23) Epstein, B.: "Estimation from Life Test Data." IRE Trans. RQC-9 (1960)
(24) 川崎義人: "機器および部品の信頼性の実測例とその水準表" 電気通信学会信頼性と品質管理研究専門委員会資料 (1961-10)
(25) "信頼度の研究に関する報告" 日本航空工業会 (1961-3)
(26) "電子機器信頼度の研究に関する報告" 日本航空工業会 (1962-3)
(27) 川崎義人・市田 嵩: "米軍信頼性仕様の経過" 電気通信学会信頼性と品質管理研究専門委員会資料 (1961-12)

最近登録された特許

名称	特許日	特許番号	発明者
直熱式電気釜	37-10-4	401255	奥田文一
保温装置付電気釜	37-10-4	401256	奥田文一
反射形螢光放電灯	37-10-9	300803	大田重吉
磁気選別機	37-10-20	401580	高島秀二・山下源一郎 柳下儀兵衛
磁気フイルタ	37-10-20	401581	高島秀二・山下源一郎 柳下儀兵衛
磁気フイルタ	37-10-20	401582	高島秀二・山下源一郎 柳下儀兵衛
列車用線路監視方式	37-10-27	301384	上田重夫
高圧コイルの製造	37-10-27	301385	永浜 三
結合多重同調帯域遮波器	37-11-5	301721	北垣成一
高周波検波装置	37-11-5	301722	東野義夫
密封装置の制御方式	37-11-5	301725	今井 光
吸収式冷蔵庫	37-11-5	301690	加藤敏治
空気調和装置のプロペラファン	37-11-5	301723	山口耕一郎
熱交換管	37-11-5	301724	広田 豊
冷凍装置の自動除霜装置	37-11-5	301695	池田日登志
光源方向検出装置	37-11-30	303053	津村 隆
超音波減衰測定装置	37-11-30	303054	近藤敬吉
障害検出方式	37-11-30	303055	北垣成一 上田重夫
締付装置	37-11-30	303056	藤沢 繁

最近登録された実用新案

名称	登録日	登録番号	考案者
電気掃除機用吸込口	37-10-12	705592	武井久夫・加藤 悟
天火式電気煮炊具	37-10-12	705593	加藤義明
電熱器付椅子	37-10-16	577762	奥田文一・野畑昭夫
開閉器付差込栓	37-10-16	577763	熊野民徳・高島秀二 山下源一郎
超音波錠造装置	37-10-30	706401	斎藤長男
刷子保持器	37-10-30	706402	池田悌二・小笹兼男
回転電機の集電環短絡装置	37-10-30	706403	藤山辰之
丸鋸用安全装置	37-11-6	706688	入江 厚
放射線照射装置	37-11-6	706689	津田栄一
環状放電管支持装置	37-11-6	578639	山崎 肇
天火式電気魚焼器の発熱体支持装置	37-11-6	706604	野畑昭夫・日比野好伸
電気保温箱	37-11-6	706605	加藤義明
貯蔵木棚付冷房装置	37-11-6	706829	入江淳三・市岡 洋
貯蔵木棚付冷房装置	37-11-6	706831	入江淳三・市岡 洋
水冷式冷房装置	37-11-6	706832	神谷昭美・市岡 洋
ランプの防温装置	37-11-6	706833	田中民雄・日山数久
換気扇	37-11-6	706834	新倉宗寿
パッケージ形空気調和機	37-11-6	706835	河合照男・木ノ内達夫

包　　装

堀　　直　昌*

1. まえがき

“Without package you have no product.” という言葉があるが，製品を大衆市場に供給する人々にとっては，頭の痛い問題の一つである．これが輸出と結びつく場合はなおさら大きい．

このような場合，包装はどう考えればよいか，について述べてみたい．

2. 包装の意義

現在でも一部の会社では，包装とは物品の個々の包装を指しその費用は製造原価に計上され，荷造りとは内装，外装を指しその費用は一般管理販売費に計上されている．本文で包装というのは JIS Z0101 の定義に従って上記の包装と荷造を合せて包装という．

3. 包装の考え方

包装の問題を考える場合は，一般的にいえば，他の一般製品とまったく同じであるが，本文では包装独自の問題点のみ記載し，他は省略する．

包装の問題を解く場合には，つぎの二つに別けて考える．

1. 外部条件
2. 内部条件

3.1 外部条件

外部条件とは，製品製造業者の意志によって変らない条件で，以下に述べる各種各様であるから，これで一般的に研究することは非常に広範囲であるため困難であるが，これを限られた製品および仕向地に対して調査することは割合容易である．

(1) 法規関係

法規関係とは，生産国，通過国および輸入国における各種取締法規，保険会社，運送会社，統制会社などの内規および商習慣をいう．現在わが国においては上記法規，内規，商習慣などは包装雑誌その他に断片的に発表されている程度で集録出版されていない．ゆえに注文決定のとき バイヤー とよく打合せ必要な資料を入手するのはもちろん，輸出商社などの意見を求め遺憾のないようにすべきである．上記関係事項の不備により「クレーム」または通関，輸送などに不必要な日数を費やし顧客に迷惑をかけてはならない．

例：国鉄内規の場合　　タービン 発動機の ロータ を長崎から大阪に送ろうとする．国鉄を利用する場合どのように包装するか？ ただし ロータ の重量，寸法はつぎのとおりである．

一般に，このような製品の包装は，ワク 組箱（JIS Z1403）ならびに防水包装（JIS Z0302）があれば設計できる理である．しかし国鉄を利用する場合は国鉄の内規がより以上大切になる．この場合貨車は「特殊貨物運送手続」の 5 条より「チキ」35 トン または「シキ 60」50 トン となる．「チキ」35 トン を使用する場合は「貨物運送規則」の 25 条の適用を受ける．包装はつぎのようになる．

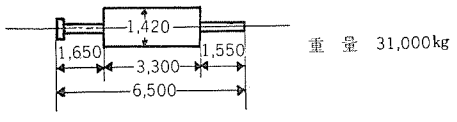


図 3.1　ロータ の寸法

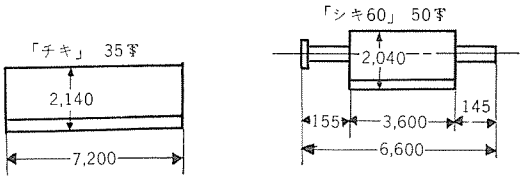


図 3.2　ロータ の包装

表 3.1　「チキ」35 トン と「シキ」50 トン 車に対する包装比較

項　目	「チキ」35 トン	「シキ」50 トン	備　考
配車の難易	より容易である		
包装重量	34,000 kg	33,500 kg	
包装費の差	35,000 円		
荷役費の差	0	0	
輸送費の差		76,800 円	車扱，等級 2，減長および かつ大物割増を含む．

表 3.1 で明らかなように「チキ」車を使用する場合，包装費は 35,000 円高くなるが，輸送費は 76,800 円安くなり全体として 40,000 円安くなり，配車の容易さは納期にも関係する．われわれは「チキ」車に合う包装を行なうだろう．

(2) 輸送経路および仕向地

輸送経路および仕向地における気象，発送時期ならびに輸送方法，荷役設備，倉庫設備などをいう．この問題も前者と同じく集録出版されたものはなく，また部分的に出版されたものも時日の経過のため変化している場合もあるから，前と同様に調査する必要がある．この事項は主として包装の大きさ，重量，強さ，防水，防湿，耐熱，耐寒および耐盗難などに重大な関係がある．

