

MITSUBISHI DENKI GIHO

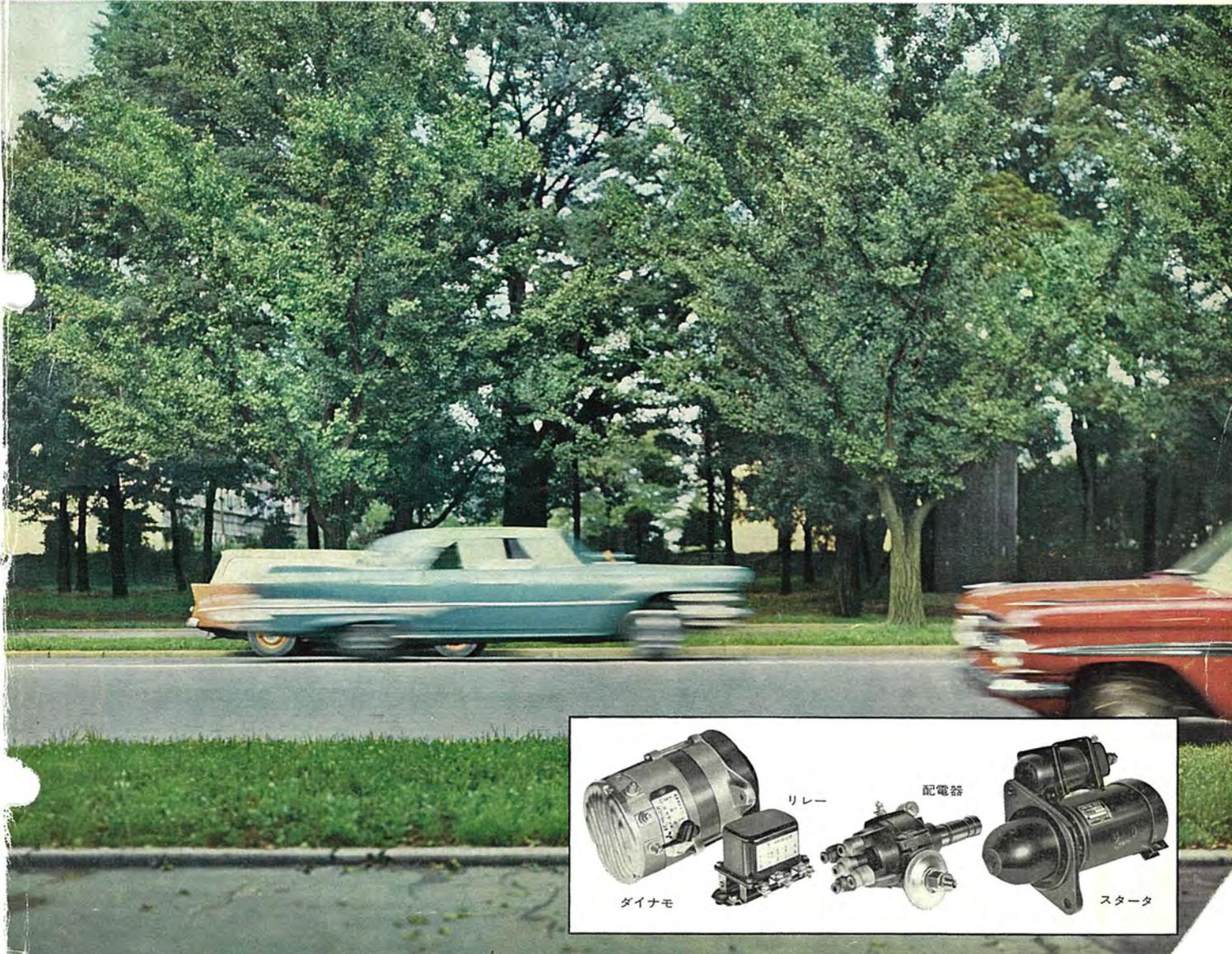
# 三菱電機技報

Vol. 38 May 1964

自動車用電装品

自動車用電装品特集

# 5



ダイナモ

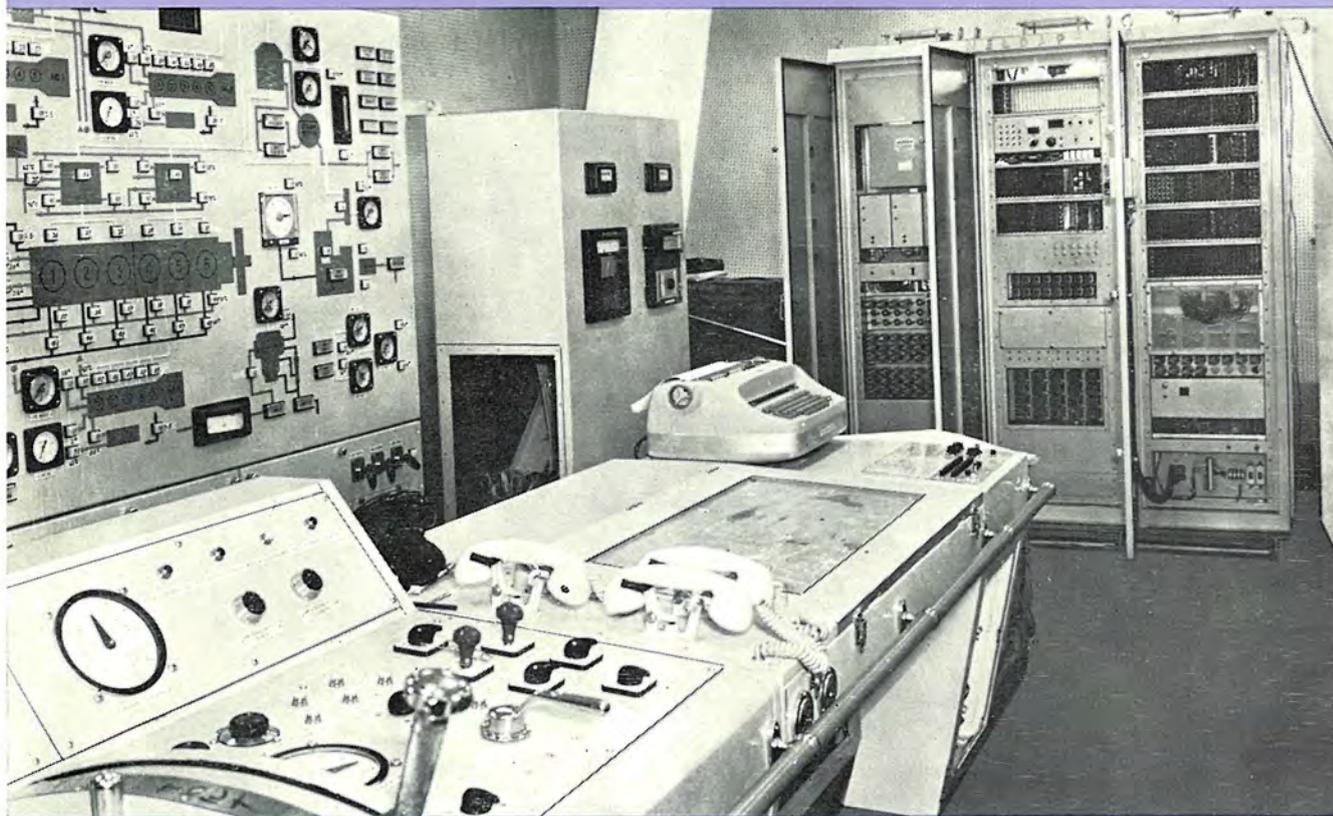
リレー

配電器

スタータ

# わが国最初の本格的船用データロガー完成

大阪商船さんちやご丸の自動化に新威力



“さんちやご丸” 制御室 (右 データロガー本体 左 グラフィックパネル)

ここ数年来船は経済性向上のため大形化、高速化の傾向をたどり、機関その他は船舶の大形化、高速化にともない、ますますその機能を複雑化してきた。このような情勢によりわが国海運界は機関室各装置の安全運転および効率確保のために世界に先がけ自動化船の建造に着手した。

当社においても船舶自動化の一環として陸用各種データ処理装置の豊富な経験をもとにして船用データロガーの製作に着手し、このほど第1号機の据付調整を完了した。

この船用データロガーは MELDAP-1361 と称し、新三菱重工神戸造船所より大阪商船「さんちやご丸」用として、検出器を含め、一括受注したもので、わが国最初の本格的な船用データロガーである。

「さんちやご丸」は52,800重量トン、主機関として13,800馬力のディーゼルエンジン1基を搭載した和歌山-南米チリ間を往復する鉱石専用船で3月31日南米チリに向けて出航した。

今回完成した船用データロガーは機関部の集中監視およびデータの記録を行なうものである。

## ■ 主要性能

### 機能

#### (1) 走査監視

計測値があらかじめ設定されている上下限値をこえた場合はランプおよびブザーで警報を発し、同時にタイプライタにより、その時の時刻とその点のデータを作表用紙の所定の欄に赤字で印字する。

#### (2) 作表

記録項目30点のデータを1時間または4時間ごとに各点3または2ケタの数値でタイプライタにより自動的に作表する。また押しボタンにより任意時刻の作表も可能である。

#### (3) 数値表示

押しボタンにより任意点の呼出し表示が可能である。  
入力点数

(1) 温度 47点 (2) 圧力 6点 (3) その他 7点

走査速度 1点約1秒

論理回路 トランジスタスタティック方式

構造 床置自立形、内部は搬送標準架、リレー、ピンボードは完全密閉

重量 約800kg

電源 AC100V 60c/s 500VA 以下

#### 使用条件

(1) 動揺 ローリング 30度、ピッチング 15度

(2) 振動 ±1.5mm (100~1,200cm)  
±5mm (60~600cm)

(3) 周囲温度 0~40°C

(4) 相対湿度 95% 以内

そのほか、この装置では船の特殊条件を考慮し、耐振、耐湿には十分注意し、タイプライタも振動に強い特殊な印字機構をもつゴルフボール式を採用した。

なお当社では第1号機に引き続き、国鉄青函連絡船八甲田丸、ESSO社タンカ用データロガーを一括受注し、5月完成を目標に鋭意製作中である。



**表紙説明**

時代の寵児自動車も電気の力を借りなければ、その機能を発揮することはできません。自動車の電気系統は、バッテリーを中心に、大別して充電、始動、点火、照明の四つのグループに分けることができます。

これらのグループの中で主役を果すのが電装品で、当社ではダイナモ（ACダイナモ、DCダイナモ）リレー、スタータ、配電器などの電装品を多種、大量に生産して主要自動車メーカーに納入し、30%以上のマーケットシェアを占めています。



# 三菱電機技報

昭和39年 第38巻 第5号 (自動車用電装品特集)

## 目次

内外電装品の展望	宮崎秀夫・平田毅	2
ACダイナモのすう勢	大村半弥・岡田一郎・石橋光雄・諸永茂雄	7
同軸形スタータ	釘本範雄	13
トランジスタ点火装置	三木隆雄	19
ダイヤマチックSAT	星川光清・光森悟	24
自動車用電装品の工作	都築奎三	28

国鉄納め ED 75 形交流機関車	北岡隆・白庄司昭・鶴田敬二	32
国鉄納め信号電源用永久磁石形電動交流発電機および制御盤	遊佐利喜治・美濃順一・鈴木條夫	41
多点支持梱包による大形ラッキングの落下試験	堀直昌・大谷清二・高橋康英	48
変圧器用耐熱処理紙の実用性能試験	白井万次郎・神谷友清・菅寿郎・清水英範・池田五郎	55
三菱ロジック・トレーナ(デジタル回路実験装置)	小島一男・三道弘明・鈴木雅弘	60
北上川洪水計算用電子計算機	大鳥羽幸太郎・柴谷浩二・桑田博	68
ME-9形7Gc帯トランジスタ化多重無線装置	阿部修・尾形むつを・天野旭・金子正治	76
トランジスタ式10/25W400Mc/FM無線電話装置	黒田忠光・奥村徹・桂川弘・中村信弘	80
トランジスタ式VHF対空無線装置	黒田忠光・山口哲夫・片山泰一・斎藤義輝	85
パラメトリック増幅器の実用化に関する諸問題(1)	喜連川隆・白幡潔	88

《技術解説》

大形アナログ計算機の最近の進歩(その1)	大鳥羽幸太郎・柴谷浩二・桑田博・持田雅夫	100
----------------------	----------------------	-----

《技術講座》

プラズマ(その4)―各種プラズマの発生および応用(1)―	河合正・伊藤利朗・近藤博通	105
------------------------------	---------------	-----

《新製品紹介》

HSF形断路器完成・VSH形断路器完成・フラットモートル・MD形直流操作交流電磁接触器・三菱電気洗たく機・三菱タイムスイッチ・三菱電気カモソリ	111
---	-----

《ニュースフラッシュ》

東京電力馬場先変電所納め45MVA変圧器完成・負荷時タツプ切換器試験設備完成・東海道新幹線量産車用列車無線移動局設備納入・警察庁納め400Mc帯多重無線装置納入・自動車用ACダイナモおよびマグネットにつき技術交流・三菱防爆形(安全増、耐圧)照明器具発売	115
--	-----

《特許と新案》

電照栽培用ケイ光放電灯・扇風機・除鉄装置	118
----------------------	-----

《最近における社外講演一覧》	18
----------------	----

《最近登録された実用新案》	119
---------------	-----

《表紙》

2. わが国最初の本格的船用テータロ完成
3. わが国最初の船用“膨脹式救命すべり台”完成
4. 三菱オートラジオ

# 内外電装品の展望

宮崎 秀夫\*・平田 毅\*

## Outlook of Electric Equipment for Motor Cars

Himeji Works Hideo MIYAZAKI・Tsuyoshi HIRATA

In the early stage of motor car industry, the magneto was the only electric equipment to speak of. However, riding comfort, safety and further dwelling comfort have come to be counted in the automobile design. This has brought forth increasing demands of electric equipment to go with cars such as an ignition system, a charging system, a starting system, auxiliaries as loads on the car. Since the motor cars are quantity-produced, the electric equipment for use with them must also be produced in a large scale. The manufacturers of this equipment are not ubiquitous as other producers of electric apparatus. Mitsubishi has been participating in this particular industry with a firm belief that prosperity in automobile industry paves all-out the way of national prosperity.

### 1. ま え が き

エンジンの運転に必要な、点火の目的を達するため、いわゆるマグネトが使用され、このものだけが自動車の電気品であった時代には電装品といったことばもなかったが、自動車が運転を快適にしかも安全にする目的と、居住性を高める目的のため次々と改良されるに及び、その電気装置もきわめて高度多様化し、電装品という名称が自動車界および電機事業界において加速度的に比重を増してきている。

この時期にあたり、電装品全般について解説する機会が本誌によって与えられたことは、筆者らのきわめて喜びとするところである。

### 2. 電装品の特異性

電池を使用する特殊なものを除き、一般電気品が発電所から最終負荷に至るラインになんらかの関係を持ち、したがってこのラインの正常な活動を守るためのいろいろな制約の範囲で計画され、製造され、使用されているのに反し、電装品は一台の自動車がその独立した機構の中にすべてを包含し、ほとんどなんらの制約も受けることがない。このことが電装品に一般電気品とは異なる特異性を与えており、規格類も一般電気品とはまったく別の観点から作成されるゆえんである。

(a) 線間電圧が 30 V 以下の電池電圧に基づく一般回路と、波高率がきわめて高く、電源インピーダンスも大きいので、人体に及ぼす危険性はほとんどないが、10,000~20,000 V にも及ぶ点火回路からなっている。すなわち極端から極端に及ぶ特殊電圧を使用する。

(b) 前者に対しては 30 V 以上に上ることがないことと小形軽量に作ることの必要性から、いわゆる電氣的絶縁性といった観点からほど遠いものがあり、機器の主巻線、大地間の絶縁抵抗も問題にしないですむといった特異性がある。

(c) 点火回路に関しては 10,000 V 以上を発生するコイルをこどものこぶし大に作りあげる必要があって、製作にはきわめて特殊の技術を要するが、構造上一端が接地される関係で、対地絶縁を測定し得ない。したがって規格もない。

人体に危険がないからセン絡さえ起こさなければよいといった

構造をとり、高圧部を露出したままに放置する例も多い。

(d) 小形にまとめるためと耐振性をよくするためにはあらゆる手段が講ぜられており、この点構造上の大きな特長がある。

(e) 最後に低価格も大きな特異点であろう。

このように一般電気品からは想像もできないことをやっているのが電装品であり、部分的には参考になる構造も多いものと信ずる。

### 3. 点 火 系 統

マッチをするときの摩擦エネルギーは大体 0.7 ジュールであるが、エンジンの点火センに与える放電エネルギーもこれと同程度あるいはその数倍のものであり、各シリンダの爆発ごとに、この程度の火花エネルギーを供給している。

今火花あたり 0.1 ジュール とおけば

4 気筒の自動車エンジンが 3,000 rpm の運転をしている場合の純火花工率は

$$0.1 \times \frac{3,000}{60} \times \frac{4}{2} = 10(\text{W})$$

であって、その装置は、出力 10 W 程度の小形電機と考えればよい。

エンジンの種類および用途によって、高圧磁石発電機いわゆるマグネトであったり、点火コイルと配電器の組み合わせである電池点火装置であったりする。

#### 3.1 マグネト (high tension MAGNETO)

内燃機関が進歩した最も大きな原因が、マグネトの完成にある、といっても過言ではないようである。1887 年 カールポッシュが発明して以来ほとんど構造的に進歩していないが、その構造がきわめて特異であるので、参考のためここに説明を加えることにする。

図 3.1 はその概念図であって、矢印の方向に磁鋼が回転する場合、一番磁束変化の激しい位置の直後すなわち (b) の位置で、今までこの激しい磁束変化中、(3) で示される一次コイルが、接点 (2) によって短絡されているが、この接点 (2) を開くことによるコイル鉄心に生ずる過渡的な磁束の急変化を利用するものである。前記コイルの上層部に巻回数のきわめて多い二次コイル (4) をおくことによって、火花電圧を発生させるが、この方法で総磁束数 10,000 Mx 程度の小形機でありながら巻線あたり 1.5 ムルト

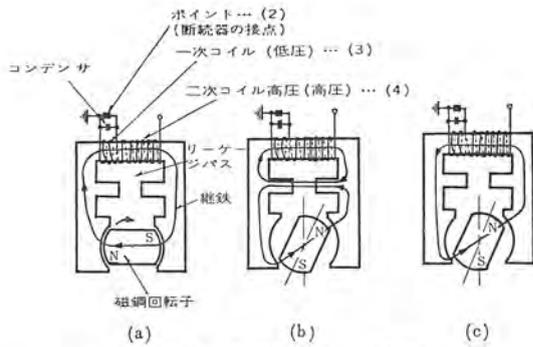


図 3.1 マグネットの観念的構造  
Fig. 3.1 Ideological construction of magneto.