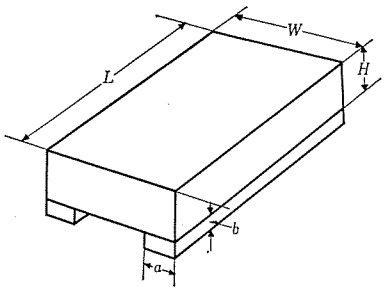
(3) 輸送費，関税など

a. 輸送費　　輸送費の算定規準は製品の種類，重量または容積，距離または区間，輸送方法の種類および取扱いの種別などによって決定される．一般に CIF までの輸送費に適当な包装であれば，特別の条件がなければ，その後の輸送費を考慮しても適当な包装である．国内輸送費および日本主要港から各国主要港に至る海上輸送費は集録出版されているから，これらを参照されたい．海上輸送費はつねに変動することおよび技術者の称する製品の名称と輸送費の名称欄とは一致しないことがあるから注意を要する．

b. 関税　　関税は各国によって異なっているが

1. 従価税　　一般に製品価格に包装費を加えたものに課税される．
2. 従量税　　総重量または正味重量，あるいは両者の中間で課税される．総重量以外の場合は実際の重量により課税

* 本社（伊丹製作所駐在）



L=360 cm　W=120 cm
H=60 cm　重量=1,300 kg
仕向地　カルカッタ
国内

図 3.3　包装寸法

表 3.2　仕向地別包装比較

項　目	国内向	カルカッタ向	説　明
包装費	+1,050 円	+1,050 円	18,000 円/m³×$\left(\frac{20.25\times12-9\times18}{10,000}\right)$ ×$\frac{360}{100}$×2 本=1,050
鉄道輸送	—	—	
港湾荷役		−1,300 円	容積　A 3.02 トン　B 2.8 トン 重量　A 1.4 トン　B 1.45 トン 取扱料　1,300 円/トン
海上輸送		−1,594 円	(105 HK$+10 HK$)×(3.02−2.80) =25.3 KH$....1,594 円
合　計	+1,050 円	−1,844 円	

される場合と，法規で定められた計算方法で課税される場合がある．

3.　その他　　包装容器と内容品を分離課税する場合，または容器の免税のできる場合などある．

関税は，同一包装内に2種類以上の製品を包装するときは，高価な方の関税率を適用されることがある．包装箱番号の書き誤りなどで罰金を支払わされることもある．

関税の詳細は商工会議所または税関などにおいて ブラッセル 市の国際関税局発行の万国関税表 “Douanes” を調査されたい．

例：機械部品を包装しようとする，その滑材はいかに選ぶか？ただし寸法，重量，仕向地は図 3.3 のとおりとする．

滑材は松材（65 kg/cm²）を使用するとすれば，1本の断面係数は 450 cm³ となる．すなわち

A 案　a=9 cm　b=18 cm

B 案　a=20⌊25 cm　b=12 cm

のいずれでもよい訳である．いま A を標準として比較すれば表 3.2 のようになる．

(4)　顧客関係

現在の包装において顧客から包装の仕様書を提出される場合は，特需関係でこれは一般に JAN-P 何番と称されるもので，その他にはほとんどないといってよい．包装の仕様書がないことは，包装関係者が顧客の立場を理解する努力を必要とする．消極的には，包装は製品最後の加工であるから，顧客が受取ったとき異状がないことはもちろん，その内容品の包装方法，製品別包装の数など顧客がつぎの作業をする場合，もっとも合理的に行なえるよう包装しなければならない．積極的には，顧客の購買意欲を高めるような個装または外装に意匠を施したり，あるいは，製品の広告を行なう．

このような工業意匠に関しては，それらの専門書を参照されたい．

3.2　内部条件

内部条件とは製品製造業者の意志によって容易に変更できる条件で，外部条件を定数とし内部条件を変数として解いた包装が適当な包装である．

(1)　製品価格面から見た包装

製品を製作し，販売する場合，その価格はつぎのように考えられる．

	材料費	一般管理販売費	引渡し後の客先費用
	工賃	原価外費用	
＋	工場管理費	その他の費用	
	A	B	C

とすれば

工場から見た場合　　A を最小にする ……(3.1)

製造会社から見た場合　$A+B$ を最小にする ……(3.2)

顧客から見た場合　　$A+B+C$ を最小にする…(3.3)

この場合どの点から見て包装するかは問題のあるところである．以下述べるところは，競争市場（品質，価格，納期）を対象とするから，とくに断のないかぎり

$A+B+C$ を最小にする ……(3.3)

3 式を満足するように考える．

(2)　物理的面から見た包装

a.　包装の強サ　包装の強サは輸送経路および仕向地，包装の総重量および荷姿などに関係する．積載強度のような理論的に求め得るものは割合容易であるが，人力荷役のように作業者の心理問題に関するものは求めにくい．現在包装の強サをいかに取るべきかは確定していない．包装の試験方法を電気機器の試験方法に比べて表示すれば表 3.3 のように考えられる．

図 3.4 は包装全重量に対する落下の高サの二，三の規格とわが国において考えられる落下の高サを示す．

b.　製品の衝撃強サ　　包装でいう製品の衝撃強サは航空機工業でいう “G” factor で表わす．すなわち何ほどの加速度に耐えるかで表わす．図 3.5 に示すように A というシャーシに Wkg の変圧器が取付けてある．P_0 kg の荷重を静かに加えたとき A の残留ヒズミが許容限度いっぱいであった．この製品の衝撃強サ G_s はつぎの式で表わされる．

$$G_s=\frac{P_0+W}{W}=\frac{P_0}{W}=\frac{m\alpha}{mg}=\frac{\alpha}{g}$$

表 3.3　包装試験と電気機械試験の類推表

項　目		包装試験	電気機械試験	備　考
品名		盲　箱	変圧器	
試験回数または時間		各角 1 回ずつ　計 8 回	耐圧時間 10 分間	
試験方法	1	100 kg 未満の盲箱は，100 cm の高サからコンクリートの上面に落して異状のないこと．	7 kV 未満の変圧器は 1.5 E で試験して異状のないこと．	
	2	100～500 kg の盲箱は傾斜(1)試験機で 12 mil/h の速さで衝突させ異状のないこと．	7～50 kV の変圧器は 1.25 E で試験して異状のないこと．	(1)カンバー傾斜試験機による
	3	(2)500 kg 以上の盲箱はこれに使用されると思われるデレッキの最大速度でコンクリートに衝突させ異状のないこと．	50 kV 以上の変圧器は 1.1 E で試験して異状のないこと．	(2)必要な面だけ計算で確める．木材強サ JIS Z1403 参照

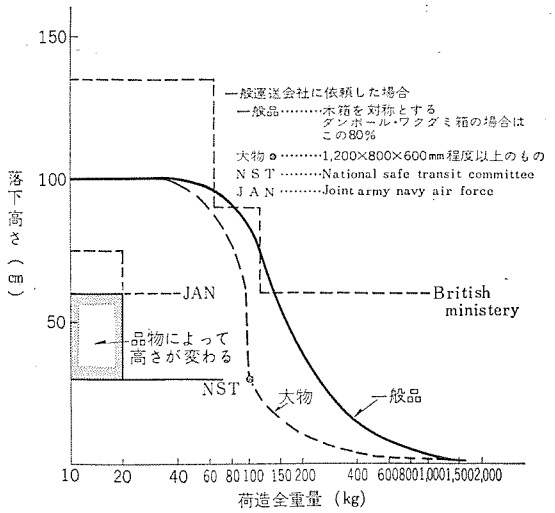


図 3.4 装包貨物の耐落下高 サと外国規格との比較

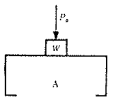


図 3.5 G の説明図

製品の衝撃強サが大きいことは，緩衝材の寸法を少なくし，包装費，輸送費を軽減する重要な要素であるから製品の各部の衝撃強サに対しては，とくに関心を払わねばならない．

一般に包装貨物の破損限界は経済的に 1.5% 以下であるからバラツキの少ないことが要望される．

c. 製品の互換性および分解組立の難易　これは製品の形状とくに大物の包装の場合は重要な問題である．

一般に組立包装する場合は Idle space を増すと共に重量物割増料金の付加によって海上輸送費および港湾荷役費は指数関数的に増加する．アメリカの自動車の包装において，海上輸送費を同一と見ても，わが国の 8 倍の工賃を支払っているアメリカにおいて，なお分解包装をしている理由はここにあると考えられる．

分解包装を容易にするためには各部分の形状寸法が包装に適していなければならない．ある場合は溶接をやめボルト締めとする必要がある．分解した製品は互換性を有するとともに容易に顧客が組立できねばならない．

表 3.4 は或る種の断路器をカルカッタに送るときの三相組立包装と分解包装の製品価格面から見た比較表の例である．

同表よりいかに分解作業が工場内作業ならびに顧客に有利であるかを示している．

表 3.4 包装の製品価格面から見た比較表

項目		三相組立包装	分解包装による節約費	備考
A	材料費	365 US$	0 US$	組立包装重量 3.6 ㌧ 容積 14.1 m³
	工賃	120	+1.75	組立作業なし
	工場管理費	A	—	
MC		B	+1.75	
B	一般管理販売費	185	+47.0	包装費 13$ 神港荷役 35$
	原価外事項	C	0	
	その他	D	0	
FOB		1,000	48.75	
C	海上輸送費	298.6	193.0	鉄道および港湾荷役 40 組立費増加 (−20)
	その他	E	20.0	

表 3.5 防湿包装

項目		バリヤメタルホイル	亜鉛鍍鉄板	備考
条件	材料の厚サ (mm)	0.61	0.28	gr/m²/24
	透湿度	17	0	
	表面積 (m²)	1.42	1.42	
	容積 (m³)	0.102	0.102	
	有効期間 (月)	3	3	
	指定最終湿度 (%)	50	50	
	シリカゲル (kg)	6.1	0.052	JIS Z0301 による
包装費	材料費 (円)	125	322.5	
	工賃 (円)	25	177.5	
	シリカゲル (円)	2,740	23.4	袋入 450 円/kg
	合計	2,890	523.4	

(3) 保存面から見た包装

保存面から見た包装は，主として輸送中または貯蔵中の製品の変化を防止する防水，防湿，防黴，防錆，防虫などの包装方法である．保存面から見た包装は一般に包装費を高価にするが輸送費その他には割合影響が少ない．

表 3.5 は防湿包装の例を示す．

この防湿包装は $L=85$ cm, $W=40$ cm, $H=30$ cm であるからこれをダンボール箱 (SW-2) に入れるとすれば，防湿包装の費用は 5〜30 倍となる．

4. むすび

以上で包装の一般的考え方について述べた．実際に包装を行なうときは以上述べた七つの項目をよく調和させることである．適当な包装を行なうには，製品の設計，輸送の実情，包装の意匠などいろいろの問題が関連してくるので，包装担当者だけでは十分でない場合が多い．最近よく用いられる IE または OR 的手法を用うべきである．

なお包装の細部計画については別の機会に譲ることとする．

文献抄訳

温度上昇 65°C の配電用変圧器

A. M. Lockie : Distribution Transformers with 65-Degree Rise (Westinghouse Engineer, Vol. 22, No. 2, March, 1962, p. 44～47)

米国における油入配電用変圧器の温度上昇は 55°C におさえられていたが，最近になり温度上昇 65°C の配電用変圧器が開発された．この改定は理論的および実際的に種々検討した結果行なわれたものである．変圧器の出力を制限するものとしては，温度上昇，電圧降下，および経済性がある．加速寿命試験を含む機能試験の発達は負荷と寿命の関係を明らかにし，これに基き インスルダ (INSULDUR) 絶縁方式が開発された．インスルダ 絶縁変圧器は耐熱性が高く，熱的条件で負荷が制限されることはほとんどなくなった．また磁性材料の進歩と新しい巻線方式により 1950 年に インピーダンス 2.5% であったものが 1960 年には 1.8% と約 40% 小さくなり，電圧降下もそれだけ小さくなっている．しかし過負荷耐量の増加と適合するためにはさらに インピーダンス を小さくすることが望ましいが，経済的に行なう方法がない．

経済性の問題はまだ不明確な点があるが，設計の差による相対的な運転費用は明らかにされた．すなわち変圧器の全損失と価格を一定に保った場合．

1. 負荷損失と無負荷損失の比を小さくすることは，ある“分岐負荷 (Breakeven Load)”以上の負荷で，運転費用が安くなる．この分岐負荷の大きさは損失をいかに評価するかによりきまる．
2. 最近の変圧器では運転可能な負荷範囲—通常使用されている負荷より若干高い—において通常の損失評価をした場合，損失比 2:1 の方が従来の損失比 3:1 に比べかなり運転費用が安くなる．
3. 損失比を小さくすることは インピーダンス を小さくし，電圧降下による負荷制限を緩和する．

これらをまとめると

1. インスルダ 絶縁により変圧器の負荷は主に電圧降下または経済性の点でおさえられ，熱的におさえられることは少なくなった．
2. 損失比を小さくすることにより電圧降下，経済性による制限をなくする．
3. 損失比の小さい新しい変圧器を作るには工作費を安くしなければならない．

この結果温度上昇 65°C，損失比 2:1 の HL-65 変圧器が開発された．温度上昇限度をあげることにより放熱ヒレや管をへらすことができ工作費が安くなっており，価格は従来品と同程度になり量産すればさらに低減ができる．

この HL-65 変圧器は年平均負荷 42% 以上で運転すれば，従来の 55°C 製品より経済的である．損失率の小さいことその他で負荷損失に比べ無負荷損失の評価の高い地域では HL-65 変圧器は経済的でない．と言って2種類の変圧器の系列を作ることは実際的でないので，温度上昇 65°C にあげることにより安くなった分を負荷損失と インピーダンス の低減にむけ，無負荷損失を HL-65 変圧器のように大きくしない LL-65 変圧器を作った．この3種の変圧器の特性の一例を表1に示す．この新しい LL-65 変圧器はあらゆる負荷で運転費用が安くなり，運転費用の低減は変圧器価格の 10～15% に相当する．

表 1. 従来品 HL-65 および LL-65 変圧器の比較
(15 kVA 7,200 V 120/240 V)

	従来品	HL-65	LL-65
温度上昇 (°C)	55	65	65
損失比 銅損/鉄損	3/1	2/1	2.5/1
名板定格 (kVA)	15	15	15
損失換算温度 (°C)	75	85	85
特性			
1. 熱的条件			
シャ断器動作 平常	30 kVA	30 kVA	30 kVA
シャ断器動作 非常	33 kVA	33 kVA	33 kVA
ランプ点灯	21 kVA	25 kVA	25 kVA
2. 電圧条件			
インピーダンス (%)	2 (於 75°C)	1.6 (於 85°C)	1.7 (於 85°C)
3. 経済条件			
ランプ点灯	21 kVA	25 kVA	25 kVA
鉄損 (W)	90 (於 25°C)	115 (於 25°C)	83 (於 25°C)
銅損 (W)	255 (於 75°C)	230 (於 85°C)	206 (於 85°C)
全損失 (W)	345 (於 75°C)	345 (於 85°C)	289 (於 85°C)
変圧器価格 (%)	100	93	100
評価価格 (%)	100	年平均負荷が分岐負荷以上で安くなる	いかなる負荷でも安い

LL-65は変圧器の経済的運転に関して改善をはかったものであるが，その他の問題点も考慮してみる．

寿命—インスルダ 絶縁は従来の絶縁より 10°C ないし 30°C 高い温度で運転できる．しかし従来の変圧器の放熱装置を取りはずし温度を 10°C 高くすると過負荷時の温度上昇の差は 10°C 以上となり適当でない．LL-65 では損失比が小さくなり，かつ定格出力における巻線と油の温度上昇の比も小さくなっているので，いかなる負荷条件においても寿命は従来品と同等以上である．