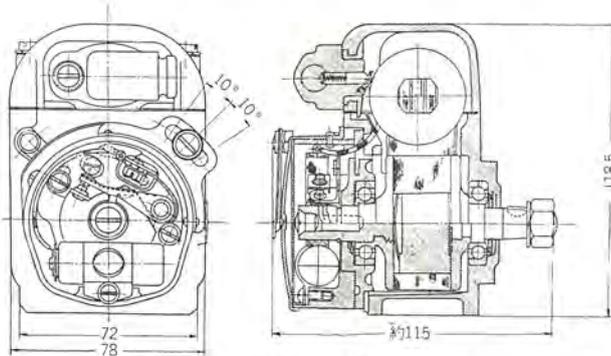


図 3.2 軸回転形マグネットの一例  
Fig. 3.2 Example shaft rotating type magneto.

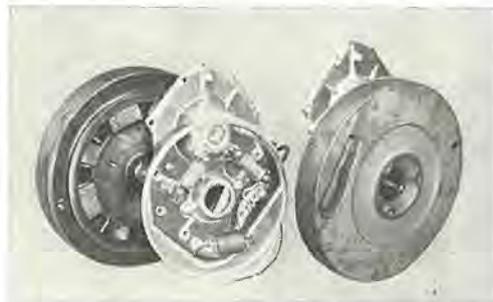


図 3.3 最近のフライホイール形マグネット  
Fig. 3.3 The latest flywheel type magneto.

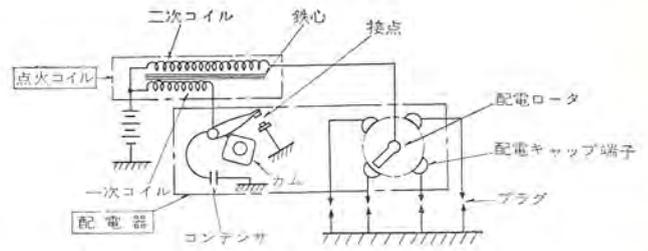
の電圧を発生させることができる。普通 9,000 回程度を巻き、無負荷時 13,000 V 程度を得ている。

実際の構造は図 3.2 に示すが、このような形をとるものを JIS では軸回転形と称している。図に示すものは 1 気筒用であるが、高圧部を各気筒に分配する装置を持った多気筒用の構造をもつものは航空機に使用されることが多い。ほかに電源を求める必要がなく、しかも相当高度な信頼性を与えることができるので、自動車にマグネットがほとんど使用されない昨今でも、航空機には必ずマグネットが使われるわけであるが、同じ理由から船用、モタサイクル用、一般エンジン用として広く製作されている。なおエンジンのフライホイールを兼ねた構造にまとめられたフライホイール形のものがあり、図 3.3 はエンジンの主軸受をマグネット側でもった構造の例を示し、これはマグネットがエンジンと一体不離の関係にまで進化した一例でもある。

### 3.2 自動車用点火装置

電池のない自動車が考えられないようになった 1,920 年ごろから、自動車用マグネットは急激に姿を消し、電池点火方式に変わった。その初期においては、マグネットの低速時出力が不十分であったことがおもな理由であったが、現在では構造上安価であること以外に理由は見つけにくい。

内外電装品の展望・宮崎・平田



電池点火の配線図  
図 3.4 電池点火と結線  
Fig. 3.4 Battery ignition and connection.



(a) 外観



(b) 分解

図 3.5 代表的な配電器  
Fig. 3.5 Typical distributor.

イグニッションコイルと称する一種の変成器の一次電流を接点でシャ断することによって、二次側に火花電圧を得るきわめて単純な装置であり、高圧側で各気筒に配電しているが、この配電器 (Distributor) はピストン位置に対する点火時期の関係を、エンジンの運転状態に応じて、常に自動的に変える目的のため、内部に装着される接点の關係に自動進角装置を備えているのが普通である。代表的な一例を図 3.5 に示す。

以上記述したとおり最近の自動車にはほとんどすべて、この電池点火方式が使用されるが、あらゆる使用状態で必ずしも満足な性能を備えうるわけではなく、気筒数の増加と、回転速度の増大、ならびに圧縮比の向上が必要条件となる競走車では、しばしばマグネットが使用されるが、これは特性上、両者の間に根本的な相異があることによるものであって、マグネットが高速時の火花の弱화가現れないのに反し、電池点火による場合、その弱화는原理上判断がつくとおりでやむをえない。

## 4. 充電系統

充電用ダイナモとして一番注意をひく点は、回転速度がきわめて広範囲に変化することと、負荷が同様にきわめて大きく変動することであって、このため特殊の設計を要求されるが、小形軽量にまとめている点も他に類がない。きわめて最近の動きとしてシリコン整流素子を使用したいわゆる AC ダイナモと称するものが使用され始め、とくにその利点を発揮する過酷な条件に満ちているわが国では、ここ数年間に全車種の自動車がこれに置き換えられよう

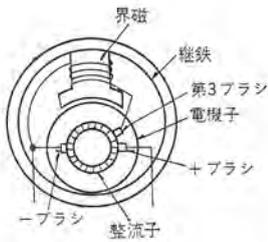


図 4.1 第3ブラシ式発電機  
Fig. 4.1 Third brush generator.



(外觀と使用部品)  
図 4.2 DQ 形ダイナモ  
Fig. 4.2 Type DQ dynamo.



図 4.3 VR 形レギュレータ  
Fig. 4.3 Type VR regulator.

としているが、別項掲載の予定であるので、ここには省略する。

#### 4.1 ダイナモ

比較的初期には第3ブラシ式と称する特殊のブラシを備え、これによる特殊励磁作用によって、ほぼ速度に無関係な定電流出力を得ていたが、この程度では十分に特性上の要求に応じきれないので、現在ではすべてレギュレータ付の定電圧式ダイナモが使用されている。レギュレータについては項を改めることにするが、ダイナモ自体については、前記した速度変動のきわめて広いことに注意を要する。この点は日本においてとくにははなはだしく、道路事情の悪い範囲では、25 km/h 程度で走ることが多く、この速度と、高速自動車道路における 120 km/h 程度との間、5 倍近くの速度変化に対応させる必要がある。極端な低速走行の必要が少ない欧米の事情と対比して困難な点はここにある。この要求に応ずるために補極を用いることも、重量増加を伴うため実施できない。また定電圧特性を与えるため界磁は広範囲な変動を予期する必要があり、歯部の飽和といった手もまったく採用不可能である。このような悪環境にかこまれた直流機は、片間電圧の低下をねらう一般的设计と、極間隔を大きくとること、および低電圧用としては硬質の整流ブラシを選定できる程度で、一般にきわめて悪い整流状態に放置されている。

図 4.2 に当社で最も多く製作されている DQ 形と称するものの写真を掲げたが、形態としてはいずれも類似なものである。

#### 4.2 レギュレータ

6 個のバッテリーは、負荷時においては、ほぼ 12 V の端子電圧をもつが、充電が進むにしたがってこの電圧が上昇し、充電末期ではほぼ 14 V を示すのが普通である。これにダイナモを接続し、ダイナモの出力電圧をなんらかの方法によってこの 14 V に保つとすれば、完全充電バッテリーは、もはやこれ以上充電されず、放電した場合だけそれ相応の充電が行なわれるわけで、バッテリーの保守上理想的の状態が得られることになる。この方式をとるものを定電圧式ダイナモと称し現在きわめて広く用いられているが、定電圧を得るために、図 4.3 のようなレギュレータを用いる。その構造は、一定の電圧でちょうど開くような電磁スイッチを通して、そのフィールドを励磁する方法をとるが、その接点の開閉は毎秒 10 回程度のものである。多少の変形はあるが基本的にはこの原理にほかならず、きわめて簡単なこの方式で相当長い耐久性を与えるため、その作動状態および接点の材質にはきわめて深い注意が払われており、このような構造で、数年の使用に耐えるものが量産できる点一つの驚異でもあろう。

### 5. 始動系統

0.5~11 kW 程度の出力をもつ、短時間定格の直流モータであっ

て、その定格値としては、2 分程度が考えられている。

運転の際だけエンジンの歯車とかみ合い、始動が終われば自動的にあるいは意識的にそのかみ合いをはずすが、その構造にいろいろ考案がなされており、とくに高級なディーゼルエンジン用の大形機では押しボタンを押すだけで、完全に始動が達成されたときだけ離脱し、不完全な始動すなわち部分的な気筒の一時的爆発では離脱しないこと、エンジンの運転中あるいはスタータが未停止の状態で誤って押しボタンを押しても操作しないことなど、相当高度な制御方式が採られている。これは大形機ではその出力の大きさからくる誤作動による事故が大きいためこれを防止するため、この点日本で採用されている方式がどの国のものより進歩しており、バスなど大形自動車に強い日本の技術はこんなところにもある点多としたい。

図 5.1 左側にこの種大形スタータを、図 5.1 右側に一般中形車用のものを示すが、その特性はいずれもエンジンに 200 rpm 程度の回転を与えるものであって、電池を電源とするため電池の性質がきわめて大きく出力に影響し、極寒時の始動は電池出力の低下に、エンジン内のオイルの粘性の増加が加わってきわめて困難をみることもある。

スタータに関しては記事の性質上これ以上記述することをはばかるがモータ単体としては出力 1 kW あたりの重量 3 kg 程度であり、小形にまとめるための技術はダイナモと同様に見るべきものがある。



図 5.1 5 kW スタータと制御器および 1 kW スタータ  
Fig. 5.1 5kW starter and controller and also 1kW starter.

### 6. 負荷としての補機類

2 個のヘッドライトと、1 個のテールライトだけが負荷であった 1,925 年ごろまでは、ライトの照度も低く、したがって電気負荷として 70 W を考えれば十分であった。その後ヘッドライトが 20 W から 35 W に強化されると同時に、ほとんどすべての車に電気ホーンが使用されるようになり、ダイナモの出力も 130 W に増大されたが、この時代が第 2 次大戦終了まで 20 年も続いてきた。しかしアメリカ

カの高級乗用車ではラジオの装着が一般的になるなどのため必ずしもこの程度ではなかったようであるが、戦後居住性の向上は必然的に電気負荷の増大をよび、その結果、使用電圧も従来の6Vが、1955年を中心としていっせいに12Vに倍加され、ライドロウの減少によって各負荷の性能も著しく向上した。続いてヘッドライトの数が4灯に増加されるなどの結果、ダイモの出力は乗用車において300~500W、トラック、ライトバンなどでも250~300Wの使用が普通になってきている。以上は一般乗用車、トラックの大意であるが、大形バスについてはそのエンジンがディーゼルである関係上スタータの出力が必然的に高い電圧を要請し、初めから24Vが採用されてきたが、ダイモの出力としては300Wが長期間動かなかった。乗用車のダイモが大容量化したころ、500、700Wと上昇し現在では1kWが一般的となり、特殊デラックス化の場合3kWあるいは5kWの要請も受ける現況である。

このような大電力がどんな負荷のために要請されるかについて略記すれば

比較的大きな電力を消費する装置として、

ヘッドライト	100~170 W
ホグライト	70 W
車幅灯に類するもの(大形車)	30~100 W
室内灯(バス)	100~300 W
クーラ	150~1,500 W
ヒータ	30~200 W
連絡用無線機	80 W 前後

小電力ですむもの、あるいは間欠的なもの(\*印を付記)として

スタータ	1,500 W (*)
方向指示灯	60 W (*)
テール灯	8~15 W
ホーン	100~200 W (*)
ラジオ	2 W あるいは 50 W (真空管式)
ワイパ	20~50 W
シガレットライタ	100 W (*)
窓ガラス用スライダ	50 W (*)
シート調整用モータ	500 W (*)
ウインドデフロスタ	20~50 W (*)
ホロ(幌)移動用モータ	500 W (*)
アンテナ上下用モータ	20~50 W (*)
その他計器用、特殊装置用、標示ランプ用など	

上記の内きわめて特殊なものを除き、クーラなどは乗用車用の小形を想定して合計すれば

前者……………560 W

後者……………300 W (\*印は1/5, スタータのみ1/10をとる)

すなわち約1,000 Wを必要とする。全負荷を同時に用いることはないで、乗用車の場合500 Wの発電能力で十分と考えられている。

## 7. 将来の電装品

負荷としての補機類を除き、1925年ごろ電装品は一応その形態を整えたかに見え、事実少なくとも形態上の進歩は止っていたが、シリコン整流体の出現はみごとにその様相をくつがえし、ここ数年を出ない間にすべてのダイモを変えようとしている。このように新しい材料、新しい構成要素の出現がものの流れを一変させる

内外電装品の展望・宮崎・平田

例は単に電装品だけではないが、現在考えられている可能性としてはそのほとんどが半導体に関連したもので、別項記述のほずである点火装置への半導体導入による無接点化、レギュレタの無接点化はきわめて近い将来確実に実現されるものと考えられる。

ライト類の自動切換装置、空気清浄装置などはデラックス化のムードとともにいつか一般的になるものと思われる。またドリーム的なものとして、エンジン熱を利用した発電装置がある。わざわざ冷却して捨てる多量の熱が利用できるとすればきわめて好都合であるに違いない。もう少し手近なところで自動運転装置がある。道路わきに設置した有線、あるいは無線のシグナルラインに導かれて自動運転され、障害物をたくみに避ける機能を備えるもので、ラインの選定を行なうことによって、長距離の無人運転も可能なものであって、すでにウエスタンハウス社から1957年ピッツバーグ工場周辺での実験が報告されている。その機構の一部である自動停止装置、自動操舵(舵)装置などは保安上の見地から、案外早期に実現される可能性もあろう。同様保安上必要なものに対向車からのライト障害をなくすることが考えられるが、偏光などの利用によって簡単にできそうに見えるが、その実困難なものの一つであるようだ。

最後に燃料電池による走行が考えられ、すでに提携会社であるアメリカのフレストライト社では小形車を走らせているが、よほどよい電池が得られないかぎり、現在の設計ではモータ自身の重量が、一般自動車エンジンより重い関係もあって、実現困難と考えられる。

## 8. 価 格

先に低価格が電装品の1特長だと述べたが、必ずしも電装品の価格だけが低いわけではなく、同程度の量産をすれば同程度に到達できるはずのものである。

自動車自身の価格が同車種の月産7,000台を単位として一応最も低下するといわれているが、このことは自動車工場で直接作られるものが一応間断なく流れ、したがって、これ以上の場合は別のラインを作る必要があるという考えから出たもので、自動車の構成部品であり、より小形の生産品である電装品の場合、流れの速さは数倍が可能である以上この程度の生産では決して十分とはいえない。外国のある電装品工場ではダイモの巻線作業を極度に自動化することにより、一個の電機子を数秒で巻き終わっているが、すべての関連作業をこの程度に短縮することは不可能でなくこの辺が一応最低コストをつくりうる限界と考えることができよう。すなわち時間あたり約700、1日4,000、月80,000の生産が必要であって、現在国内での最も多い生産の機種は約15,000程度であることから考えれば、その数倍の生産が必要であるといえる。アメリカは自動車生産そのものが多いことにより、イギリスは電装品の統一化により、ドイツはVW車の生産が多いことにより、それぞれほぼこの域に達している様子であって、日本が近い将来この生産ができる場合を想定すれば、必ず有利な立場を得ることができよう。この場合一番大きな障害として材料高が予想されているが、この点も必ずならんらかの形で解決されよう。

一般乗用車に使われる電装品として、ダイモ、スタータ、配電器、レギュレタ4点を1組にした価格が、1万円を少し上回る程度であるが、現在の生産量でこの価格まで低下させるには、きわめて大きな努力が払われている。外国での価格はこれより20~40%低い様子であって、この価格は次に述べる自動車部品特有の価格構成を考えて始めて理解可能である。

電装品に限らず自動車部品の価格は、車メカに納入する価格

と補修用に供給するものとの極端な差があり、最もひどい例としてプラグがあげられるが、アメリカでの前者すなわちオリジナルに対し、後者すなわちパーツの価格はプラグメカから出るときすでに約3倍の差がある様子が、部品メカはオリジナルとして納入することによって、パーツの販路を確保し、その総合によって、始めて利潤を上げるわけである。ヨーロッパでもこれに近く、これまできたおもな理由は自動車の保険であって、修理業者が部品の不良を発見した場合それを修理するよりも、新しい補用品と交換したほうが必ずしも安くはないにしても、必ず客筋から喜ばれるため、手間の高いこととあいまって、きわめて大量の補修部品を要求するに至った。日本ではまだ一部の部品に多少この傾向が見られる程度であるので、単にオリジナル部品だけの価格を外国と比較してみても、非常に意味の薄いことである。この点を考慮すれば、われわれの価格はほぼ欧米の線に到達したとも考えられよう。

### 9. メーカーと生産

三菱電機のほか日立、日本電装が電装品のメカとしてあげられるが、その他国産電機、沢藤電機、日興電機といった会社がある。前3社では一般自動車用電装品のほか、ディーゼル用大形電装品、マグネットも含めた生産を、相当手広く行なっているが、一般自動車用電装品の生産には前記したように、相当大きな設備による必要があって、電装品としてのシェアも大きくなるが、後の3社は一般電装品を生産する能力には乏しいが、それぞれ専門分野を有し、国産電機、沢藤電機のマグネット、日興電機、沢藤電機の大形電装品は名がとおっている。

外国の様子を説明するには、自動車メーカーの統合を含む変遷と深い関係があるので簡単に説明しにくい。要するに各国とも統合がほぼ完了し電装品メーカーの数もきわめて少ない。アメリカのデトロイト、フレストライト、フォード、イギリスのルーカス、ドイツのポッシュなどはその代表的なものである。

国内メーカーの最近のシェアを示す表を掲げれば表9.1のとおりで、それぞれメーカーとの結びつきがきわめて強い。なお当社電装品の用途別比重は表9.2のとおりである。以前30%にも達していた三輪車用電装品が、次々と四輪に換えられてきた最近の様相を示す。

### 10. む す び

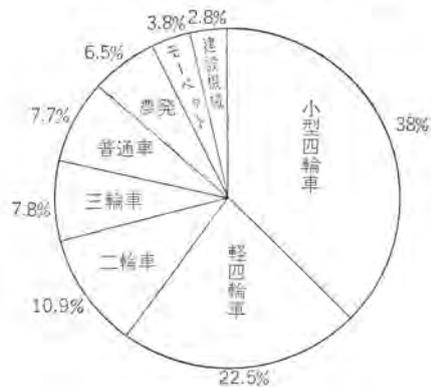
流れ作業の代表的なものとして、だれでも自動車を考えるが、

表 9.1 各電装品納入メーカーとシェア

自動車メーカー	電装品納入メーカーとシェア				
	三菱電機	日本電装	日立製作	国産電機	沢藤電機
日産自動車株式会社	◎		◎		
トヨタ自動車株式会社		◎			
プリンス自動車工業株式会社	◎		○		
いすゞ自動車株式会社		△	◎		
日野自動車工業株式会社		○			○
新三菱重工工業株式会社	◎	△			
東洋工業株式会社	◎	△			
ダイハツ工業株式会社		○	○	△	
鈴木自動車工業株式会社	○	○		○	
本田技術研究所	○	○		○	
ヤマハ発動機株式会社	○		○		

◎ きわめてシェアが高い  
 ○ シェアが高い  
 △ シェアが相互にある

表 9.2 当社電装品用途別生産比率



そのとおり自動車の生産は膨大な流れを除いては考えられない。自由経済のもとではこの流れは必ず世界的な標準規模の程度以上の大きさであることが必要であると同様に、一般自動車用電装品の生産も必ず一定水準以上の規模が必要である。その規模に接近してきた日本の現状から、自由化の幕が落とされた場合以降にどのように伸びてゆくかが、われわれ電装品製造関係者にかけられた課題であって、上記の特殊な性質を十分考慮すると同時に、設計技術、製造技術にまい進する必要がある。自動車の生産がその国の優秀な産業全般の基盤に立って可能であるという意味からも、有識者のご支援を切望する。

# AC ダイナモのすう勢

大村半弥\*・岡田一郎\*・石橋光雄\*・諸永茂雄\*

## Engineering Trend of Automobile Use Alternator with Silicon Diodes

Himeji Works Hanya ŌMURA・Ichirō OKADA・Mitsuo ISHIBASHI・Shigeo MORONAGA

Electronics taken in motor car industry has made a marked step forward by developing Alternator which self contain diodes. Increasing adverse conditions in traffic and enlargement of electric load in the automobile technology have made it difficult to obtain satisfying performance with conventional DC dynamos. This has expedited the progress of Alternator, which has much superior characteristics. Even in the service problems the new apparatus is possessed of greater advantages. Particularly brushless Alternator are extensively studied of late. Charging Regulators to be jointly used with Alternators are being changed from the conventional contact type to a transistor one.

### 1. ま え が き<sup>(1)</sup>

半導体を使用した自動車用充電装置は点火装置、ハイウェイガイドス、ワーニングシステムなどと同様、自動車へのエレクトロニクス応用としておもにアメリカにおいて進歩的な研究<sup>(2)</sup>がなされており、わが国においてもこれに若干遅れて種々の研究開発が続けられている。とりわけわが国の得意とする半導体を使用した「AC ダイナモ」、「トランジスタレギュレータ」については、各社ともその実用化、多量生産化には多大の努力をばらっている。とくに AC ダイナモは従来の DC ダイナモの容量的限界の問題とシリコンダイオードの長足な進歩とがあいまって急速に実用化の域にはいつてきた。

本稿ではこのような AC ダイナモとそれに付属する充電制御器の歴史と現状を記し、さらに将来についても触れる。

### 2. 歴 史<sup>(1)</sup>

AC ダイナモはシリコンダイオードが十分な発達を遂げるまで、セレン整流器と組み合わされてごく特殊な車両などで実用化されていた。この段階ではむしろオルタネータと呼称したほうがいいかも知れぬが、この方式そのものはかなり古い歴史をもっている。すなわち、1937年クライスラー社が乗用車に試験的に取り付け、その後第2次大戦中には同社がセレン整流器をとくに強制冷却する方式で航空用として直流出力 30 V, 400 A のものを生産した。さらに 1945年にはリースネービル社が警察車、特殊トラック、バスなどの重負荷のものに装着すべく、その開発を続け、1946年にはツインコーチ社の車に直流出力 14 V, 100 A のものを標準品として提供しており、これを機会に交流方式は急速に進展し、1958年1月までに約十万セットが同社によって製造されている。しかしながら、この方式(三相交流発電機に全波整流装置を併用したダイナモ)が、真に DC ダイナモの競争相手として、今日のすぐれた車両充電方式として登場せしめることを確約したものは、セレン整流器に比べてきわめて小形で交流発電機の一部に取り付けることが可能でかつ低廉なシリコンダイオードの出現である。この間の事情、すなわちセレン整流器を使用した時期と低廉で信頼度の高い小形のシリコンダイオードが出現した時期とで AC ダイナモに対する見通しに変化してきた事情を端的に物語るものとして次の両氏のことばをあげておこう。すなわち 1958年1月の A. I. E. E. で Emery J. Szabo 氏は「購入価格がいくら高くても将来交流方式が採用される見通しが強

い。」と述べており<sup>(3)</sup>、1959年11月の Automotive Industries で Glen Ramsey 氏は「1961年までには乗用車用の発電方式はシリコンダイオードを内蔵した交流発電機に全部変わるだろう。」と述べている<sup>(4)</sup>。1961年という年号は別として Glen Ramsey 氏がファンズナル整流器社の副社長である点、この見解はいささか我田引水の傾向にあるか、また整流器メカの重鎮であるがゆえに見通しに当を得ているとみるかは問題である。ただし 1958年11月の SAE ジャーナルに Delco-Remy 社がシリコンダイオード内蔵形 AC ダイナモを独特の広告方法である“Progressive Engineering makes the Difference.”の見出しのもとに広告して以来再々にわたって宣伝しているし、Auto-lite 社(現 Prestolite 社)でもこの種の広告を SAE Journal などに掲載し、その宣伝に努めている。

アメリカにおけるこうした部門に直接関係ある人々の言動とは別に、SAE Journal に毎年の新車の傾向を報ずる欄では 1960年10月に、1960年パリアントで紹介されたオルタネータ<sup>(5)</sup>(AC ダイナモ)は 1961年クライスラー全車種に出現したと報じているし、1961年11月には「比較的早く出現したにもかかわらずエアコンディショニングしたもの以外ではその後新しいオルタネータは見あたらない<sup>(6)</sup>。」と 1962年の乗用車技術の傾向の中に記載している。しかしながら 1962年の新車に現われなかった AC ダイナモは決してこのまま見送られるものではなく、アメリカ各社でなお胎動していたのである。1962年11月の SAE Journal<sup>(7)</sup>にはアメリカの乗用車のほとんどが AC ダイナモを装着してきたと報じ、General Motors の系列、Ford とその系列、American Motors などの自動車メカが急先ぼう(鋒)を切っていると述べているし、1963年型のクライスラー系車種は全部 AC ダイナモに置きかえられていた。また 1963年7月の海外調査もこの事実を裏付けしている。

ヨーロッパにおける AC ダイナモの研究も無視できない。ロンドンのモータショーに AC ダイナモが進出したことが報ぜられたのも3~4年前と記憶するし、再々にわたってこの関係の論文が各誌に報ぜられている。1963年5月の Automobile Engineer<sup>(8)</sup>ではイギリスにおいてはまだバスとか大形トラックに限り実用されているが、実際ヨーロッパにおいては切迫した空気がただよっており、フィアットは独自の開発で AC ダイナモを使用し、イタリアの A. T. S. Car にはルーカスの AC ダイナモが使用されていると報じている。しかしヨーロッパ全体が AC ダイナモにおきかえられるのはもう少し時間がかかるように思われる。

\* 姫路製作所

一転して国内に目を移せば、1954年初頭直流出力12V、50A程度のセレン整流器別付けACダイナモがわが国に入荷しているし、1957年ごろアメリカ製特車、ジューに装着されてリスネービル社のセレン別付け30V100A直流出力のACダイナモが防衛庁に貸与されて広く好事家の目に触れているし、1960年春には大阪国際見本市、江の島外車ショーでバリエーションに装備されたシリコンダイオード内蔵形ACダイナモがわが国で紹介されている。純国産直流出力30V、100A 30V、50Aの2機種が国内3電装品メカの供試によって防衛庁技術研究所の形式試験を受けたのは1959年であり、このころまでが国産ACダイナモの揺らん期であったと思われる。すなわちこのころまでのシリコンダイオードの価格は高く、セレン整流器を別取り付け併用したり、ゲルマニウム整流器を使用したり、あるいは24V系と12V系をそれぞれ無線電源、車両電源として使用する二重系統式が研究の対象となったり過渡期の様相を呈していた。

一方このころから各整流器メカも自動車用の半導体に力を注ぎ、研究が進められシリコンダイオードの価格が急降してきた。たとえば1960年末には1本1,000円をオーバした価格のものが数百円で製作できるようになり、ACダイナモは加速的にその実用化研究が進められてきた。1962年の後半には1963年型乗用車の一部に装着され、1963年末の64年型乗用車はほとんどがACダイナモをとう載している。当社においては他社に先馳してこれらACダイナモの研究に着手し24V系は1958年から、12V系は、1959年から現在本格的な生産体制に入り、その性能品質は各方面で高く評価され、質、量ともに他社をリードしている。また当社のACダイナモはわが国の代表的な乗用車に装着されて輸出も盛んに行なわれ、海外に広く紹介されつつある。

また貿易自由化を迎えるわが国自動車業界の合理化競争は激烈で、電装品についてもここ2-3年来きびしい試練を受けており、品質の向上、原価低減に鋭意努力中である。当社は1963年アメリカのPRESTOL ITE社と技術提携を行ない設計、製作面に先方の長所を採り入れている。

元来セレン整流器を別取り付けとした三相交流発電機は英語ではオルタネータ、またはACジェネレータであるが、シリコンダイオードを内蔵したものは、少なくとも出力端子から見れば直流発電機となら異ならないので、これを従来の直流機と区別するためにACダイナモと呼ぶことにした。



図 2.1 各種 AC ダイナモの外観  
Fig. 2.1 Out-look of AC dynamo.

### 3. DC ダイナモとの比較および特長<sup>(1)(9)</sup>

自動車用充電発電機(ダイナモ)としては、一般に補極なしの直流分巻発電機が使われてきたが、要求される速度範囲が発電機を装着する内燃機関の速度範囲に相当して広範囲であるので、高速駆

動時の整流の困難さがある程度克服して実用しうるように、発電機本体は定速度形のものより若干大形化して製作されている。この大形化は速度範囲が広がるほど必要が増してくる。とくに充電発電機出力が大きいものでは高速度整流を比較的良好に保つため、その所要重量、寸法を大きくし、自動車への装備を不可能にすることすらある。すなわち最近の自動車では、ラジオ、エアコンディションなどのアクセサリが増加し、交通密度の高い都市走行から、高速道路の走行に至る条件を加味せねばならず、定格出力の増加、高速はもちろん低速充電特性が良好であることを要求されると、今までの直流機でまかなうには、寿命低下、過剰重量のいずれかを前提条件とする必要がある。ACダイナモを使用することはこの要求を解決する道でもある。

これは三相交流発電機とその三相出力を直流出力に変換する半導体整流器(シリコンダイオード)を内蔵したもので、三相全波整流方式を採用している。それゆえに設計上、直流機において考慮しなければならぬ整流上の工夫は不要で、最小重量で最大出力を得ることだけを目標にすればよいから、発電機は小形化され直流機において第1の難関である整流の問題は静止形整流器が解決してくれる。ダイオードにおける転流モードが発電機内部短絡現象を導くが、その速度は直流機で問題となる整流悪化速度をはるかに上回っている。図3.1は直流式ダイナモと交流式ダイナモの重量比較図である。

以上述べたことからACダイナモの特長はおのずから明らかであるが、これをまとめると次のようになる。

第1に使用範囲が広いこと、このことはエンジンとの速度比を適当に選ぶことによって高速走行時はもちろん低速走行時においても十分な充電性能を与えるので、従来の直流機を使用した場合自動車密度の高い市街地を走る車に起こりがちであった充電不足および都市間を高速で走る車における整流子関係の劣化促進を防ぎうる。

第2に保守が容易であること、すなわち整流子に対応するスリップリングの保守は簡単であるしブラシの寿命もはるかに長い。また構造そのものが単純で分解点検が容易である点も保守上重要な事項である。

第3に小形軽量であること、このことは車両設計上重要な要素であるとともに装着、脱着が容易である点も見のがせない。

このほかにラジオノイズのうち、直流機の整流火花によって起きていたものがなくなり、障害が少なくなる。また、性能的に電流

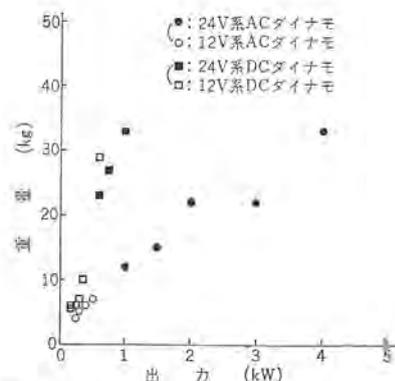


図 3.1 AC ダイナモ および DC ダイナモの出力対重量の関係  
Fig. 3.1 Relation between power and weight of AC dynamo and DC dynamo.

表 3.1 12V 系 AC ダイナモ 用途および客先

定 格	重 量	用 途	客 先
500W	6.8 kg	大形乗用車, オプションカー	新三菱重工 東洋工業 プリンス自工 日産自動車
400W	5.8 kg	中形乗用車	
300W	5.0 kg	小形乗用車	
250W	4.1 kg	軽自動車, トラック	
真空ポンプ付 500W	10.0 kg	中形バス	
400W	9.0 kg	中形バス, トラック	
300W	8.1 kg	中形乗用車	



図 3.2 外観  
(AC 300/12 A,R)  
Fig. 3.2 Out-look.

制限 リレー がいない点や、逆流防止 リレー が一般の場合にない点も長所といえる。

構造および性能 (12V 系)

ここではまず乗用車に用いられている一般的な 12V 系の AC ダイナモ から説明してゆく。現在当社の量産機種は昭和 39 年 1 月の「昭和 38 年度回顧号」でも述べたように容量、重量、用途については表 3.1 のとおりである。

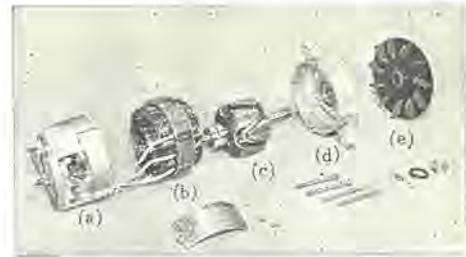
発電機部と整流器部とから構成されていることは前述のとおりである。発電機部では回転子が界磁極を構成し、固定子が三相星形結線を備えた電機子になっている点は一般の交流発電機となんら異なる点はないが、固定子積層板は鉄損を問題にするよりも加工または原価上の問題から材質、板厚などを決定し、巻線はパラマキでそのスペースファクタもきわめて小さく加工を容易にしている。スロットの数もパラマキが採用できる程度の小出力 (12V 系) のものでは毎極 1 相あたり スロット 数は 1 である。これはとくに出力波形が正弦波を要求されないから加工、出力上有利である点から当然決ってくる。

比較的大容量 (24V 系) のものでは整形コイルをはめこむので 1 極 1 相あたり スロットは 2 をとっておりパラマキは採用しないのが普通である。

図 3.3 は主要部品の分解写真である。回転子は図 3.4 に示すような磁気回路を構成し、全極が一個の円筒状 コイル で励磁されるようにしたのが一般的である。固定子、回転子を通じてスロットおよび極片の形状は正弦波交流を発生させることがとくに必要ではないので、いかなる速度においても電極音を減少させるよう留意して決定する。回転子を支持する軸受には両軸端とも シールドボールベアリング を使用し、ブラシ、スリップリング については摩擦、シュウ動音を考慮し材質、形状を決定する。

整流器部はリヤブラケット、ダイオード 取付台に シリコンダイオード をそれぞれ 3 個ずつ圧入し、三相ブリッジを構成させている。このダイオード、ベアリング、巻線部分の温度上昇は軸端に取り付けた強力なファンによって冷却している。

性能面では低速高速のいずれにおいても、DC ダイナモ に比してすぐれた充電特性を有することはすでに述べたとおりで、実用にあって定電圧充電を行なうこともなんら変わる点はない。注目すべきは定格電圧が維持されているかぎり定格回転速度以上



(a) リヤブラケット Ass'y シリコンダイオードを含む  
(b) アーマチュア (固定子)  
(c) フィールド (回転子)  
(d) フロントブラケット Ass'y  
(e) ファン付ブーリー

図 3.3 AC ダイナモ 主要部組立部品  
Fig. 3.3 Main components for assembling of AC dynamo.

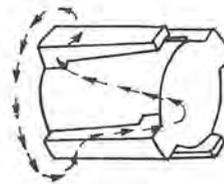


図 3.4 ツメ形ロータ  
Fig. 3.4 Rotor of imbricated type.