油の引火—絶縁油 Wemco CI の熱劣化はおそいので負荷制限の条件とはならない．引火の危険を少なくするため LL-65 では油の引火点をあげてある．

短絡強度—LL-65 は インピーダンス が小さくなっているので短絡電流は大きくなる．帯状導体の利用を広めたり，接着剤を改良して強度を強めている．

特性保証—温度上昇 65°C になっているので，特性の保証は 85°C にしてある．

表示 ランプ—CSP 変圧器の表示 ランプ は経済性の限度にきたとき点灯するようになっているので，表示 ランプ 点灯の負荷が大きくなった．

（名古屋製作所　木野崎泰三訳）

新しい遠方監視制御装置 REDAC

Technology in Progress : Supervisory Control Goes Binary. (Westinghouse Engineer, Vol. 22, No. 3, May, 1962, p. 94)

ディジタル 制御機器の情報処理には従来の 10 進法にかわって 2 進法が急速に採用されてきている．遠方監視制御は一般に ディジタル

制御機器と連動するので，両者の コード が調和を保つことが望ましい．新しく開発された REDAC (Remote Data Accumulation and Control) システム はこれらの点を考慮したものである．

REDAC の特長

従来用いられてきた Visicode システム に比し，REDAC システム において改良された点は，情報伝送に2進化10進符号を採用し，さらに誤りの検出が可能なるよう 1 ビット を付加して，5 ビット を 1 群として伝送される．各群はそれぞれ1が2個，0が3個ずつ含まれるように符号が選定されている．

このために雑音にも強く，動作速度も増大し，総合的な機能を倍加させることができる．

REDAC システム では信号伝送速度は1秒当り 15 パルス まで可能で，裸線，電力線または通信線搬送，あるいは極超短波回線によって伝送することができる．

最近の一般的趨勢として，監視 システム には アナログテレメータ にかわって ディジタルテレメータ が多く採用され，さらに自動 プログラム および印字記録用の機器と併用されることが多い．REDAC システム は ディジタル・データ・ロガー に直結させることができ，このような目的にも適している．

機器は モジュール 化されており，逐次拡張して，その機能を増大させることも容易にできる．両端局には 48 V または 125 V の直流電源が必要であるが，この電源は安定化されている必要はない．

REDAC の応用

Texas Eastern Transmission Corporation の ガス 圧縮場においては，REDAC が遠方自動制御と データ・ログ 用に採用された．Texas 州の Longview には 2,500 馬力の エンジン で駆動される圧縮機が3組あり，動作すべき エンジン の選択，起動，停止，シリンダ バルブ の位置などが自動制御されるとともに，さらに設定圧力または流量を維持するように エンジン 速度をも制御する．

これらの制御は Louisiana 州，Shreveport にある中央制御所で1人の指令者が設定値を選定することによって，自動的に行なわれ，また Longview における主要 データ は ディジタル 伝送が行なわれて，Shreveport の中央制御所にて表示記録される．

電力方面における例としては Utah Power and Light Company におけるものが最初であり，Salt Lake 市の近傍にある三つの変電所を制御するために使用され，信号の伝送は極超短波回線によって行なわれる．監視制御は 230 kV，138 kV および 46 kV の シャ 断器に適応される．さらに ディジタルテレメータ によって変電所の電圧が連続監視，表示され，電力，無効電力は指令により呼出表示される．この テレメータ の誤差は1% 以下である．

（鎌倉製作所　竜田直紀訳）

航空宇宙用ディジタル計算機

William H. Leonard: Aerospace Digital Computers (Westinghouse Engineer Vol. 22, No. 3, May, 1962, p. 73～79)

この論文は航空宇宙用の ディジタル 計算機について，とくに呼出し時間の短い記憶装置および モレクトロニクス 等の部品の現状および将来の動向を述べ，W社の計算機の概略に言及したものである．

1. ディジタル計算機の必要性

航空宇宙用 ウエポンシステム は飛行体の高速化に伴う制御の精度および迅速性のため，計算機を用いる自動制御なしではやって行けなくなった．また計算機としては，精度および初応答速度等のため アナログ よりも ディジタル の方が有利になって来た．

航空宇宙用としては寸法，重量，信頼度，電力消費量，耐環境性，および計算速度が問題であり，計算速度は年々急激に大となる一方，記憶容量そのものはそれほど大きい必要はなく 10,000 語以下（普通 2,000～4,000 語）である．

2. 現　状

航空機用 ディジタル 計算機は，はじめ磁気 ドラム を用いていた．1957 年の W 社製 WEDAC もそうであった．（すべて シリコン トランジスタ と半導体 ダイオード とから成り計算速度は 4,000 回/sec）磁気 ドラム は持久性，非破壊性でかつ経済的であるが，速度に制限があり，また ピッチ，ロール による ジャイロ 反作用，回転体の バランス，ベアリング 等から来る不利な点が多い．

計算速度を上げるために即時呼出し固体記憶装置が用いられているが，普通は破壊性読出しであるのでまずい．磁心記憶装置は高速用として信頼性があり，これを用いたW社のものは，記憶容量 2,048 語，計算速度 200,000 回/sec，動作温度範囲 −55～+100°C，寸法 6.5 ft³ 重量 285 lb ですべて シリコン 半導体を用いている．

多孔磁性板記憶装置は持久性，非破壊性で計算速度も 400,000 回/sec までは可能で宇宙用として使用されており，また直結合形 トランジスタ 論理回路，ダイオード—トランジスタ 論理回路および繰返しの大きな クロックパルス (2 Mc) を有する並列計算方式もしばしば用いられている．

3. 将　来

宇宙用計算機の今後の主なる開発分野は，磁心よりも高速（呼出時間数 ミリマイクロ 秒）で小形かつ動作温度範囲の広い磁性薄膜記憶装置と，内部配線したがって故障の率を極度に減らすことのできる モレクトロニクス である．また故障を発見して他の回路に切り換える冗長回路や，記憶内容そのものによって制御（アドレス）される連想記憶装置も開発されつつある．部品についていえば，トンネルダイオード（スイッチング 速度数百 Mc），磁気論理素子，および薄膜 クライオトロン のような低温素子等が研究されつつあり，また従来の ハンダ 付に代る熔接配線も用いられている．現在開発中のW社の MOL-E-COM 宇宙用計算機は，多孔磁性板記憶装置および多層 プリント 配線を用い，計算速度 50,000 回/sec，寸法0.3 ft³，重量 15 lb である．

（鎌倉製作所　吉田武彦訳）

NEWS FLASH!

中米各国納め変圧器 完成

当社では，さきに中米 メキシコ，エルサルバドル から受注した変圧器 8 台を鋭意製作中であったが，このほど完成し，工場試験も好成績で終了して，それぞれの据付場所へ発送された．これらの変圧器の内訳は次のとおりである．

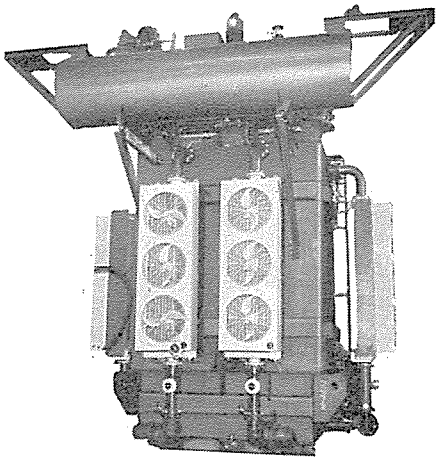
メキシコ向け

サンタローザ P/S 納め	30/40 MVA 13.2/154 kV OA/FA	
	外鉄形 油入風冷式 2 台	
メヒカリ 第 2 S/S 納め	37.5 MVA 161/34.5 kV FOA	
	外鉄形 送油風冷式 2 台	
サンバルトロ P/S 納め	20/26.6 MVA 13.2/150 kV OA/FA	
	外鉄形 油入風冷式 1 台	

エルサルバドル向け

サンサルバドル S/S 納め	15/20 MVA 110/46-23 kV OA/FA	
	内鉄形 油入風冷式 1 台	
グアホーヨ P/S 納め	13.75/18.3 MVA 13.2/120 kV OA/FA	
	内鉄形 油入風冷式 1 台	
	4/5/1.75 MVA 46/13.2/4.16 kV OA	
	内鉄形 油入自冷式 1 台	

またこれらの変圧器につづいて，メキシコ より 40 MVA 変圧器 2 台など計 5 台を受注し，製作中である．



メキシコ，メヒカリ 第 2 S/S 納め 37.5 MVA 変圧器

F104J 搭載無線装置 ARC-552A 納入開始

防衛庁 ジェット 戦闘機 F104J に搭載される UHF 無線装置 ARC-552A の納入が開始された．37 年 8 月末日最初の 2 台が出荷され，その後引続き納入が続けられている．なお出荷に先だち，Phase A（第 1 ロット）の防衛庁認定試験も完了した．

ARC-552A は，周波数範囲 225.0～399.9 Mc 帯の振幅変調無線電話送受信機で，対基地，対船舶または対航空機の通信に使用するものである．

この無線装置は ロッキード F104J および DJ 搭載用として，種々の特色を有しているが，その主なものをあげれば，つぎのとおりである．

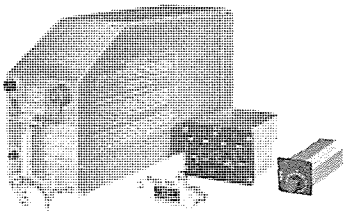
（1） 送受信機は，高々度において気圧を保持して耐電圧および冷却を確保し，おわせて防 ジン，防湿の効果を得るために，外箱は完全気密式の構造で，送受信機内部は，適当な圧力を保持するようになっている．

（2） 送受信機は，13 個の プラグイン 方式の モジュール によって構成され，主 シャーシ からの取外しは容易である．

（3） 周波数選択に対しては，手動と プリセット との二つの機能を持っていて，あらかじめ定められた 19 の プリセットチャネル に対して，制御器によって一挙動で選択することができる．

（4） ジェット 機搭載用であるため，環境条件としては非常にきびしい要求を受けるが，部品，材料などに十分の考慮を払い，他の無線機と比較にならぬ高度の性能を有するものを使用している．

ARC-552A 無線装置



航空機用超短波無線装置 MAR-4 形 完成

VHF 帯（118～144 Mc）の民間航空向標準機種として，MAR-4 形無線装置を開発した．郵政省電波研究所の型式検定は，昭和 37 年 8 月 3 日付で合格し，製品は同年 10 月初旬から納入を開始した．

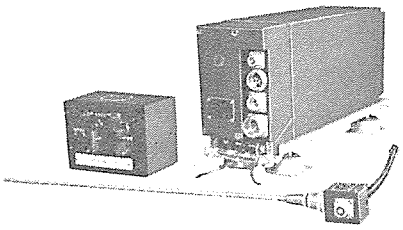
この無線装置は，従来標準機種であった MAR-2 形から出発し，36 年度改訂された新電波法に適合するように設計されたもので性能は MAR-2 形に比べ非常に改善されているにもかかわらず，外形寸法は完全な互換性を有している．

ヘリコプタ を含む軽飛行機においては，点火系統その他からの電気的雑音が，比較的多いが，MAR-4 形無線装置において用いられている雑音制限回路および AVC 回路によって，これらから受ける妨害は，従来の同種無線装置に比していちじるしく軽減されたことも，大きな特色の一つである．

MAR-4 形無線装置の主要性能はつぎのとおりである．

1. 周波数範囲： 118～144 Mc
2. チャネル 数： 8
3. 周波数安定度： ±0.005% 以内

4. 送信出力：　10 W
5. スプリアス 放射：　25 μW 以下
6. 受信感度：　入力電圧 5 μV にて S+N/N　6 dB 以上
7. 通過帯域幅：　6 dB 低下で 40 kc 以上
8. 選択度：　60 dB 低下で 160 kc 以内
9. 受信機 スプリアスレスポンス：　50 dB 以上
10. 外囲条件：
    a. 気圧：　760～200 mmHg　(高度 10,000 m)
    b. 温度：　非動作　−65～+70°C
       動作　−40～+55°C
    c. 湿度：　+50°C にて相対湿度 95～100%
    d. 振動：　600～3,300 cm　全振幅 1.5 mm
    e. 加速度：　上方向 5G
       下方向および両側方向 2G
11. 重量：　約 11.5 kg
12. 消費電力：　受信時　150 W 以下
       送信時　220 W 以下



MAR-4 形無線装置

■ ロジック・トレーナ
——1963 年度計測工業展で好評——

ロジック・トレーナ は ディジタル 技術の教育面や研究開発における最良の アシスタント となるように設計製作されたものである.

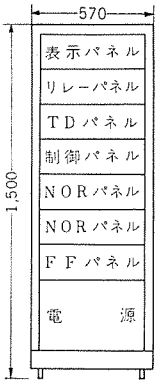
特　長

1. 高信頼性の論理要素

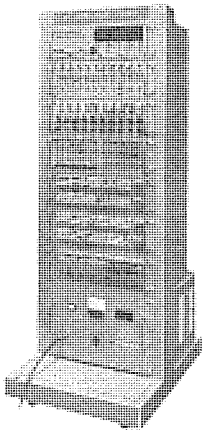
能動素子として信頼度の高い トランジスタ を使用し，基本回路として トランジスタ と抵抗のみより構成された安定度の高い当社独自の スタティック 回路の NOR 要素を用いている.

2. 自由な構成ができる

ユニット・システム を採用しているので，自由に ユニット を組合わすことができる.



標準形の パネル 構成



3. 理論回路の構成が容易である

各 ユニット は個々の論理要素ごとに入力，出力端子が パネル 面に出ているので，その端子間を接続する（プラグイン 方式）ことによって希望する論理回路を容易に構成することができる.

応用面と効果

1. 教育機関における論理回路実験装置として

設計者が自身で論理回路を組み，その場で設計の良否を知ることができ，教育上の効果をよりあげることができる.

2. 研究機関や工場における シミュレータ として

論理回路の シミュレータ として設計の局部的回路ごとにその良否を チェック し，全制御系を ロジック・トレーナ で組んでその動作を確認する.

3. 研究機関や工場現場で実際に稼働させる装置として

現場に持ち込んで他の制御系と組合せたり，また単独の制御装置として使用する.

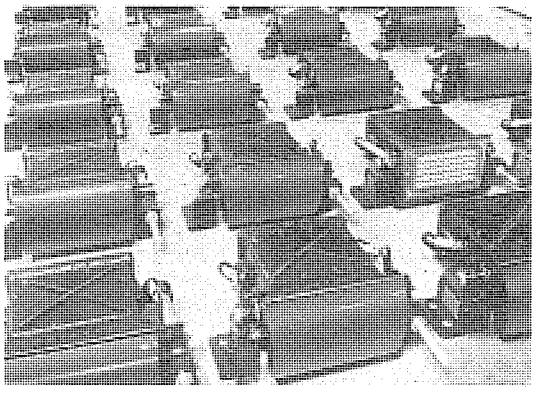
■ 西武電鉄納め電気連結器 100 台完成

西武鉄道より受注の電気連結器 100 台が，このほど製作完了した.