のいかなる高回転においても、AC ダイナモ の最高出力電流は定格出力電流を大幅に越えることがないよう、いい換えれば、過負荷によって焼損することがないように設計される点である。このため AC ダイナモ には一般には電流制限 リレー は使用されない。

図 3.5 は ダイナモ の出力と温度上昇の関係をグラフにしたもので、AC ダイナモ の出力特性と冷却ファン の効果がよく示されている。すなわち、このダイナモ では回転速度が上昇しても出力は増大しないが、自冷ファンの冷却風量は回転速度に対し直線的に増加するので、回転速度を変化せしめてそれぞれの回転速度における最大出力 (電圧一定) で運転した場合の温度上昇は、ほぼ定格出力を出しうる最低回転のところで最大値を示すことになる。しかしながら多極で大出力のものでは、鉄損が温度上昇要因の一つとなってくるから、多少この原則から離れてくるようである。

そのほか各部品および完成品については振動、衝撃には十分注意し設計されている。

また客先の要求に応じられるよう、シリコンダイオードの圧入を変更することにより (+) アース、(-) アース 車用に使用できるようになっている。

一方、24V 系の AC ダイナモ も車両の電気負荷の大きさ、走行条件の相違によって各種容量のものを製作している。これら AC

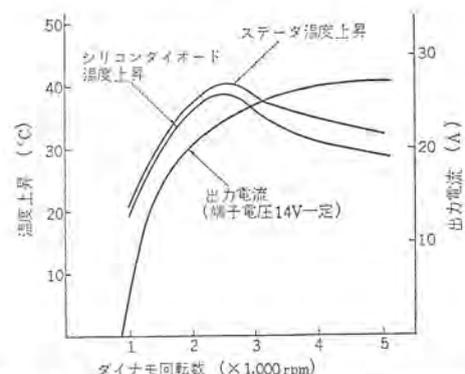


図 3.5 AC ダイナモ の出力特性および温度上昇特性  
Fig. 3.5 Out-put and temperature rise characteristics of AC dynamo.

表 3.2 24 V 系 AC ダイナモ 一覧

定格出力 (kW)	おもな用途	重量 (kg)
0.4	トラック	6.5
1	一般バス	13
1.5	冷房バス	19
2	・	22
3	・	22
4	・	33

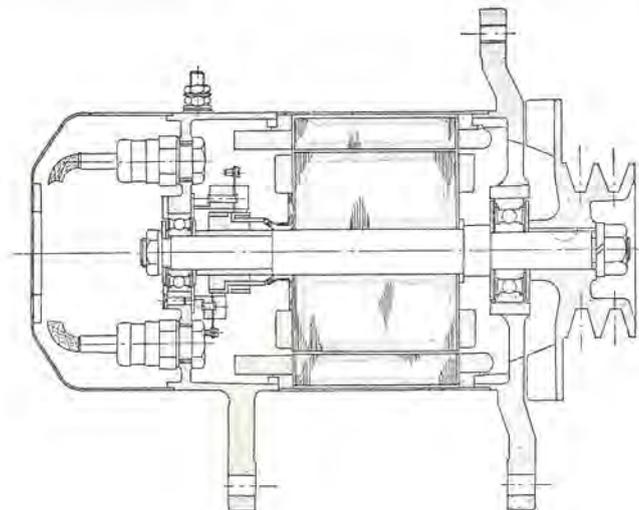


図 3.6 AC 2/24 B 形 AC ダイナモ 断面  
Fig. 3.6 Section of AC 2/24 B type AC dynamo.

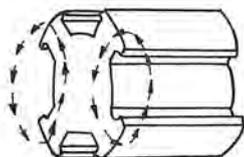


図 3.7 星形 ダイナモ  
Fig. 3.7 Rotor of salient type.

ダイナモの容量、用途、重量は表 3.2 のとおりである。

24 V 系の AC ダイナモは主としてディーゼルエンジンをとう載したバス、トラックに装着されるが、冷房装置付きのバスでは 1.5 kW 以上の容量の AC ダイナモを必要とする。従来の DC ダイナモでこの性能を満足するものは重量の点、価格の点で AC ダイナモに比べて不利であるために、この種の大容量の AC ダイナモの開発は早くから行なわれた。これに対してバス用の 1 kW、トラック用の 300~400 W の開放形 AC ダイナモおよび建設機械用のように防滴性、防じん性を要求される特殊 AC ダイナモは大容量のものより少し遅れて開発された。

24 V 系の AC ダイナモの内部接続図、特性などは前記の 12 V 系の場合と同一であるが、構造は異なっているものがあるのでこれにつき詳記する。

図 3.6 は AC 2/24 B 形 AC ダイナモ (24 V, 2 kW) の断面図を示す。この図からも明らかなように回転子の構造とダイオード回りおよび吸気方法が異なっている。

#### (1) 回転子

12 V 系の全機種と 24 V 系のうちで 1.5 kW 以下のものは図 3.4 に示すような構造であるが、大容量でエンジンとの関係から AC ダイナモの外径が制限をうけるような場合には図 3.7 に示すような構造の回転子が採用される。この回転子では界磁電流が大きくなるので 4 章で示すように電圧調整器を接点式にすることができなくなる。なぜならば、電圧調整器の接点の寿命から 24 V 系の場合には接点電流 (界磁電流) は最大値が約 1.5 A という制限をうけるからである。この反面、図 3.7 の構造のものでは

界磁の磁気回路が図 3.4 の構造のものに比べて短かくてよいので鉄の量、いい換えれば磁極の重量が小さい。

#### (2) シリコンダイオード

1 kW 以下のものは SR 10 形<sup>(9)</sup> ダイオードを使用している。これより大きい容量のものは一般の電力用のものを使用しているためにブラケットへの取り付けはナットによっている。出力電流が大きくなるにつれて冷却効果のすぐれたヒート・シンクを考えなければならぬが、コンパクトにするために設計者が頭を痛める事項の一つである。

#### (3) 吸気方法

電装品がすえおきの電気機械と異なる点の中に周囲温度、振動およびじんあいがある。最近ではやりのエンジンのバスが多く AC ダイナモの周囲の換気が悪いこと、またエンジンの近くに装着されるために放射熱も受けるので周囲温度は高くなる。この値は盛夏で登坂時には 80°C に達する。また車輪によって砂じんが巻きおこり電装品の内部に侵入して悪い影響を与えるのでバス用のダイナモはエアダクトを設けてバス室内より冷却風をとっている。

振動に対しては十分耐えうるような耐振構造にする必要がある。

### 4. 充電制御器<sup>(1)(9)</sup>

充電制御器に関しても 1 章で述べたように AC ダイナモと同様、いち早く半導体製品応用の研究開発に力を注いできた。トランジスタレギュレータについては数々の長所を持つてはいるが、取付場所と関連して温度上昇の問題、AC ダイナモ用シリコンダイオードのようにコストの問題を克服し、近い将来、接点式のものに取って換わるであろう。特許方面でも各種の制御方式が発表され、各社が鋭意努力していることがわかる。

アメリカでも開発を続けているが、実際には 12 V 系で American Motors の一部の乗用車に AC ダイナモと併用し使用されている<sup>(7)</sup> ほか General Motors でも一部使用しているらしい。このようにごく一部の車にかぎられて装着されているのが現状のようであるが、バス、トラックの 24 V 系では AC ダイナモと組み合わせて実用されている。

当社では数年前から試作検討を続けてきたが、24 V 系では 1962 年に量産化し、実用されている。12 V 系では最近になって自動車メカの要求もあり、量産体制を整えるべく開発を続けているのでまもなく発表できるものと思う。半導体方式になると無接点になること、制御電流を大きくできるなど大きな特長もっている。この方式は 24 V 系で述べるようなトランジスタ、ゼナーダイオードなどを使ったフルトランジスタ方式とトランジスタのベース電流を接点方式で制御し、エミッタ、コレクタ間に界磁電流を流すセミトランジスタ方式とがあるが、どちらにしても制御リレーとしての寿命を延ばすことはまちがいない。まず 12 V 系 AC ダイナモとともに現在使用されている接点式制御器について述べ、フルトランジスタを利用した回路について後述する。

ダイオードの正方向抵抗は非線形であるため、AC ダイナモの低電圧発生時には高抵抗を示すので発電機自体の残留磁気で電圧を確立させるのは不可能なので、所定の充電開始可能電圧に到達するまでは他励磁する必要がある。この必要性はガソリン機関の場合はなんなく解決される。すなわちガソリン機関では機関の運転に先だって、点火コイルの一次側に車載バッテリーから給電するための点火キーが具備されているので、通常 AC ダイナモの界磁電流の通電がこの点火キーの開路と同時に進められる方式が採用される。ディー



図 4.1 充電制御器外観 (RL-C)  
Fig. 4.1 Out-look of voltage regulator.

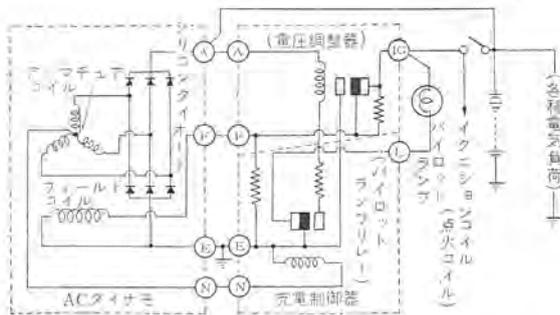


図 4.2 AC ダイナモ および充電制御器接続図  
Fig. 4.2 Connecting circuit diagram of AC dynamo and regulator.



図 4.3 RX-H 形  
フィールドリレー 外観  
Fig. 4.3 Out look  
of RX-H type  
field relay.

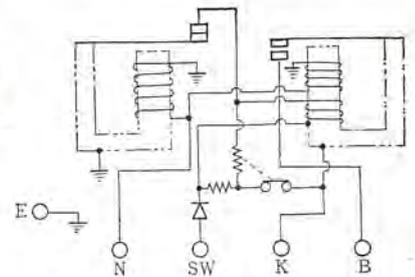


図 4.4 RX-H 形 フィールドリレー  
内部接続図  
Fig. 4.4 Internal connecting  
diagram of RX-H type  
field relay.

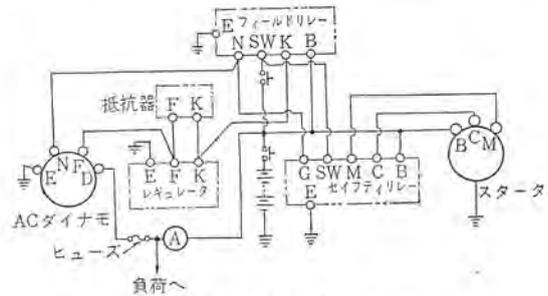


図 4.5 相互接続図  
Fig. 4.5 Relative connecting diagram.

セル機関では後述のような考慮をはらっている。

図 4.1 には AC ダイナモ 用の代表的な充電制御器の外観を示している。これは前述したように従来の直流式に見られた電流制限リレー や逆流防止リレー がいらなくなり、電圧調整器のみが用いられるが、充電表示を行なうためにパイロットランプリレーを設け 2 素子からなっている。またパイロットランプリレーのほうは出力電圧を検出する場合、より効果的な取り出し方をするのにも役だっている。図 4.2 はこの一例を接続図にて示している。

この方式では機関始動操作直後、機関はアイドル回転速度に達し、このアイドル回転速度では発電機は充電可能な状態にあるよう設計されるのが普通であるから、このときはすでに自動状態に移行している。したがって界磁の他励磁期間はきわめて短かく、バッテリーからの放電量は考えるに足らない量である。なお充電表示は、図 4.2 のようにパイロットランプを用いるのが普通である。これは点火キーが入ったときには点灯し、充電開始状態になると消灯するようになっている。この逆の方式を採用しているところもあり、充電状態を電流計で読み取るようにしているものもある。

前述のように AC ダイナモ では初期励磁をしなければならないが、ディーゼルエンジン の場合にはガソリンエンジン のようなイグニッション・スイッチがない。したがって界磁回路の開閉はフィールドリレーと称するものを用いる。図 4.3、4.4 に RX-H 形 フィールドリレー の外観写真と内部接続図を示す。また図 4.5 は各装置間の相互接続図である。このフィールドリレーはスタータスイッチを押すことによってフィールド回路が閉じ、エンジン 運転中は AC ダイナモ の中性点電圧によって閉路の状態を保つようになっている。エンジン が停止すれば、中性点電圧が零になるので界磁回路は開いて界磁電流は流れなくなる。中性点電圧のリップルは出力電圧のリップルの約 2 倍であるからシェーディングコイルなどを使用してリップルによってリレー が開閉することを防止しなければならない。また、スタータを動作させただけでエンジン の運転を行なわない場合には自己保持

が続くのでバイメタル装置を設けている。

レギュレータは 1kW 以下の AC ダイナモ 用には接点式の RM 形を用いる。また、1.5kW には RFT24B 形フルトランジスタ式を、2kW 以上では RFT24A 形フルトランジスタ式を用いる。トランジスタ式は接点式に比べて界磁電流の許容値が大きい。この値はパワー・トランジスタの仕様により決定されるが RFT24A 形では約 10A まで許容できる。接点式、トランジスタ式のいずれの場合でも充電表示はランプによらないで電流計を使用している。RM 形と RFT24B 形の外観写真と内部接続図を図 4.6~4.9 に示す。

一般には一つのエンジン に一つのダイナモ を組み合わせるいわゆる単独運転方式が多く用いられているが、一つのエンジン に二つのダイナモ を組み合わせる並列運転方式も採用され注目を集めている。これは冷房装置のように季節的に電気負荷が大きく変動する場合とか、大容量のダイナモ が要求されるときに 1 台では大きき、重量が大きくなり、エンジン との脱着その他の取り扱いが不便になるから、この点を改善しようとする場合に採られる方法である。ここで注意しなければならない点は二つのダイナモ の負荷分担をほぼ等しくするという点である。このために並列運転用には図 4.10 に示すような特別なレギュレータ を併用している。

以上で記した 24V 系用レギュレータ の仕様を表 4.1 に示す。

## 5. 将来

AC ダイナモ は従来の DC ダイナモ がない数々の長所をもっているために、自動車の増加に伴ってこれからさらに激しくなるであろう市街地での交通事情の悪化と、高速道路の発達による高速運転冷房装置のとう載や各装置のデラックス化による電気負荷の増大、また整備の簡易化の要求などは AC ダイナモ を強力におし進めていくであろう。しかしながら建設機械などの特殊な用途には、使用回転数が一定しているの AC ダイナモ の利点あまり発揮できないから、この方面での AC 化は少し遅れるであろう。



図 4.6 RM-1A<sub>2</sub> 形レギュレータ 外観  
Fig. 4.6 Outlook of RM-1A<sub>2</sub> type regulator.

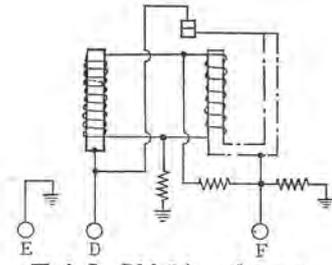


図 4.8 RM-1A<sub>2</sub> レギュレータ 内部接続図  
Fig. 4.8 Internal connecting diagram of RM-1A<sub>2</sub> type regulator.

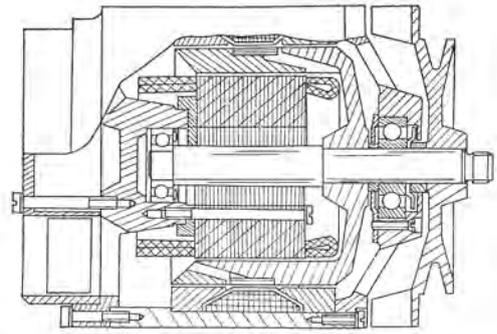


図 5.1 ブラシレス AC ダイナモ  
Fig. 5.1 Brushless AC dynamo.



図 4.7 RFT24B 形レギュレータ 外観  
Fig. 4.7 Outlook of RFT24B type regulator.

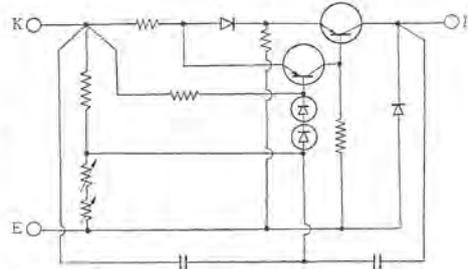


図 4.9 RFT24B 形レギュレータ 内部接続図  
Fig. 4.9 Internal connecting diagram of RFT24B type regulator.

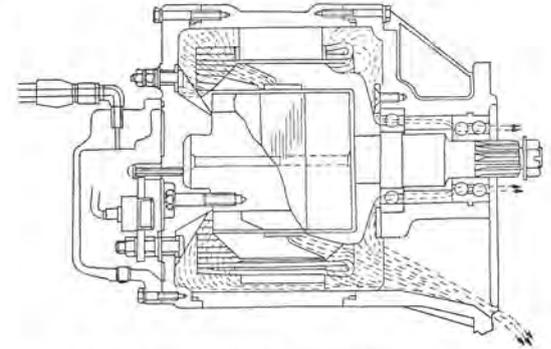


図 5.2 ブラシレス AC ダイナモ (オイルクールタイプ)  
Fig. 5.2 Brushless AC dynamo (Oil cooled type).

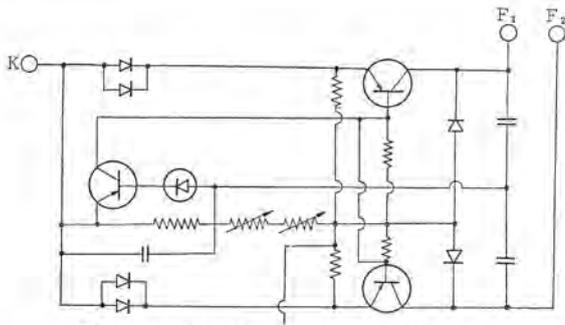


図 4.10 RFT24C 形レギュレータ 内部接続図  
Fig. 4.10 Internal connecting diagram of RFT24C type regulator.

表 4.1 24V 系レギュレータ一覧

形名	形式	最大フィールド電流 (A)	備考
RM-1A <sub>2</sub>	接点式	1.5	
RFT24A	トランジスタ式	10	
RFT24B	"	3	
RFT24C	"	10	並列運転用

AC ダイナモでのブラシの電流は DC ダイナモのように主電流ではなく、界磁電流であるから、長期間の使用に耐えるが、さらに整備個所の減少をめざしてブラシレス AC ダイナモが研究されている。内外で、永久磁石を使う方式、固定された電機子と界磁との間で誘導子を回転させる方式 (図 5.1)<sup>(10)</sup>、さらにオイルワールドタイプと称して内部をオイルで冷却する方式 (図 5.2)<sup>(11)</sup> などが研究、試作されているが、ブラシ、スリップリングを持っているものに比べて大きくなるために、現在のところ実用化されていない。この量産化は今後の課題の一つである。

一方、レギュレータでは、現在は価格の点で接点式がほとんどであり、界磁電流の大きいものにもトランジスタ式が用いられているが、トランジスタ式に代わるのも時間の問題であろう。

## 6. むすび

以上で AC ダイナモ および充電制御器の歴史、現在の状況、および将来どのように進展するかについて述べてきた。AC ダイナモの性能は DC ダイナモに比して明らかに優秀であり、わが国はアメリカについて安定量産の域に入っている。半導体的立場にある当社の AC ダイナモのうち、とくに小形 (12V, 300W 以下、固定子径 115φ 以下) のものは、わが国自動車の特長にもよるが、また海外にも例をみないものであり、これを高品質低価格で大量生産している当社の技術は内外に誇るべきものがある。

## 参考文献

- (1) 平田: AC ダイナモ (内燃機関) Vol. 2, No. 7 P 27 (1963-1)
- (2) Electronics and the american automotive, (Electronics Engineering Issue) Nov. 21, (1958)
- (3) Emery J. Szabo; Selenium rectifier applications in automotive vehicle. (A. I. E. E. transaction) Jan. (1958)
- (4) Silicon rectifiers for AC generating system (Automotive Industries) Nov. 15 (1959)
- (5) 1961 passenger car engineering trends (SAE Journal) Oct. (1960)
- (6) 1962 passenger car engineering trends (SAE Journal) Nov. (1961)
- (7) 1963 passenger car engineering trends (SAE Journal) Nov. (1962)
- (8) Electrical Equipment and Heaters (Automobile Engineers) 15 May. (1963)
- (9) 多田, 長谷川, 平田, 諸永: 自動車装着交流発電機用シリコンダイオード「三菱電機」Vol. 36 No. 4 (昭. 37)
- (10) 交流電機 実用新案出願公告 昭 37-29705
- (11) Test of AC Dynamos (Oil-cooled type) Delco-Remy service bulletin, bulletin 1G-254

# 同軸形スタータ

釘本範雄\*

## Co-axial Starters

Himeji Works Norio KUGIMOTO

Keen competition anticipated among motor car builders in this country due to coming free trade compels electrical manufacturers drastic cut down of costs of electric equipment to be installed on the vehicle. Starters for motor car engines are one of items undergoing trial for price squeeze. Under the circumstances coaxial starters consisting of a main assembly, an engaging solenoid and a pinion clutch are coming under lime light. Employment of this starter permits a large degree of freedom in the engine design. It will not be long before motor cars equipped with the coaxial starter coming in use with both economical and mechanical advantages over other types of starters.

### 1. ま え が き

自動車の自由化、販売競争の激化に伴う自動車メカの、部品メカへの値引き要求はきわめて激しく、社当の電装品もきびしい原価低減の必要に迫られている。現在エンジン始動用電動機は電磁押込式のいわゆるピギバック形が全盛であり、この形のスタータはすでに性能的にも、原価的にも完成された感が深い。すなわち機種統一、部品の標準化、部品総数の減少、少機種の大量生産こそが残された原価低減への最大の道である。

現状においては、スタータはエンジン仕様の異なるごとにその仕様を異にせざるをえない。しかもそのエンジンは多種小量生産である。ここに電磁押込式同軸形スタータが注目される理由がある。同軸形というスタータの形状は何も新しいものではなく、従来ジューザ一部乗用車に最近まで採用されてきたペンディックス形のものや建設機械に使用されているアマチュアシフト形も同軸形スタータであるが、これらは機能的な欠点や原価的な面で問題があり、これらの欠点を除いた電磁押込式同軸形スタータについて昭和38年7月フレストイト社との技術提携がなり、また当社独自のものも開発途上にあるので、以下主として現状のものと比較しながら述べてみる。

### 2. 同軸形スタータの構造

電磁押込式スタータの構造は大別してモータ本体とエンゲージスイッチ部、ピニオンクラッチ部に分けられる。同軸形スタータは、この3者が同一軸上に配列されているのが特色で、エンゲージソレノイドのブラシ

の移動は直接ピニオンを押し出す。ピギバック形が、モータの回転軸とエンゲージスイッチの動作軸が上下に分けられていたのとは異なり、形状はきわめてコンパクトである。またネジからワッシャに至るまでのすべての部品点数を比較してみると、従来品の179点に対しM-4058R形同軸形スタータで132点と約74%である。重量は、ヨーク径100φ、出力1.2kW 12Vのもので比較すると、従来品の9.1kgに比べ、第1次試作品M-4001R形同軸形スタータで8.8kgとやや少ない。図2.1は右から90φ、100φ、同軸形スタータおよび現行100φのMS形スタータの外観図である。図2.2は、同ヨーク径、同出力のピギバック形と同軸形の形状比較図である。

#### 2.1 本体部分

本体部分の構造は一般の小形直流電動機と大差はない。当社の小形スタータ(2kW以下)はほとんど直巻直流電動機に近い複巻電動機である。エンジンの始動には直巻特性がより適していることは事実であり、エンジンの不完全爆発による回転速度の変動に速応するためには、回転特性の立った直巻電動機のほうが追従性が良い。一方エンジンが起動を完了してモータ側から高速で回転する場合には、モータの無負荷回転数を抑えて、エンジンの高速回転をピニオンメタルとモータ本体のメタルに分配するほうが有利であり、いづれを採るかはその議論の分かれるところである。

従来品とやや異なる点は、ブラシ寿命の増大したこと、および防水性を考えてヨークにブラシ窓はなく、ブラシホルダは直接ヨークにかみ付けしてあり、ブラシ交換は、リヤブラケットを取りはずして行なう。したがってヨーク上にバンドもない。なお全長の短縮化をねらって中間メタルもない。図2.3はピギバック形、図2.4は同



図 2.1 同軸形スタータ(右から90φ、100φ)とMS形(100φ)の外観  
Fig. 2.1 Co-axial starter (90φ right & 100φ center) and Type MS starter.

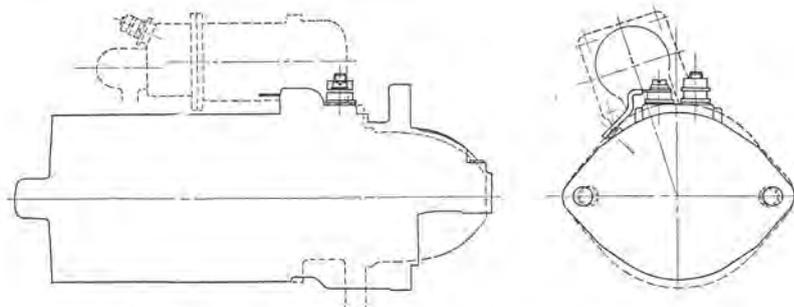


図 2.2 同出力同ヨーク径の同軸形とピギバック形の外形比較図  
Fig. 2.2 Comparison of the outlines at the same output, the same yoke diameter between co-axial type and piggy back type starter.

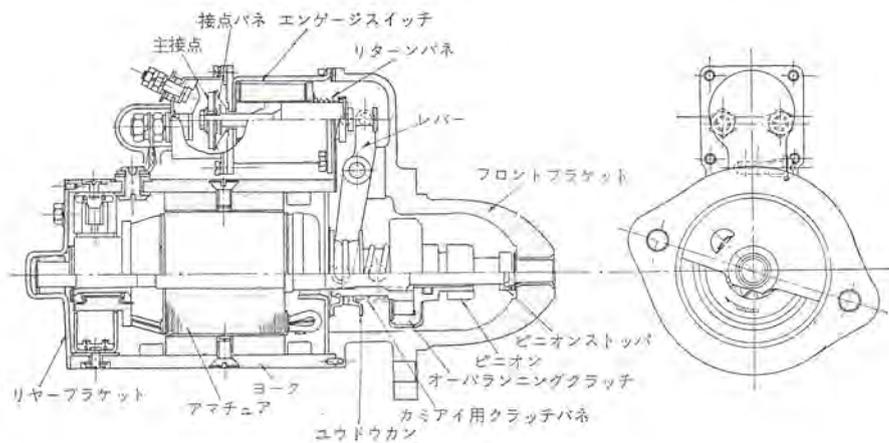


図 2.3 MS 形スタータ 断面構造図  
Fig. 2.3 Cross section of type MS piggy back starter.

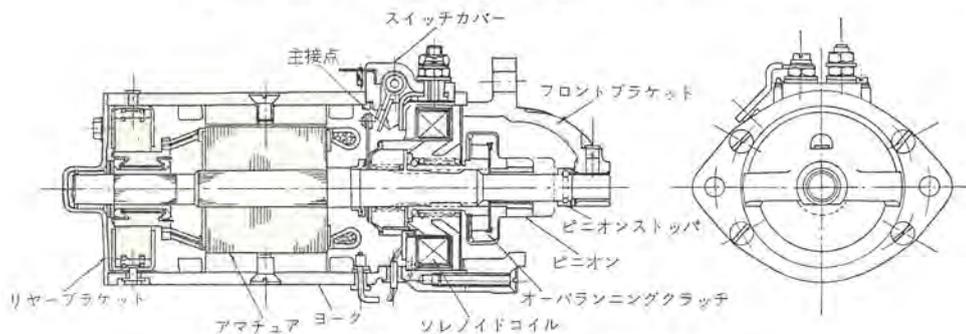


図 2.4 M-4058 形同軸形スタータ 断面構造図  
Fig. 2.4 Cross section of type M-4058 co-axial starter.

軸形スタータの断面構造図である。図 2.5 は プレストライト社製 113φ 同軸形スタータの分解写真を示す。

## 2.2 エンゲージソレノイド部分

エンゲージソレノイド部は、モータ本体とピニオンクラッチ部の中間に設置され、中心からモータシャフト、クラッチオペレータ、リターンスプリング、フランジ、ソレノイドコイル、ハウジングブラケットの順に同心円筒状に設置され、ハウジングブラケット上には、スイッチアッセンブリが取り付けられる。スイッチアッセンブリは、電源側とモータ側の 2 個の固定接点と、ピニオンクラッチと連動し、2 個の固定接点をブリッジ形に短絡する可動接触子を内蔵している。可動接触子はスイッチカバーにコイルパネを介して取り付けられ、フランジの動きによってフランジの後端部に取り付けられた板パネで、フランジと同方向に駆動される。フランジはソレノイドの励磁によってピニオンクラッチを押し出すとともに、ある一定距離だけ移動したときに可動接触子を固定接点に押し付けて適正なモータリング、タイミングを得るように設計される。スイッチアッセンブリは、ハウジングブラケットに 2 本のビスで取り付けられ、簡単に取りはずし、点検することができる。

## 2.3 ピニオンクラッチ部分

ピニオンクラッチ部の本質的な構造は、従来品と同じくロー形オーバランニングクラッチを採用している。当社のこのタイプクラッチは、小形のもので 30 kg-m の静トルク、中形のもので 50 kg-m の静トルクに耐えるもので、前者で起動トルクが 1.5 kg-m、後者で 3 kg-m 以下のものに使用されている。起動トルクが 3 kg-m を越えるものには多板クラッチを使用しているのが現状であるが、外国においては起動トルクが約 14 kg-m のものまでローの数を増して使用しているものもある。同軸形スタータにおいては従来品のごとくエンゲージソレノイドの運動を伝達する機構が不要であり、遊動環とピニオンクラッチの間にそう入されていたカムアイ(噛合)用クラッチパネは、



図 2.5 同軸形スタータの分解図  
(プレストライト社製)  
Fig. 2.5 Analysis of co-axial starter.  
(Produced by the Prestalite Co.)

同軸形においては、ピニオンクラッチの後端とソレノイドのフランジの間にそう入されて、従来クラッチパネがそう入されていた部分に、ピニオンのリターンスプリングがそう入されている。クラッチオペレータの内周にヘリカルリードが刻まれ、シャフトに滑合しているのは従来品と変わらない。

## 2.4 取り付け関係

スタータの取り付け関係を権威ある規格で統一し合理化することは、すべての電装品メカの切望するところでありながら、いまだに実

現せず種々雑多なものの製作を余儀なくさせられているのが現状である。取り付け関係は、だいたい四つの要素で決定される。

- ① 取付ボルトのピッチと本数およびその大きさ
- ② インロー径
- ③ ピニオン静止位置とフランジ面との距離
- ④ ブラケット開口部に対するエンゲージスイッチの角度

の四つである。①②については、同一ヨーク径のものはほぼ一定しており、また新しいエンジンを計画する場合は、おおむね電装品メカの仕様どおり決定される性質のものであるが、③④に関してはエンジンメカの指定どおり製作するのが一般である。同軸形スタータの採用は④項を無条件に解決する上で意味があり、したがって、ピニオン静止位置とフランジ面との距離さえ規正すれば、ほとんどのエンジンに対して同一ヨーク径 1 種類の実現が可能である。ただ同軸形スタータにおいては、ピニオン静止位置とフランジ面との距離が短いほうが製作しやすく、25 mm を越えると製作がむずかしい。

## 3. 同軸形スタータの特色

### 3.1 特長

同軸形スタータの特長は次のようにあげることができる。

(1) 本体、エンゲージソレノイド、ピニオンクラッチ部が同軸上に並んでいるので、従来のモータ軸とエンゲージスイッチの動作軸が上下に分離しているものに比べ、形状がコンパクトであり、空間の占拠度が良くエンジン設計の自由度が増す。また輸送運搬についても同様である。

(2) 全長にわたってほぼ円筒状であるため取り付け取りはずしが容易であり、同一機種で多種のエンジンに流用可能である。

(3) 構造的に動力の連結部が少なく、ピニオン飛出し位置に関

する微調整を要せず、Rough な工作が可能である。

- (4) 部品の総数が少なく重量がやや軽くなる。
- (5) 形状がシラールなため防水性を良くすることが容易である。
- (6) 従来品のように、ソレノイドの動きをレバーで倍増することなくソレノイドの起磁力は小さくてよい。
- (7) 端子部のみを簡単に取りはずしができるので、保守、点検が容易であり、販売後のサービス部品が少ない。

### 3.2 欠点

同軸形スタータは同時に次のような欠点も合わせ持つ。

- (1) 本体上にあった エンゲージソレノイド を同軸上に組み込むため、全長がやや長くなる。
  - (2) 主接点をコンパクトなスペースに格納する必要があるため接点容量に制限を受ける。
  - (3) ソレノイドの中心をモータ軸が貫通するため、シャフトを漏イする磁束があり、シャフトの先端を磁化する傾向があり、メタルに悪影響を及ぼす。
  - (4) 部品を個々に組み立てて、最後に全体を組み上げるような組立方法は、現在のもののほうが有利である。
- 以上がだいたい現在のピギパック形と比較した場合の得失である。

## 4. 動作およびカミアイのメカニズム

### 4.1 ピギパック形スタータのカミアイ

前述のごとくピギパック形スタータにおいては、エンゲージソレノイドの動作はレバーを介して約2倍に増幅されてモータ軸上に移される。カミアイの思想は、まずピニオンをソレノイドによって、エンジン側リングギヤに押圧し、スプリングを圧縮して、押圧力がある値に達したときにモータ回路の主接点を閉じて、ピニオンに押し圧とともに回転力を与えてリングギヤに押し込む。

一方わずかに押し込まれたピニオンは、シャフトに刻まれたヘリカルスプラインとこれに滑合するクラッチオペレータとのネジ作用によって、ピニオンはピニオンストップまで押し出されて止まる。このネジ作用による押し出し力はモータに回転力がある限り消滅することはなく、ソレノイドを消磁しても主接点が開路しない以上存在するわけで、ソレノイドを消磁することによって主接点を開路するためには、主接点レバー、ピニオンが連動である以上、レバーとピニオンの連結部分に、主接点を開路するに十分な余裕を持たせることが必要である。このためピニオン移動長さ13mmに対し、レバーのモータ軸上の移動は18.6mmと大きく、ソレノイドの全ストロークは、これの1/2+ガタで9.8mmである。この関係を図示すれば、図4.1のようになる。

すなわち、レバーの動き始めるまでにソレノイドブランジヤとレバーの間に0.5mmのアジがあり、モータ軸上でレバーが6.5mm動いてからピニオンを押し始める。ピニオンが3mm前進するとリングギヤに衝突し、ピニオンはここでいったん止まり、遊動環によって

カミアイ用クラッチパネが圧縮され7.1mm圧縮されると主接点が閉路する。この時点においては、ピニオンはリングギヤに、約6kgの圧力で押しつけられており、これに主接点の開路によりピニオンに回転力が加わり、ピニオンはリングギヤにカミアイする。レバーは主接点が開路してからさらにモータ軸上で2mm前進して接点パネを圧縮し、適正な接点圧力を得る。以上でソレノイドによるピニオンシフトは完了するのであるが、ピニオンはさらにヘリカルスプラインのネジ作用で1mm前進した後、ピニオンストップにより停止する。この最後のネジ作用による1mmのピニオンシフトは、エンジンの始動時における回転ムラ、不完全爆発による瞬時的なリングギヤの高回転、始動完了時の高回転などによってエンジンの回転速度がスタータの無負荷回転速度を上まわったときに、オーバーラッピングクラッチが、係合から空転へ反転するわずかの時間的遅れの中に、ヘリカルスプラインの逆ネジ作用によって、ピニオンがレバーを押しもどすのを防止するためのものである。