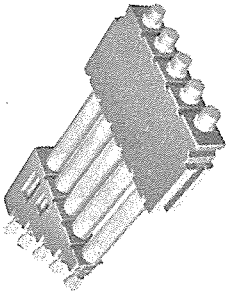
この電気連結器は従来のものを根本的に改善して，電気接触部を完全に ユニット 方式とし，構造の合理化を計ったため，電気回路は従来の倍回路を設けながら，外形は従来のものより小形となり重量は約 1/2 となった.

今回 100 台の受注は 36 年試作品を納入したものが，非常に好成績であったので今回の大量受注となったものであり，その後，さらに 100 台が追加され，現在鋭意製作中である.

CE744 形電気連結器は試作品に対しさらに改善され前面の防水構造を一層完全にするとともに ギヤー 配線用電線との接続工作をさらに容易にするために改善されたものであり，その仕様は次の



CE744 形電気連結器（うち 1 台は前面自動防水カバー を開いたところ）

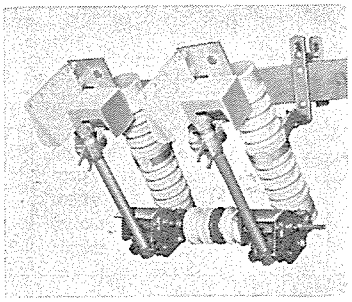


電気接触部の ユニット

とおりである.

仕様

形式	CE744 形　前面自動 カバー 付
容量	DC 100 V 15 A
回路数	45 回路（うち 6 回路 シールド に使用）
	制御回路　35 回路
	放送回路　6　〃
	予備回路　4　〃
電気接点	突合式　（接触圧力 3 kg）
重量	25 kg



2 極連動 カットアウト 12 kV 30 A

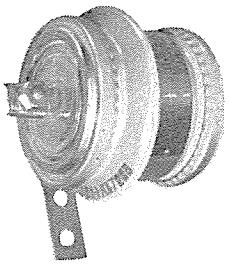
LV-GA 形低圧用避雷器 完成

750 V 以下の交流低圧回路の サージ 保護用として永久磁石消弧式の LV-GA 形避雷器を開発した.

磁気消弧による強力な続流 シャ 断能力を持つと同時に，特性要素も十分な放電耐量を有し，外観もきわめて コンパクト な形状にまとめてあり，かつ屋内屋外のいずれにも使用される.

LV-GA 形避雷器は，関西電力中央試験所立会による型式試験にも合格しており，低圧用避雷器の性能は下記のとおりでこれは米国 NEMA 規格の 650 V 用としても合格するものである.

商用周波放電開始電圧	2,500 V 以上
衝撃放電開始電圧	6,000 V 以下
制限電圧　1,000 A で	4,000 V 以下
衝撃放電耐量	6,5000 A 以上



LV-GA 形低圧用避雷器

低インピーダンスバスダクト

低圧 バスダクト は工場，ビルデイング などで交流 600 V 以下の幹線用配線材として広く使用されてきたが，電源設備容量は増大し バスダクト 定格電流は 1,500 A，2,000 A を超過する場合がでてきた.

このような大電流容量になると単に導体断面積を増しても，表皮効果，近接効果および誘導電流などのため バスダクト の インピーダンス はその割に小さくならない. このため定格電流もその割に増加せず不経済になる.

そこでこのような大電流幹線用に適する インピーダンス の低い バスダクト を開発した.

この低 インピーダンスバスダクト は同相導体を 2 本以上の複数組に分け各相の インピーダンス が バランス するよう導体の配列を考慮し，異相導体を接近させた. 一端は写真の左端に示すように同相導体を接続する構造にした.

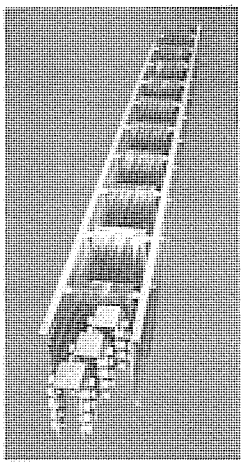
この同相導体接続金具は隣接 バスダクト の接続に使用するとともに，必要に応じて プラグイン 器具分岐回路保護用箱入 ノーヒューズシャ 断器や端子箱などで分岐回路がとりだせるようになっている.（実用新案出願中）特長は

1. 単位長あたりの電圧降下は従来の バスダクト と比較して約 1/2 以下になる.
2. インピーダンス が小さく，損失が少ないので温度上昇が小さい.
3. 各相の インピーダンス が バランス しているので良質な電力を供給できる.
4. 分岐用器具が容易に取付けられる.
5. 短絡強度が大きく最大100,000A（非対称電流）まで保証できる.

DWB-1 形 12 kV 連動カットアウト 関西電力へ納入

一線の ヒューズ 溶断で，3 相とも同時に連動開路し欠相事故が防止できる連動 カットアウト が完成し，関西電力配電課へ納入した. これは単極の 12 kV DXM 形 カットアウト に 6,900 V 30 A の負荷電流が開閉できる アークシュート を付け加え，下部 ヒンジ 機構を連動式に改良したもので，2 相式にも 3 相式にでも所要極数をならべて使用できる.

定格電圧	12 kV
定格電流	30 A
定格負荷開閉電流	6.9 kV　30 A
定格 シャ 断電流	2,000 A



低 インピーダンスバスダクト

仕　　様

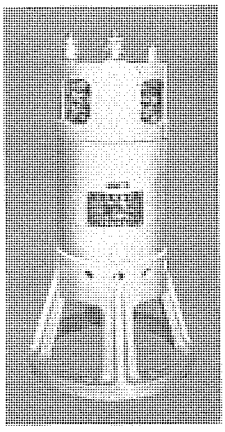
定格電圧 (V)	周波数 (c/s)	定格電流 (A) 換気形	定格電流 (A) 非換気形	定格短絡電流 (A)	1相あたりの導体 本数	1相あたりの導体 寸法(mm)
AC 600	50/60	2,000	1,600	75,000	2	6×100
		2,500	2,000	75,000	2	6×125
		3,000	2,250	75,000	2	6×150
		4,000	2,640	100,000	4	6×100
		5,000	3,300	100,000	4	6×125

■ 高速中性子チョッパ駆動用 3.7 kW 直流電動機

本誌 36 巻 9 号に詳細説明した，高速中性子 チョッパ 駆動用 3.7 kW 直流電動機を当社研究所機械研究室に 2 台製作納入した．

この電動機は中性子 チョッパ 上に立テ形に据付けて，チョッパロータを支持して，1,500 rpm から最高 15,000 rpm で連続運転する．このため電動機は構造上次のとおり考慮されている．

1. 高速度の割に出力が大きく，電機子周速および軸危険速度から，極力小形とする必要があり，また取付位置の関係から軽いことが要求された．このため上・下 ブラケット を アルミニウム 合金鋳物にするなど小形軽量化に努めた．この結果全重量は 17 kg となった．



3.7 kW DCM

2. チョッパロータ 重量約 160 kg を電動機で支持するため，下側軸受は グリース 封入の特殊玉軸受を使用し，推力に十分耐える構成とした．
3. 高速機であるため電機子表面を平滑にし風損の減少に努めた．また軸危険速度を上げるため軽径を太くし，また軽量化した．電動機の仕様を次にあげる．

出力 3.7 kg，電圧 48 V，電流 105 A，回転数 15,000 rpm，定格 連続，励磁 他励 (230 V)，絶縁種別 B 種，形式 開放立テ形，重量 17 kg