一方ソレノイドを消磁した場合は主接点は閉路状態にあるので、モータがエンジン側へ回転力を伝達しているかぎり、ネジ作用によるピニオンの前進力は消えない。この状態で主接点を開路するために、図4.1における6.5mmのアジが設けてある。ピギパック形スタータの動作状態を図4.2、に示す。

### 4.2 同軸形スタータのカミアイ

同軸形スタータにおいても4.1節で説明したカミアイの思想はなんら変わらない。ただ前述の機構をそのままモータ軸上に移したのでは、少なくとも16mm程度ソレノイドストロークが必要であり、必要起磁力がストロークの二乗に比例して増大し、かつ同軸形の最大の欠点である全長の長大化をきたす。この点が今日まで同軸形スタータが開発されなかった大きな理由の一つである。この点を解決するために、同軸形スタータではブランジヤとピニオンクラッチの力学的な結合を、一方向すなわちピニオン押し出し時のみとし、ピニオン復帰時にはブランジヤとピニオンはそれぞれ別個に復帰するような構造として、4.1節で述べた6.5mmのアジはゼロにした。

またブランジヤとレバー、レバーとピニオンクラッチ間のアジなども不要であるため、ソレノイドストロークは100%ピニオンストロークに利用することが可能である。ただしピニオンとブランジヤがそれぞれ別個に復帰するためには、それぞれ別個のリターンパネが必要である。このためにクラッチリングに4個所の突起を設け、ブランジヤが完全に固定鉄心に吸着した状態でクラッチスプリングを若干圧縮するようにすれば、クラッチスプリングがブランジヤのリターンスプリングの機能を兼用することになる。同軸形ソレノイドとピニオンの動作関係を図示すれば図4.3のごとくである。また図4.4は同軸形ソレノイドの動作状態を示している。

## 5. ソレノイドの特性

同軸形スタータのソレノイドは従来のエンゲージスイッチに比べ、小さい起磁力で足りるという点が特長の一つにあげられている。これは合理的な磁気回路が得られるというより、むしろ①レバーによるストロークの増幅が不要であるため、同一のピニオン押し出し力を得るためには従来の1/2の力でよいということ。②前章で述べたように、ソレノイドの押し出し、復帰の機構を合理化することによりソレノイドのストロークが従来の9.8mmから11mmへ、1.2mmの増加で押えることができるということ。③機械的な連結機

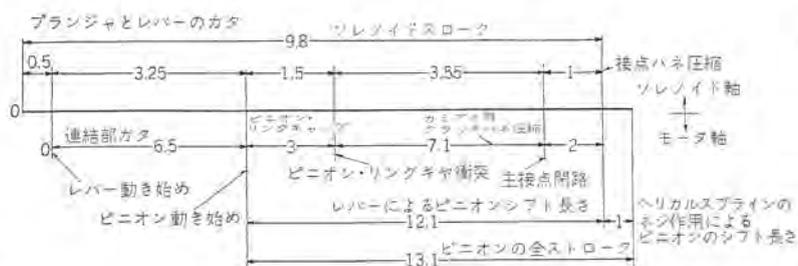


図 4.1 ソレノイド・ピニオン 動作関係図  
Fig. 4.1 Relations between solenoid and pinion of type S-200.

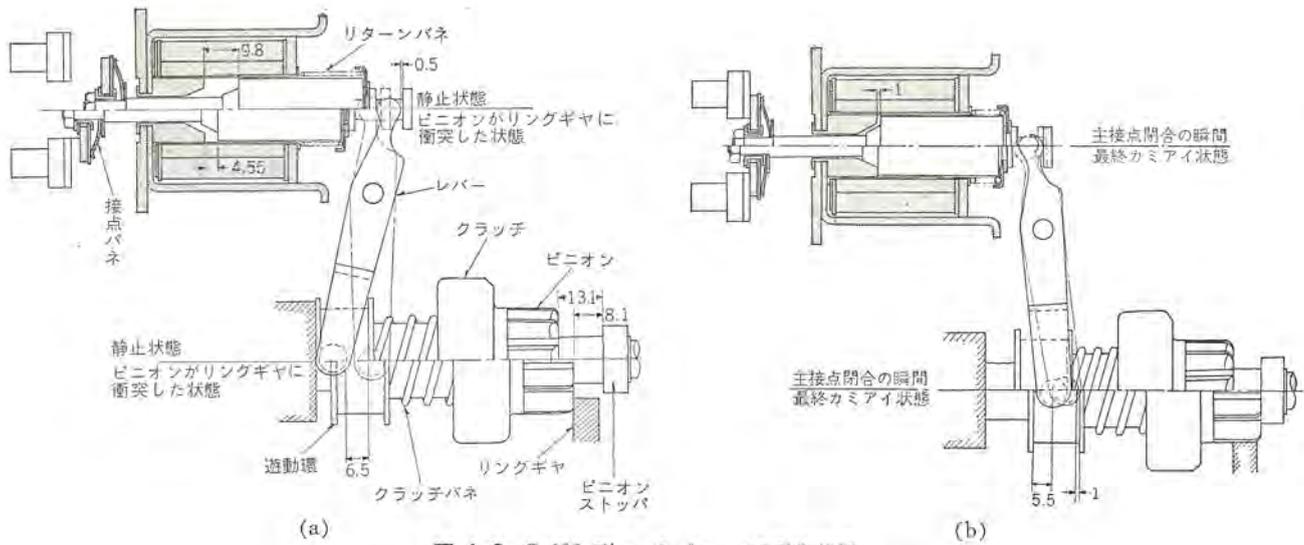


図 4.2 S-200 形 エンゲージソレノイド 動作状態  
Fig. 4.2 Meshing steps of type S-200 engage solenoid.

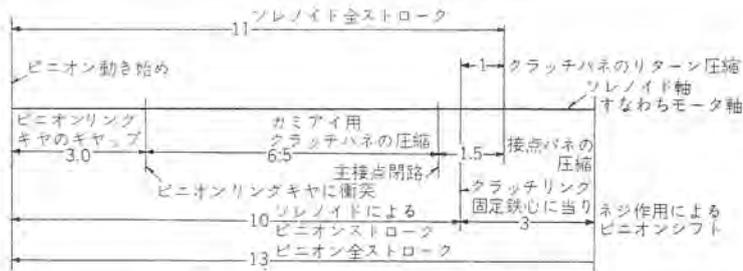


図 4.3 フレノイド、ピニオン 動作関係図 (同軸形)  
Fig. 4.3 Relations between solenoid and pinion at co-axial type.

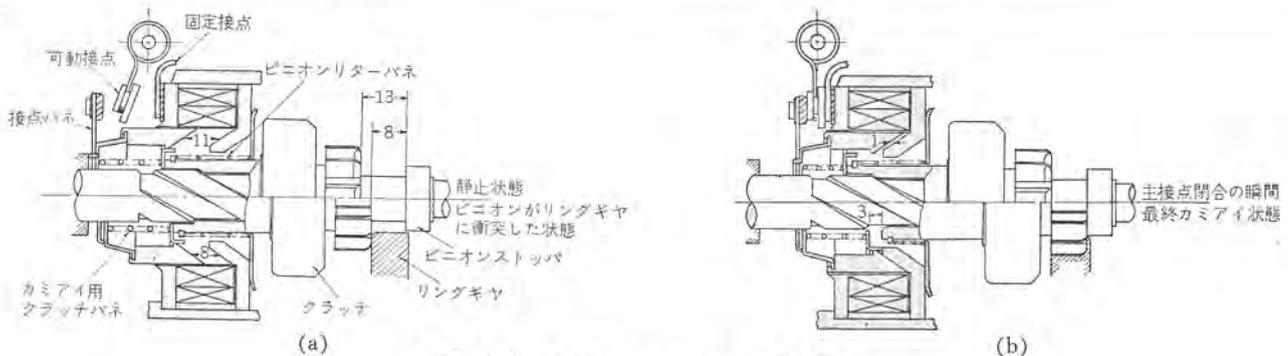


図 4.4 同軸形 スタータのカミアイ動作状態  
Fig. 4.4 Meshing steps of co-axial starter.

構が不要でソレノイドの吸引力を有効に利用することができること。  
④ ソレノイドを、モータ軸上に移すことによって、ソレノイドの外径がモータ外径とはほぼ同一となるため、磁気回路の断面積を大きく取ることができること、に原因がある。従来の 1.2 kW 以下の小形スタータに使用されている S-200 形エンゲージソレノイドの特性を図 5.1 に、今回試作の M-4058R 形同軸形スタータのソレノイド特性を図 5.2 に示す。両図はソレノイドのパーマンスをそれぞれ分解して計算によって求めたものである。

両図から明らかなように、ソレノイドの最低動作起磁力は、S-200 形の約 5,000 AT 弱に比べ、M-4058R 形の約 2,500 AT とほぼ半分である。従来はこの起磁力を得るために電流コイルと電圧コイルの 2 種のコイルが絶対に必要であった。(でなければソレノイドの径がモータ本体に比べ非常に大きくなる。)

これが 2,500 AT に半減すれば、最低動作電圧を系統電圧の 2/3

に規定しても一つのコイルでカバーすることが可能であり、設計上の自由度が増すが、1 種のコイルで済ませるより 2 種のコイルを使用するほうが銅量が少なく済むし、クラッキング中の電力損失も少なく、始動用スイッチのシャ断容量も小さくてよいのは事実である。また同軸形スタータの欠点の一つとしてモータの軸端が磁化することがあげられるが、始動用スイッチを開路したときに 2 種のコイルを巻いておれば、両コイルの巻数を適当に選ぶことによって逆励磁することが可能である。このことは、シャフトの磁化を多小ともその成長を妨げる意味がある。上記の点から M-4058R 形においては従来どおり電圧コイルと電流コイルの両者を設け、1 種のコイルで製作できるという同軸形の長所は、あえて割愛した。また両ソレノイドの特性は図 5.3 のような差があり、プラジャの動き始めにおいて、同一の吸引力を発生するような両ソレノイドにおいて両者の吸引力の差は、プラジャが移動するにつ

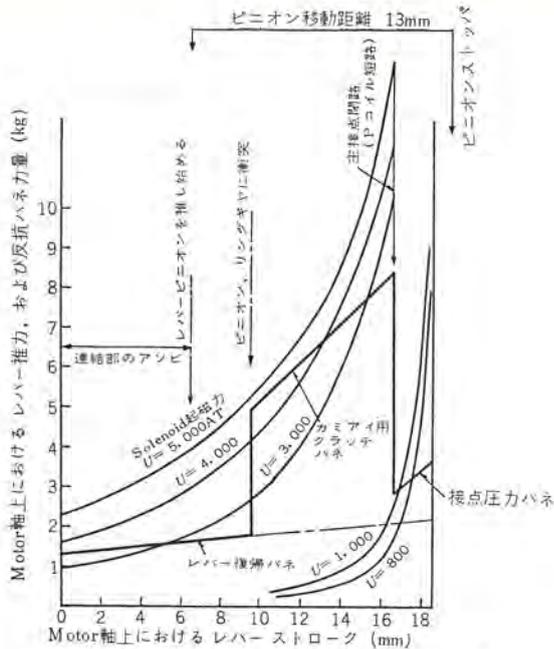


図 5.1 S-200 形 エンゲージソレノイド 吸引力特性  
Fig. 5.1 Magnetic force character of type S-200 engage solenoid.

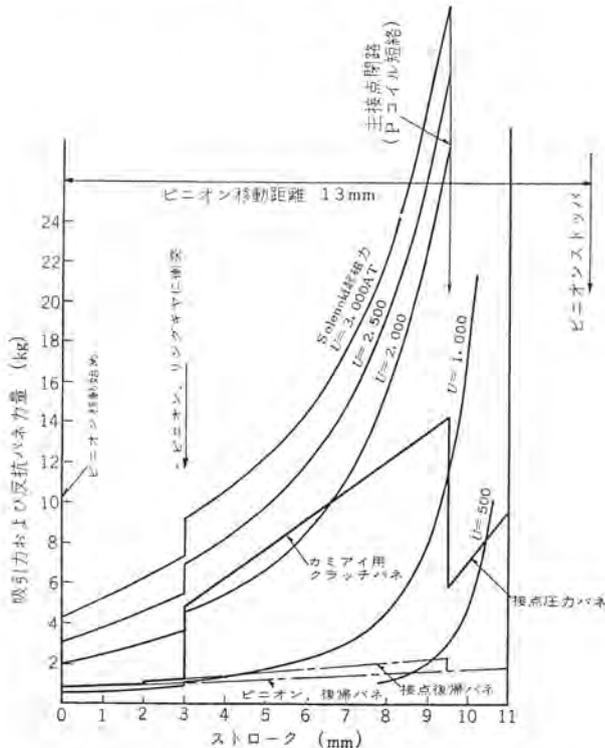


図 5.2 M-4058R 形 エンゲージソレノイド吸引力特性  
Fig. 5.2 Magnetic force character of type M-4058R engage solenoid.

れて相乗的に広がる。

これはストロークの微小変化に対するソレノイドのパーマンスの変化の割合が同軸形のほうが、きわめて大きいということで、これに対抗するメッシュ用クラッチパネの力量も、それに見合った特性を持たせねばならない。主接点が閉路する時点におけるカムイ用のパネ圧力(ピニオンのリングギヤへの押圧力)の必要絶対値は、いかなるソレノイドを使用しても一定であり、小形スタータにおいては約6~7kgであるというのが通説であったが、今までの実験結果においては、なりたないようである。ストロークに対する吸引力とカムイ用のパネ圧力の相互関係が大事であると考える。

同軸形スタータ・釘本

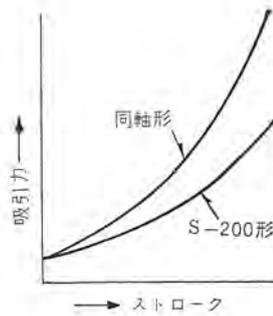


図 5.3 同軸形ソレノイドと従来品との特性の差  
Fig. 5.3 Characters of solenoid of co-axial and piggy-back type.

これはメッシュパネを圧縮するスピード、ピニオンの質量が問題であって、このためにM-4058R形においては、従来のクラッチパネに比べ、約2倍のパネ定数をもたせている。図5.2において、吸引力曲線に不連続点が現われているのは、ピニオンがリングギヤに衝突した時点で、ピニオンの移動が止まるため、ピニオンへの磁束の漏れがストロークに無関係になるためである。

表5.1は、ソレノイドの各ブラジィギャップ長さにおける漏れ係数の計算値を、S-200形エンゲージスイッチと、M-4058R形同軸形ソレノイドと比較したものである。この図を見ても同軸形スタータのソレノイドがS-200形に比べ、ソレノイドとして磁氣的に合理的であるとはいえない。しかもカムイ過程における同一状態で比較すると、同軸形ソレノイドにおいてブラジィギャップがピニオンを押し始めるのはソレノイドギャップが11mmのときであり、S-200形においてこれに相当する状態のギャップ長さは6.05mmである。

また同軸形において、カムイ用クラッチパネを圧縮し始めるときのブラジィギャップは8mmであるが、S-200形においては、このときのブラジィギャップは4.55mmである。このようにカムイ過程における同一状態のときのソレノイドギャップは、同軸形のほうがはるかに大きくまた同一ギャップ長さで比較しても、同軸形のほうが漏れ係数が大きいにもかかわらず、なおかつ同軸形のほうが少ない起磁力で足りるということは、磁路の断面積が大きいということにはほかならない。

表 5.1 S-200 形, M-4058R 形の漏れ係数

ソレノイドギャップ(mm)	1	2	4	6	8	9.8	11
S-200 形	1.34	1.575	1.95	2.26	2.54	2.76	—
M-4058R 形	1.33	1.59	2.05	2.44	2.76	—	3.32

## 6. 開発計画

エンジンメカがエンジンを設計し、電気始動を採用する場合、小形軽量、安価、堅ろう、しかも十分な耐久性と低温始動性を要求するのは当然である。同軸形スタータも、この要求の範囲外ではありえない。現今においてはエンジンメカの要求がそのままスタータの形態に反映して、当社の製品はヨーク70φから178φまで(出力0.5kW~11kW)9種類に及び、それぞれのヨーク径において回転方向、機械的仕様の異なるものが数種類、計数十種類のスタータが現実には流れている。

同軸形スタータの開発の理由が、機種統一を第1の理由とする以上、現実に各種のエンジンに装着されているスタータに置き換えられるものでなければならず、そのためには同一ヨーク径のもの中最も安価なもの以下の価格に押えねばならない。計画は、大、中、小の3種類のエンゲージスイッチで2kW以下の全スタータを統一し、3kW以上のものはピニオンの飛出し距離の関係で別個に取り扱う計画を立てた。表6.1は各エンジン容量に対するスタータ

表 6.1 エンジン容量に対するスタータの大きさ  
(数字は Core 長さ mm)

車種	ヨーク径	70φ	76φ	80φ	90φ	100φ	113φ	118φ	125φ
ガソリン	360 cc 級	40							
	500~600 cc		50						
	800~1,000 cc			50					
	1,200~1,500 cc				65				
	2,000 cc 級					75	60		
ディーゼル	2,800 cc 級						65		
	1,500 cc 級							55	
	2,000~3,000 cc								65
	4,000~8,000 cc								65~75

の大きさ、および同軸形の開発計画を示すものである。

当社の技術提携先 プレストライト社における同軸形スタータは、113φと130φがそれぞれ2種であり、国情の違いもあって小形のものはない。技術的には、100~118φ程度の中級が製作しやすく、大形ものは飛出し距離が小形の2倍と国内では規定されている関係で作りやすく、小形ものは、接点スペースの点で製作

が困難である。当社は第1次試作として、90φおよび100φを取り上げ、1次耐久テストを完了した。この第1次試作品は、技術提携以前に当社独自で開発したものであって、第2次試作として、改良、およびプレストライト社の思想を導入して現在製作中であり、本文の発表されるころにはヨーク径70~118φ(0.5~2kW)の同軸形スタータのシリーズが完成しているであろう。