■ 東海道新幹線キ電用空気シャ断器 完成

当社では新幹線変電所に納入する キ 電用空気 シャ 断器を開発して来たが，このたび形式試験も終了し米原変電所に 37 年 12 月末に 4 台が出荷された．

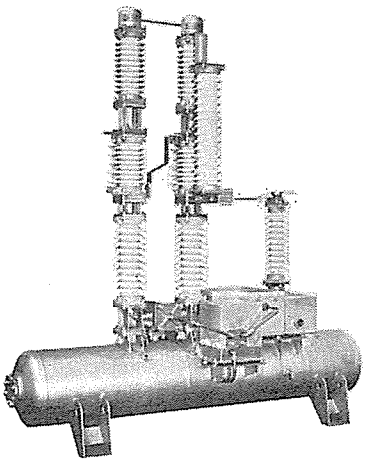
おもな定格は次のとおりである．

電圧 36 kV，電流 1,200 A，シャ 断容量 600 MVA(単相)，シャ 断時間 5 サイクル，再起電圧 II— 20 kc/s，操作圧力 15 kg/cm²・g

動作責務 O—(0.35 秒)—CO—(1 分)—CO

なおその上性能として相間短絡，異系統突合せ事故時を考えそれぞれ回復電圧 43 kV において定格 シャ 断電流の 70% まで，回復電圧 61 kV において定格 シャ 断電流の 25% までの事故電流を シャ 断できること，ならびに 0.1 mg/cm² の等価汚損状態にも耐えることの要求を満足している．

再起電圧の周波数が非常に高い回路に用いられる空気 シャ 断器なので，当社は低抵抗 シャ 断方式を採用したのが特長である．



30—AHW—60 S 形空気 シャ 断器

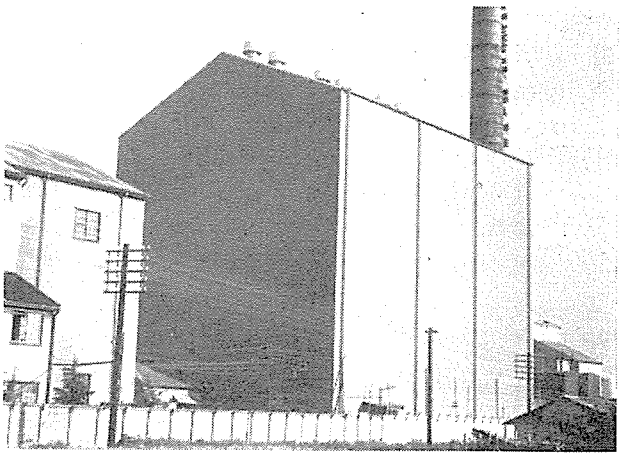
■ 超高圧試験設備 完成

送電電圧の超超高圧化に対処して，変圧器，シャ 断器，避雷器などの開発試験を合理的に行ない，また，超高圧における各種現象を研究するために建設中であった超高圧試験設備が，このたび第 1 期工事を完了した．

特長としては，建物は有効高さ 26 m を有し，面積 1,066 m² で全暗室可能であり，かつ コロナシールド 方式を採用して，注水試験，汚損試験を初めとして，油中 セン 絡試験なども実施できるようになっている．また，外部および大物工場の機器に電圧印加の必要あるときには，壁貫 ブッシング (AC 800 kV，インパルス 2,000 kV 可能) により電圧を引き出すことも可能である．

第 2 期工事が完成すればさらに有効となるが，今回の設備完成によって，多くの成果が期待される．なお主な機器は次のとおりである．

試験用変圧器	50/60～180 c/s 1,000 kV 10,000 kVA (将来 1,500 kV)
衝撃電圧発生装置	4,000 kV 300 kWs (将来 5,000 kV 以上)
注水装置	ユニット 数 8，ノズル 数 140/1 ユニット 最高 350 l/min 注水可能
油 タンク	5 mφ×H 6 m (約 12 万 l)



外観写真

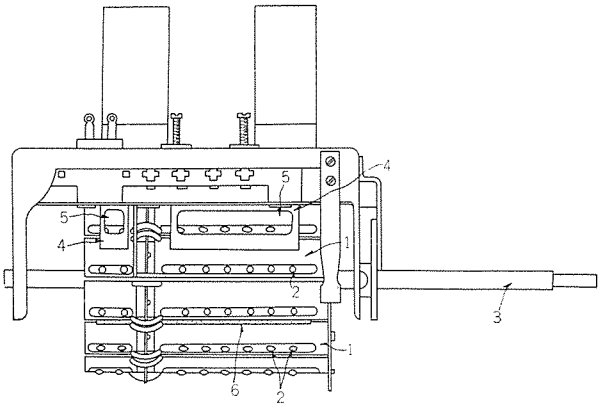
回転形開閉器の接点清掃装置

考案者　芝田正己

この考案は一般に セルフクリーンチューナ と呼ばれている テレビジョン 受像機の チャネル 切換用 ターレット形チューナ 等の回転形開閉器の接点清掃装置に関するものである.

すなわち図に示すように，多数の可動接点 (2) を有する コイルストリップ (1) 群を駆動軸 (3) で回動すると，固定の弾性板 (4) の先端に取付けられている鹿皮や ネル などの清掃具によって可動接点がぬぐわれ，チャネル 切換えと同時に接点がみがかれるように構成されており，さらに弾性板 (4) には中央部に点検窓 (5) が設けられているので，接点間の接触状態，接点の表面の状態などが目視でき，点検・保守を容易にするものである.

なお回動部に同様の清掃具 (6) を設ければ，チャネル 切換えと同時に，固定接点をみがくようにすることもできる.



(実用新案登録第 563940 号)　(大岩記)

同期機の界磁

考案者　杉山昌司

この考案は小形同期機における界磁の改良に関するもので，通常の界磁鉄心のように ダブテイル を介して スパイダ に固定するものではなく，図 1 に示すような形の打抜き鉄心 (1) を使用する.

この鉄心には巻線そう入 ミゾ (7) とその外周辺近くに ウエッジ そう入用の切欠部 (2) とが形成される.

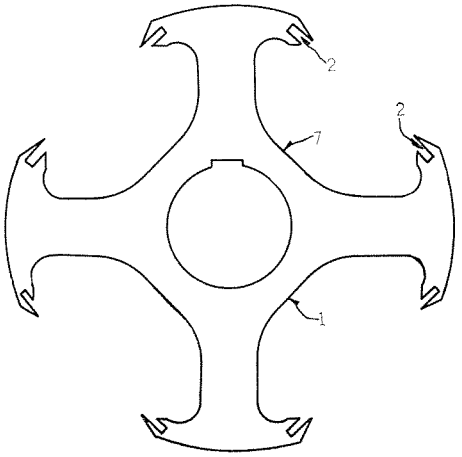


図 1

切欠部 (2) にそう入される ウエッジ は ステンレス 等の非磁性体で構成され，図 2 に示すように，その両端部にそれぞれ切り込み部 (6) が設けられている.

したがって界磁鉄心 (1) の巻線そう入 ミゾ (7) に界磁巻線が装着された後，ウエッジ (5) をその端部 K を手前にして切欠部 (2) に圧入し，圧入後両端部に設けられた切り込み部 (6) を鉄心外で適宜折り曲げることによって簡単かつ確実に，しかも安価に界磁を構成することができる．またダブテイル がないため寸法を小さくしうるほか機械的強度が非常に大きくなる特長がある.