## 7. むすび

以上主として100φの同軸形スタータを基に述べたが、エンジンメカにおいても同軸形スタータに対しては充電系統におけるACダイオド同様セールスポイントになしうること、またエンジン設計、とくに補機類の設計の自由度が増大するという点で相当積極的であり、近い将来同軸形装着の自動車、建設機械が出現するものと考えられる。いずれにしても可及的早期に、同軸形の決定版をシリーズで確立する必要がある。同軸形を採用して不利になる根本的な要因はほとんどなく、DCダイオドのACダイオドへの切り換えよりトラブルは少ない。すう勢として、同軸形が今後のスタータの本命と目されるゆえんである。

## 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
38-10-17	文部省	ASTM 主催による 固体用質量分析器による鉄試料の共同分析	甲斐潤二郎・三木将代 渡辺勤二	中央研究所
38-10-18	四国電力徳島支店	最近の工場照明の技術的進歩 —工場照明と生産性、最近の照明技術、照明改善効果例—	小堀富次雄	本 社
38-10-19	和歌山市民会館	和歌山布帛製品協同組合に対するシンクロナイズド講演	秋田 峯一	和 歌 山
38-10-19	金属学会	インコネル-X の電子顕微鏡による直接観察	竹内守久・北風 敬三	中央研究所
38-10-22	都電研	照明施設の経済性	小堀富次雄	本 社
38-10-23	日本能率協会	第28回 ワークファクタエンジニアリングコースで“WF”	奈川 敏雄	本 社
38-10-23	電気ビル	品質管理と標準化セミナー(管理図概論)	天本 繁美	福 岡
38-10-25	岐阜経営者協会	CCS 経営講座“統制”	前田 幸夫	本 社
38-10-25/28	尼崎商工会議所	作業研究(昭和38年度中小企業生産管理コース)	砂浜 忠蔵	伊 丹
38-10-25	電気四学会九州支部 第16回連合大会講演	交流発電機の自動負荷分担装置	元木 知春	長 崎
38-10-25	〃	補助巻線付極数変換誘導電動機	衛 藤 護	長 崎
38-10-26	〃	自励交流発電機のSCR 励磁装置	山地 正城	長 崎
38-10-26	関西大学	電気学会関西支部連合大会 “大極誘導 シリンドラ形継電要素”	三上一郎・西浜 忠 福原 尚志	神 戸
38-10-26	関西大学	各種多相再閉路方式の過渡安定極限電力の比較	芝滝 寿宏・三上一郎 西浜 忠・島田 五郎	神 戸
38-11-18	電気通信学会	強磁薄性薄膜記憶装置における構成上の諸問題	前田 良雄	中央研究所
38-11-18	日本工業経済連盟	光導電セルとその実用例	吉沢 達夫	中央研究所
38-11-18	溶接学会関西支部	MIG 溶接における溶着現象について—AI 心線の場合—	山本 利雄	中央研究所
38-11-18	電気通信学会	FM 負帰還方式の最適設計	小林 信三	無 線 機
38-11-18	電気通信学会	プラナ・モジュール	太田 堯久	無 線 機
38-11-19	国際電々研究所	複合認識系の模擬実験	木村 孝之	中央研究所
38-11-19~20	日本工業経済連盟	最近の薄膜素子とその回路化	石井 悠	中央研究所
38-11-20	IE 協会セミナー	プラントレイアウトと経済計算	高田 真蔵	本 社

## Transistor Igniters

Himeji Works Takao MIKI

For the past half a century the ignition system of gasoline engines have been resorting to the composition of coils, contacts and batteries. The system is good enough for the purpose in addition to inexpensive costs and is widely used now. However, oxidation of the contacts at their faces and consequent censurement of the parts are regarded as drawbacks. Once electron tubes were taken up to avoid the foregoing inconvenience, but they were found not so reliable as to take the place of the old ignition system. However the latest development of transistors has thrown light to this problem. Transistor igniters have been devised with a promiss of future diffusion though relatively high cost is still an important problem to solve.

### 1. ま え が き

ガソリン機関の点火系は約半世紀にわたって コイル、接点、蓄電器から構成したものが使用されている。この方式は最も安価でありかつ性能的にも機関の要求電圧を十分満足していたので広く採用されてきた。上記利点がある反面、接点電流が誘導性であり シュ断時に アーク を伴うことから接点面の酸化、消耗が問題であり、現在においても使用度の高いタクシー 用などにおいてはひんぱんに接点修正が行なわれている。また最近機関設計の方向が多気筒、高速化の方向にあり、火花数の増加がますます接点電流の増加となり、また高速時における接点 ジャンプ など幾多の問題をかかえている。

これらの問題を改良するため古くは電子管<sup>(1)</sup>を使用することなどが考えられたが大形になること、信頼性に欠けることなどで採用するに至らなかった。

最近に至り各種の トランジスタ が開発され、これの点火系への応用が考えられている。<sup>(2)(3)(4)</sup> 当社においてもこれらの研究に早くから着手し<sup>(5)</sup> 実用化の域に達している。

本記述は トランジスタ が点火系へどのように応用され、またどんな利点があるかを主として当社で開発した回路方式について述べたものである。

### 2. 従来使用されてきた点火装置

図 2.1 は現在広く使用されている点火回路で配電器に内蔵した接点を機関の点火位置で開かせ点火 コイル に高電圧を得ている。これを図 2.2 について説明すると接点が閉じることで点火一次コイルに (a) のような電流が流れる。この電流立ち上りは一次コイルのインダクタンスと抵抗の比で決定される。次に接点が開くと一次コイルと蓄電器の共振回路ができて図 2.2 (b) に示すような電圧が一次コイルに誘起する。この電圧は約 300 V であり接点にもほぼ等しい電圧が印加される。この場合二次 コイル には巻数比にほぼ等しい高電圧約 25 kV が誘起して配電器で分配されて圧縮行程終期の気筒にある点火 セン へ放電する。上述の接点は シュ断特性の良好なこと、耐消耗性が大きいことなどを考慮してタンクスツェンが使用されているが、なにぶん シュ断電流が 3~4 A 近く、また シュ断時に加わる電圧が 300 V 近い値をとるので接触面の酸化、消耗、突起などの現象が生じ機関出力低下の原因を作る。

次に一次電流、一次 インダクタンス と二次出力電圧の関係を考える。接点が無電弧で シュ断されるとすると、一次 コイル に蓄積された磁気 エネルギーが静電 エネルギーに変換されるので

$$\frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2}C_1V_1^2 + \frac{1}{2}C_2V_2^2 \dots\dots\dots(2.1)$$

- L: 一次 インダクタンス
- I: 接点の シュ断電流
- V<sub>1</sub>: 接点 シュ断時に一次コイルに加わる電圧
- C<sub>1</sub>: 接点間蓄電器容量
- C<sub>2</sub>: 二次コイル分布容量
- V<sub>2</sub>: 二次出力電圧

ここで点火コイルの巻数比を a とすると aV<sub>1</sub>=V<sub>2</sub> の関係があるから式 (2.1) に代入して V<sub>2</sub> を出すと

$$V_2 = I \sqrt{\frac{L}{C_2 + a^2}} \dots\dots\dots(2.2)$$

$$I = \frac{E}{R} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{Rt}{L}\right) \right\} \dots\dots\dots(2.3)$$

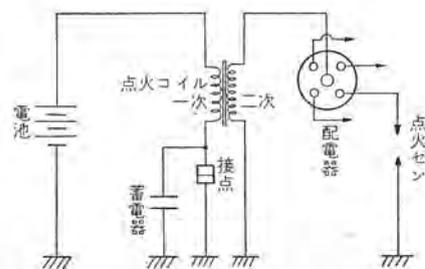


図 2.1 現在実用されている点火回路  
Fig. 2.1 Conventional ignition circuit.

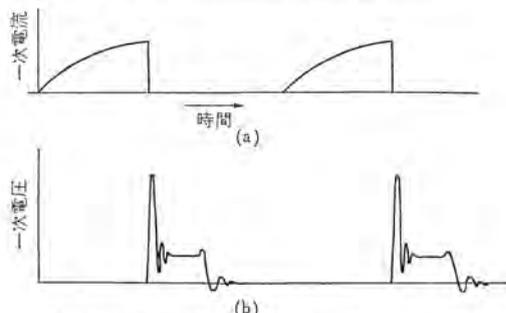


図 2.2 点火コイルの一次電流と一次電圧の波形  
Fig. 2.2 Wave forms of primary current and primary voltage of ignition coil.

\* 姫路製作所

- R: 一次 コイル の抵抗
- t: 接点閉から開までの時間
- E: 蓄電池電圧

となる。機関が多気筒高速化されると  $t$  が短くなるので  $L, R$  ともに小さくしなければ高速時における十分な出力電圧が得られなくなる。  $R$  が小さくなると低速時における接点電流が著しく増加し接点消耗上好ましくない。さらに高速回転の場合接点閉位置におけるチャタリングカム開閉機構の消耗などに問題がある。

### 3. 点火系へのトランジスタの応用

上記のように現在使用されている点火系は数々の欠点を有しているが、これはすべて回路に接点をもつことに起因する。したがってトランジスタを使用することで接点の電気的負担を著しく軽減する方法と接点をまったく使用しない方法とがある。これらの分類は

接点式トランジスタイグナイタ (contact controlled transistor igniter)

無接点式トランジスタイグナイタ (contactless transistor igniter)

とに分類される。さらに点火方式により、トランジスタで点火一次電流を直接シャ断する方式と蓄電器に蓄積した電荷を点火コイルへ放電する方式に分類される。

#### 3.1 接点式トランジスタイグナイタ

図 2.1 の回路へトランジスタのそり入を考えると図 3.1 がすぐ

考えられる。この回路は原理図であり図 3.2 のような回路で実用化されている。(6) 図 3.1 の回路で  $C$  が閉じると  $Tr$  にベース電流が流れ  $Tr$  のコレクタ電流として点火コイルに一次電流が流れる。 $C$  を開くと  $Tr$  のベース電流がシャ断され、したがって一次電流がシャ断されるので  $IG$  の二次コイル高電圧が発生する。この回路では

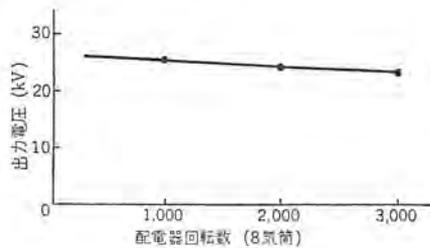


図 3.3 プレストライト社製トランジスタイグナイタ出力特性

Fig. 3.3 Output characteristic of Prestolight Cos transistor igniter.

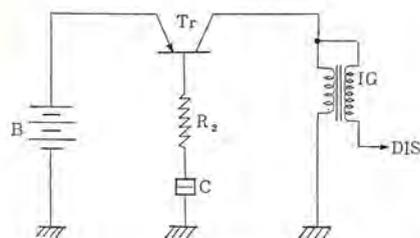


図 3.1 トランジスタ点火の原理図  
Fig. 3.1 Principle of transistor ignition.

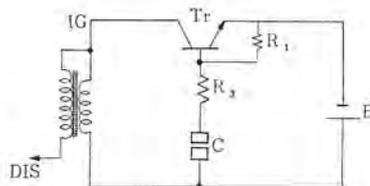


図 3.4 接地のトランジスタ回路図

Fig. 3.4 Circuit of grounded transistor igniter.

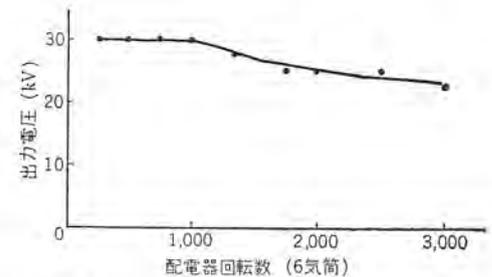


図 3.6 直列トランジスタ方式の出力特性  
Fig. 3.6 Output characteristic of series transistor system.

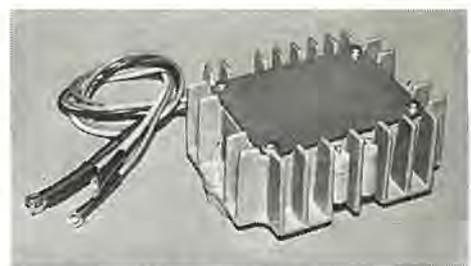


図 3.7 接点形トランジスタイグナイタ  
Fig. 3.7 Contact type transistor igniter.

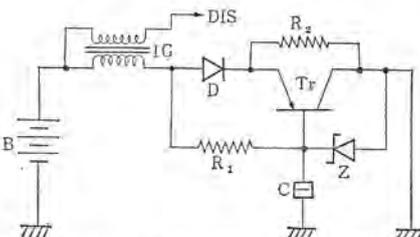


図 3.2 米国プレストライト社トランジスタイグナイタ 201 の接続図

Fig. 3.2 Connection diagram of transistor igniter 201 of American make.

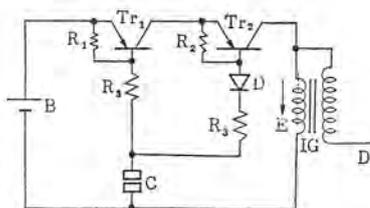


図 3.5 直列トランジスタ方式  
Fig. 3.5 Series transistor system.

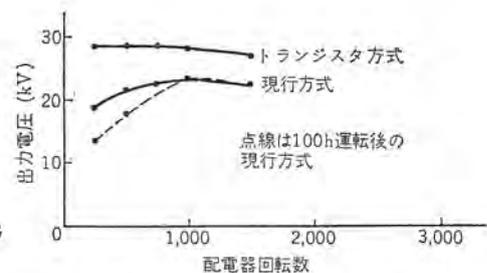


図 3.8 接点汚損と出力電圧  
Fig. 3.8 Contacts contamination and output voltage.

容量の大きなものに加えて、高耐圧のトランジスタが必要となる。

図 3.4 はこの要求を満たすためにトランジスタをシリコンとし耐電圧も 500 V と報告されている英国 ルーカス 社の方式である。(8)

当社ではかような点を考慮して二つのトランジスタを直列接続したもので、(9) 図 3.5 にこの回路を示す。この回路では第 1 トランジスタ  $Tr_1$  と第 2 トランジスタ  $Tr_2$  は互いに直列に接続し、そのベース電極は、第 2 トランジスタのベース回路も直列にダイオード D をそう入して接点に接続する。今接点を閉じると第 1 トランジスタ  $Tr_1$  にベース電流が供給されてエミッタ、コレクタ間は閉路する。したがって第 2 トランジスタへも第 1 トランジスタを通してベース電流が供給されることとなり第 2 トランジスタも閉じる。この動作は接点閉路とともに瞬間に完了し、点火一次コイルに通電する。次に接点が開くと第 1 第 2 トランジスタは同時に開路して二次コイルに高電圧を誘起する。

このとき一次コイルにもパルス電圧が誘起するが、その方向は図の E 方向で、電池 B、第 1 トランジスタのエミッタ、ベース、抵抗  $R_3$  を通してダイオード D に阻止される。すなわちダイオード D は電圧 E が第 2 トランジスタのベース、コレクタ間に集中印加して第 2 トランジスタの破壊を防ぐ。図 3.6 はこの回路の出力電圧特性を示したものであり、図 3.7 は外観写真を示す。かような回路では接点電流が少く、加えて接点回路が無誘導であり、接点開離速度がいかに小さくとも点火コイルの出力電圧が高く、機関の始動特性がよくなる。とくに図 2.1 の方式で長期間運転したとき接点の荒れがひどくなり、低速での出力電圧が低下するのに反し、トランジスタ式ではその低下はほとんどない。この関係を実測したものを図 3.8 に示す。かような関係をさらに詳細に説明するため点火コイル出力電圧波形を観測したところ図 3.9~3.11 のとおりである。

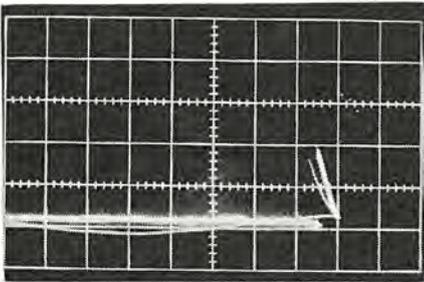


図 3.9 (a) 現行方式の出力電圧波形  
タテ 10 kV/div. ヨコ 50  $\mu$ s/div.  
Fig. 3.9 Output voltage wave form of existing machine.

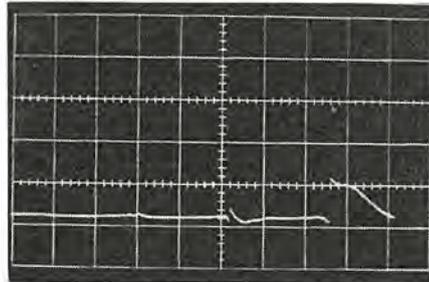


図 3.10 (a) 現行方式接点に モビール 塗布  
タテ 10 kV/div ヨコ 50  $\mu$ s/div  
Fig. 3.10 (a) Contacts of existing machine applied with mobile oil.

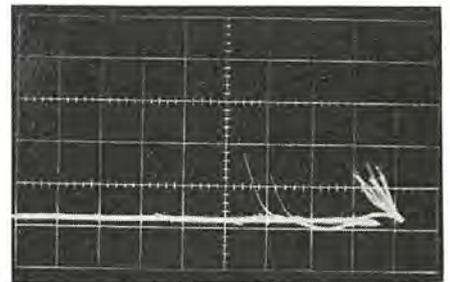


図 3.11 (a) 現行方式接点に グリース 塗布  
タテ 10 kV/div ヨコ 50  $\mu$ s/div  
Fig. 3.11 (a) Existing type contacts applied with grease.

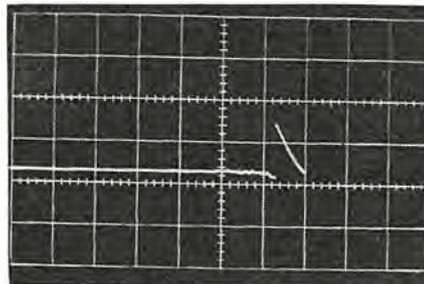


図 3.9 (b) トランジスタ 方式の出力電圧波形  
タテ 10 kV/div ヨコ 50  $\mu$ s/div  
Fig. 3.9 Output voltage wave form of transistor type machine.