(実用新案登録第 554523 号)　(八木記)

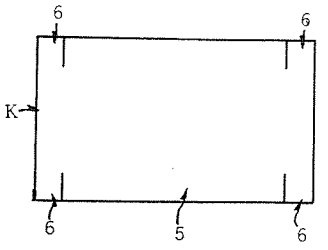


図 2

次号予定

三菱電機技報 Vol. 37 No. 3

材料特集

○相模製作所の概況
○金属の造塊時における超音波印加の影響
○電動機部品の シェルモールド 鋳物
○耐熱合金 メルコロイ-X の電子顕微鏡的観察
○二方向性 ケイ 素鋼板の試作（加熱ふんい気の影響）
○78% Ni-Fe 磁性材料の焼鈍処理
○磁性合金 Fe-Co の冷間加工性
○耐熱性高強度銅合金の研究
○メルコロイ-X
○MIBK 抽出 ロダン 塩法による非鉄金属中の微量鉄迅速吸光光度定量法
○網目構造をもつ高分子における分子鎖 セグメント の易動性分布
○ポリエステル 系成形材料
○難燃性 ガラスマット 基材 ポリエステル 樹脂積層板
○電気機器用接着材
○電気機器用 ゴム 材料
○技術解説：製造工業における オペレーションズリサーチ

三菱電機技報編集委員会

委員長 小倉弘毅
副委員長 宗村平
常任委員 安藤安二
〃 北川和人
〃 小堀富次雄
〃 高井得一郎
〃 中野光雄
〃 馬場文夫
〃 山田栄一
委員 岩原二郎
〃 大野寛孝
〃 片岡高示
〃 樫本俊弥
〃 篠崎善助
〃 堀真幸
〃 前田祐雄
〃 向井徳樹
（以上 50 音順）

昭和38年2月22日印刷　昭和38年2月25日発行
「禁無断転載」 定価1部 金100円（送料別）

編集兼発行人
東京都千代田区丸の内2丁目12番地 小倉弘毅

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「三菱電機技報社」
東京都千代田区丸の内2丁目12番地（三菱電機ビル内）
（電）東京（212）大代表 6111

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（291）0915・0916 振替東京 20018

本社 営業所 研究所 製作所 工場 所在地

本社	東京都千代田区丸の内2丁目12番地（三菱電機ビル内）（電）東京（212）大代表 6111
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内2丁目12番地（三菱電機ビル3階）（電）東京（212）大代表 6111
大阪営業所	大阪市北区堂島北町8番地1（電）大阪（312）大代表1231
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町8番地1（電）大阪（312）大代表1231
名古屋営業所	名古屋市中区広小路通り2の4（電）本局（23）大代表6231
〃 商品部	名古屋市中村区広井町3丁目88番地（大名古屋ビル内）（電）名古屋（56）大代表（5311）
福岡営業所	福岡市天神町58番地（天神ビル内）（電）福岡（75）代表 6231
札幌営業所	札幌市北二条西4丁目1番地（北海道ビル内）（電）札幌（6）大代表 9111
仙台営業所	仙台市大町4丁目175番地（新仙台ビル内）（電）仙台（2）代表 6101
富山営業所	富山市総曲輪490の3（明治生命館内）（電）富山（3）代表3151
広島営業所	広島市八丁堀63番地（昭和ビル内）（電）広島（2）4411～8
高松営業所	高松市寿町1丁目4番地（第一生命ビル内）（電）高松（2）代表 5021 4416（直通）
小倉出張所	小倉市京町10丁目281番地（電）小倉（52）8234
静岡出張所	静岡市七間町9番地10（電）静岡（53）代表 9186
岡山出張所	岡山市上石井174番地（岡山会館4階）（電）岡山（4）0331～2
長崎出張所	長崎市江戸町30（電）（2）0293
金沢出張所	金沢市田丸町55番地1（電）金沢（3）6213
研究所	尼崎市南清水字中野80番地（電）大阪（481）大代表 8021
商品研究所	鎌倉市大船782番地（電）大船（6）代表 3131
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町3丁目（電）兵庫（67）代表 5041
伊丹製作所	尼崎市南清水字中野80番地（電）大阪（481）8021 伊丹局 代表 2481
長崎製作所	長崎市平戸小屋町122番地（電）長崎（3）代表 3101
無線機製作所	尼崎市南清水字中野80番地（電）大阪（481）大代表 8021
名古屋製作所	名古屋市東区矢田町18丁目1番地（電）名古屋（73）代表1531
静岡製作所	静岡市小鹿110番地（電）静岡（3）0141～0145
中津川製作所	中津川市駒場928番地2（電）中津川 2121～8
和歌山製作所	和歌山市岡町91番地（電）和歌山（3）代表 1275
福岡製作所	福岡市今宿青木690番地（電）福岡（88）代表 0431
福山製作所	福山市沖野上町6丁目709番地（電）福山（2）代表 2800
姫路製作所	姫路市千代田町840番地（電）姫路（23）大代表1251
大船製作所	鎌倉市大船800番地（電）大船（6）代表 2121
相模製作所	相模原市小山字久保224の221（電）相模原（7）代表 3231・3244
郡山製作所	郡山市字境橋町1番地（電）郡山（2）1220～1223
北伊丹製作所	伊丹市大鹿字主ケ池1番地（電）伊丹 大代表 5131
鎌倉製作所	鎌倉市上町屋325番地（電）大船（6）大代表 4141
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字図所1（電）高槻（5）1607 神足 401
相模製作所 世田谷工場	東京都世田谷区池尻町437（電）東京（414）代表 8111
鎌倉製作所 東京工場	東京都世田谷区池尻町305（電）東京（421）4783
札幌修理工場	札幌市北二条東12丁目98番地（電）札幌（2）3976

図 1
モレクトロン　ディジタル電圧計（変換部と表示部）（左の 0.5 級電圧計と比較してきわめて小さい）

1963年計測工業展 出品　モレクトロン　ディジタル電圧計

北伊丹製作所で開発した モレクトロン（超小形回素子）は，着々といろいろな用途に必要な回路素子をそろえてきた．今回とくに モレクトロン　ディジタル 電圧計用素子 8 種類 111 個を用いて，ディジタル 電圧計を完成し，計測工業展に出品することができた．この装置は，ディジタル 論理回路と，電圧比較を行なう アナログ 回路，電力増幅回路などを用いていて，動作は安定で，温度に対しても比較的強く，装置がきわめて小形軽量になる点は，従来の トランジスタ 式に比べて非常にすぐれている．ディジタル 制御回路，データロガー，計測器などに モレクトロン は広く活用される見通しが得られ，大いに将来を期待できる．

計測工業展に出品した ディジタル 電圧計は，表示に適する自動追値式を用い，つねに入力電圧値 3 ケタ を表示した．入力電圧値が変化すると可逆 カウンタ の値を加減して，入力電圧と ディジタルアナログ 変換出力電圧が等しくなる点の カウンタ の値を表示する．

用いた モレクトロン 素子は，トランジスタ，ダイオード のほかに抵抗，コンデンサ を超小形化したものを一体にまとめ，外形 12φ 厚さ 3 mm で 8 本の リード 線を出した形状をなし，重量 1 g である．

比較のために可逆 カウンタ による自動追値式の同一方式による トランジスタ を用いたものも合わせて出品したが，表に示すように，変換部装置の大きさは モレクトロン を用いた方が体積比で約 1/30，重量比約 1/20 といちじるしく小形化することができた．

計測工業展出品 ディジタル 電圧計　比較表

方　式	トランジスタ 式 (AD-505 形)	モレクトロン 式 (AD-600 形)
主なる素子の数	トランジスタ 211 コ ダイオード 170 コ	モレクトロン 111 コ
入力 インピーダンス (kΩ)	50	5
入力測定 レベル (V)	+0.1～+9.99	−0.05～−7.95
出力 コード	10 進数 3 ケタ (2 進化 10 進)	10 進数 3 ケタ ただし LSD は 0；5 のみ
出力表示方法	投影式表示器 3 ケタ	左と同じ
小 数 点	固 定 式	左と同じ
正 確 さ (%)	±0.1	±1
変換時間 (ms)	最大　30	最大　10
変換部電力	±12 V など計約 20 W	±12 V ± 3 V など計約 13 W
変換部大きさ (mm) 体積比	幅　520 高さ　350 奥行　300 約　30 : 1	幅　160 高さ　120 奥行　100
変換部重量	約　15 kg	750 g

Tr 式ディジタル電圧計（AD-505 形）

図 2
工業計測展に出品した Tr 式とモレクトロン式ディジタル電圧計の変換部と表示部

モレクトロン　ディジタル電圧計（AD-600 形）