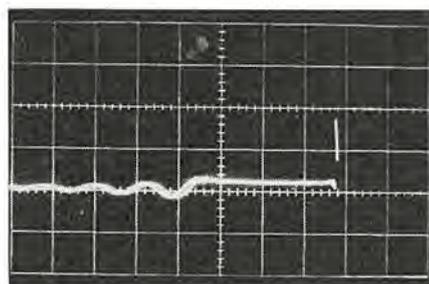


図 3.10 (b) トランジスタ 方式接点に モビール 塗布  
タテ 10 kV/div ヨコ 500  $\mu$ s/div  
Fig. 3.10 (b) Transistor type contacts applied with mobile oil.

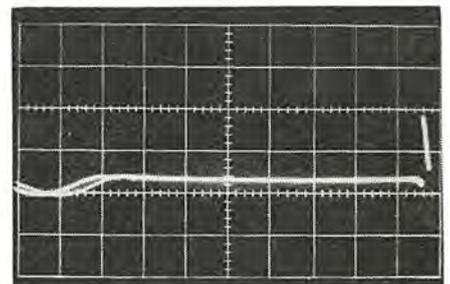


図 3.11 (b) トランジスタ 方式接点に グリース 塗布  
タテ 10 kV/div ヨコ 200  $\mu$ s/div  
Fig. 3.11 (b) Transistor type contacts applied with grease.

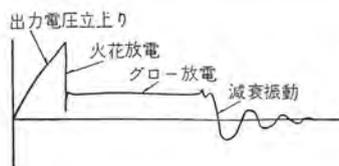


図 3.12 出力電圧波形  
の説明  
Fig. 3.12 Output voltage wave forms.

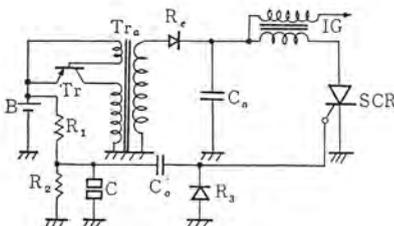


図 3.14 SCR  
イグナイタ 接続図  
Fig. 3.14 Igniter connection diagram.

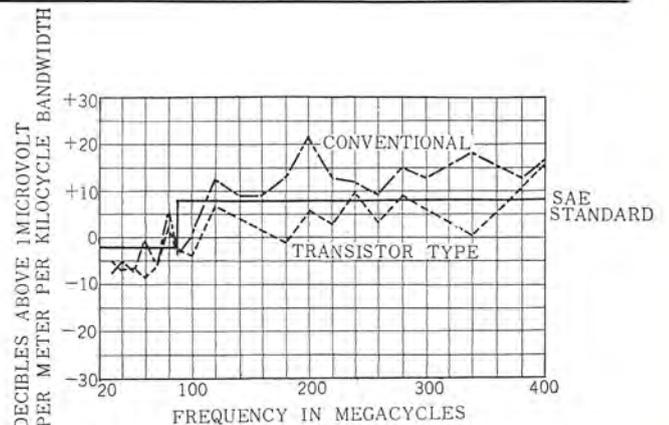


図 3.13 無線障害 テスト 結果 (プレストライト 社)  
Fig. 3.13 Results of radio interference test.

図 3.9 (a) は現在使用されているものについての出力電圧波形で多数の線がでていのは接点開路ごとに生ずる アーク で出力電圧は不整になり、点火位置のくるい大きいことがわかる。(ここで波形についての説明は図 3.12 のとおりである)。これに反しトランジスタ方式は図 3.11 (b) に示すように波形のミダレがまったくない。機関に取り付けて配電器を運転すると接点に油が付着し接点ヤケの原因になることが多いが、この条件を加味して接点にモビル油、グリスなどを塗布して出力電圧を観測したものをそれぞれ図 3.10, 3.11 (a)(b) に示す。この写真からもトランジスタ方式では接点に油が付着しても出力電圧にはなんら変化が認められないことがわかる。

次に無線障害について米国 ラレストライト 社の計測した結果を図 3.13 に示す。図 3.13 からはトランジスタ方式が障害が少ないことがうかがわれる。

以上は点火コイルの一次電流をトランジスタで直接シャ断させたものであるが、あらかじめ充電した蓄電器を機関の点火位置で点火コイルへ接続して点火させる方式がある。この方式を図 3.14 に示す。トランジスタ Tr とトランス Tra で発振させ、この出力電圧を整流器 Re で整流して蓄電器 Co を充電する。この充電電圧は約 300 V で蓄電器 Co の値として 0.2~1.0  $\mu$ F が採用される。接点 C を開けば電池から制御蓄電器 Co' を通して制御整流器 SCR へゲート電流が供給され SCR は閉路する。蓄電器 Co の電荷は SCR を通して点火コイル IG に流れ二次コイルに高電圧を発生する。この回路では SCR の ON 時間が短いため、点火二次コイルの電圧の立ち上りが速く、したがって点火セン汚損に強い方式といえる。図 3.15 は二次コイルに抵抗を接続したときの出力電圧の低下を示したものである。図 3.16 は図 3.5 による方式の同様な出力電圧特性で、図 3.15 と比較したとき、図 3.15 の方が低い抵抗負荷での出力電圧が低いことを示している。図 3.17 は、この方式の外観写真を示す。

### 3.2 無接点式トランジスタイグナイタ

上述の方式は接点に原因する電気的不都合はほぼ解消するが、機械的不具合すなわち機関高速時における接点のチャタリング、カム機構の摩擦による点火位置のくるいなどは防ぐことができない。

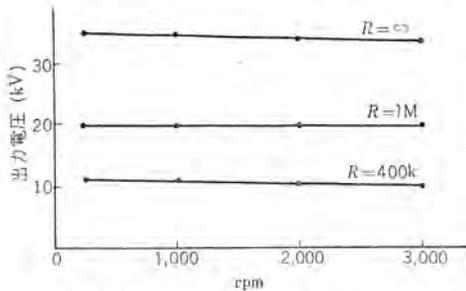


図 3.15 SCR イグナイタ 負荷特性  
Fig. 3.15 Load characteristic of SCR igniter.

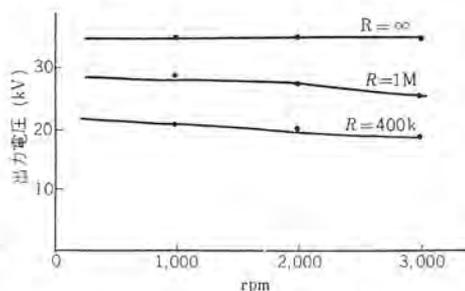


図 3.16 トランジスタイグナイタ 負荷特性  
Fig. 3.16 Load characteristic of transistor igniter.

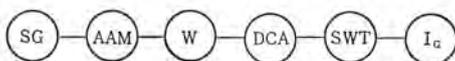


図 3.18 無接点方式のブロック線図  
Fig. 3.18 Block diagram of contactless igniting system.

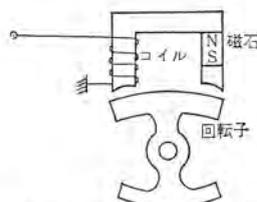


図 3.19 信号発電機の原理図  
Fig. 3.19 Principle of signal generator.

無接点方式はかような事柄を含めて完全に解決するものである。この方式について説明すると図 3.18 は基本的なブロックダイアグラムで機関の点火位置を検出するのに信号発電機 SG が使用される。この発電機は小形磁石発電機で図 3.19 に示したように固定部分に磁石と、その磁気回路中にコイルを備えており、鉄片で作った誘導子が回転するようになっている。この発電機の出力電圧波形は図 3.20 のようになる。これらの装置は実際の車に取り付けるとき、非常にコンパクトにまとめて図 3.21 に示したように配電器中に納められるので外観的には現在使用されている接点内蔵配電器とまったく同様である。かような信号発電機の発生電圧は機関始動時においてとくに低いので交流増幅器 AAM で増幅して、 $\kappa$ 形波装置 W で  $\kappa$ 形波に変えて直流増幅 DCA を通しスイッチングトランジスタ SWT を動作させる。具体的には図 3.22 の回路例で示されており、この図では単安定マルチを使用して  $\kappa$ 形波変更を行なう。波形変更は必ずしも  $\kappa$ 形波を必要とするものではないが、スイッチングトランジスタの開路時の電力損失を低減すること、および点火一次電流を急速にシャ断して二次に高い電圧を得るためには  $\kappa$ 形波が最も能率がよいからである。図 3.22 の動作を詳細に説明すると信号発電機 SG の出力は一方のみ増幅トランジスタ Tr<sub>1</sub> および結合トランス Tra で増幅され、単安定マルチの第 1 トランジスタ Tr<sub>2</sub> へ入る。単安定マルチは常態では第 1 トランジスタ Tr<sub>2</sub> は開、同 Tr<sub>3</sub> は閉じているので SWT は閉路し点火コイルに通電している。上記のように Tr<sub>2</sub> へ入力があれば Tr<sub>2</sub> は閉、Tr<sub>3</sub> は開となり、SWT は開いて IG の電流をシャ断させる。これらの関係は図 3.23 のようになり、単安定マルチの動作区間 T' は接点式のカム開路期間に相当する。この区間ではよく知られているように図 3.22 の抵抗 R と蓄電器 C<sub>1</sub> の積で定まるので自由に選定することができる。

以上は波形変更回路に単安定マルチを使用した回路であるが、



図 3.17 SCR イグナイタ  
Fig. 3.17 SCR igniter.

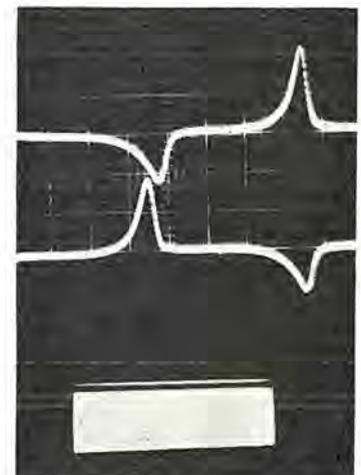


図 3.20 信号発電機出力電圧波形  
Fig. 3.20 Output voltage wave forms of signal generator.

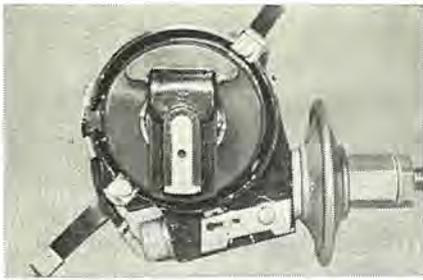


図 3.21 無接点配電器  
Fig. 3.21 Contactless distributor.

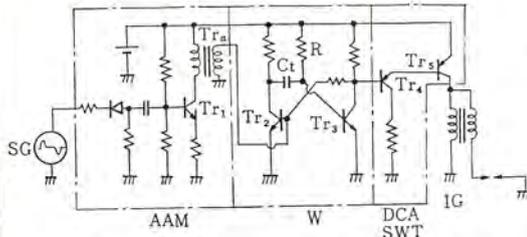


図 3.22 無接点 トランジスタイグナイタの回路例  
Fig. 3.22 Contactless transistor igniter circuit.

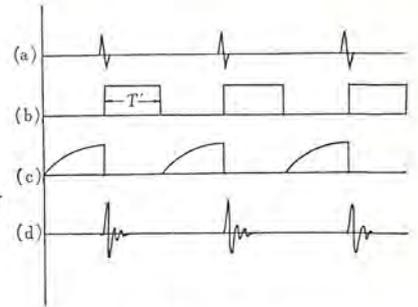


図 3.23 無接点 イグナイタの波形説明図  
Fig. 3.23 Wave forms of contactless igniter.

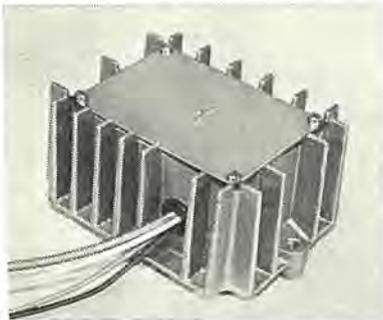


図 3.24 無接点形 トランジスタイグナイタ  
Fig. 3.24 Contactless transistor igniter.

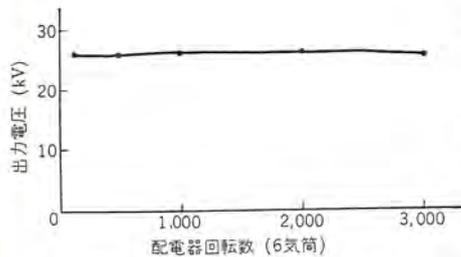


図 3.25 無接点 トランジスタイグナイタ 出力特性  
Fig. 3.25 Output characteristic of contactless transistor igniter.

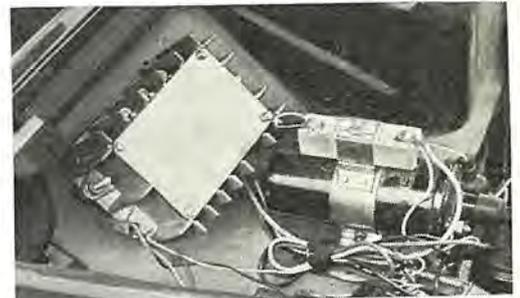


図 3.26 無接点 トランジスタイグナイタの機関装着  
Fig. 3.26 Contactless transistor igniter equipped to engine.

双安定 マルチ を使用して スイッチングトランジスタ の開期間を角度で規定するようにもできる。<sup>(10)</sup> そのほか信号波形の一部を切り取る方法などがある。図 3.24 は当社で開発した無接点方式の外観写真で、図 3.20 で示した配電器と組み合わせて使用する。

以上のように無接点式では機械的摺動部がまったくなくなるので、点火位置を一度 セット すれば変わることがない。また機関が高速回転で運転しても点火コイルの出力電圧は高い値を維持する。図 3.25 はこの方式の出力電圧特性を示したもので レース 用機関にとり載しても十分余裕をもって点火できる。図 3.26 は機関に装着したところを示す。

#### 4. む す び

高速道路も一部完成し、今後逐次延長することと思われるが、一面において都市交通の混雑は増々ひどくなっている。かようなことは自動車機関点火装置として、一方では高速時においても十分強い出力を、他方では低速時においてもポイント を十分保護できるよう要求される。また最近よくいわれるように無整備期間の延長などを考慮しても点火系統にポイントがあることはまったく不都合である。

かような時点において点火系統のポイントの損傷を皆無に近づける、または無接点とすることはわれわれ電気技術者の任務といえる。ここで上述の トランジスタ を点火装置に応用することはかよ

うな要求に十分 マッチ したものであるが、現在の自動車機関に全面的に採用するには価格の点で難点がある。しかしこの点も逐次解決されつつあり、この方式は将来に大きな希望をもつことができる。

#### 参 考 文 献

- (1) 松井：電気点火 p 138
- (2) Transistors boost power of new Autolite ignition system Automotive Industries, March 1, (1959)
- (3) William, E. bushor: Electronics and the American Automobile Electronic November 21, p.73 (1958)
- (4) Glen R. Madland: Transistorized automotive ignition system, Automotive Industries August 15 p. 70 (1961)
- (5) 三木：トランジスタイグナイタ自動車技術 Vol. 15 No. 7 (1961)
- (6) Tranistor-Switched ignition system may replace induction coil SAE Journal May p. 46 (1960)
- (7) John G. Naborowski: Ignition system, United States Patent 3016477.
- (8) Lucas ignition system used 500 volt transistor, Automotive Industries, Sept. 15 p. 74, (1963)
- (9) 三木：トランジスタ 装置, 特公昭 38-3010
- (10) 三木：信号装置 特公昭 38-13106
- (11) 三木：内燃機関点火装置 特公昭 38-19053

# ダイヤモンド SAT

星川光清\*・光森 悟\*

## Diamatic SAT

Himeji Works Mitsukiyo HOSHIKAWA・Satoshi MITSUMORI

DIAMATIC SAT is a name given to an automatic clutch for use with motor cars through the utilization of powder clutch by Mitsubishi. The powder clutch has been originated in Europe, but the device referred to is development of the Company based on the original design so as to suit the conditions of our country. With this DIAMATIC SAT set on a motor car, the troublesome clutch operations can be automatized and the driver can be freed from fatigues without hampering the performance of standard cars. The apparatus has been in use with motor cars built by the Fuji Heavy Industry Co. since April, 1964.

### 1. ま え が き

ダイヤモンドとは、三菱電機がパウダ・クラッチを利用して製作した自動車用自動変速装置の愛称であって、ご高承のように

SAT クラッチペダルをなくし、ミッションギヤ 切換は手動で行なう

SCAT クラッチ は一つで標準 ミッションギヤ を自動的に切換えるもの

DCAT クラッチ は高速用、低速用の二つあり、特殊 ミッション を切り換えるもの

の3種類がある。

当社は数年前からパウダ・クラッチの特性を利用して自動車のクラッチを自動化する研究を続けてきたが、パウダ・クラッチ自体に基本的特許があり自由に製作することができないので昭和37年末に特許の権利者であるイギリスの S. Smith & Sons Ltd. およびドイツの Allgemeine Elektrizitäts Gesellschaft と技術提携契約を結び、このほど製品化に成功した次第である。この契約成立とともに上記2社およびフランスの Ets. Ed. Jaeger の技術が導入され研究が一段と進展したのは事実であるが、道路事情、したがって走行条件がヨーロッパとやや異なるわが国へは上記各社のものはそのままでは移入できず、随所に独自の考案や修正を加えてある。

幸いに自動車メーカーの好評を得て昭和39年4月から富士重工の小形車 スバル360 に希望装備品として SAT が採用されたので、この機会にその概要を説明する。

### 2. 自動クラッチ

#### 2.1 自動クラッチと自動変速機との差異

自動クラッチとは、クラッチのみを自動化したもので、変速操作は従来どおり運転者が手動により行なうものである。一方、自動変速機とは、クラッチ操作とギヤ変換操作とを自動化したものである。いいかえれば、自動クラッチ付車とは、ただクラッチペダルの操作のみが無くなったもので、ギヤ変換のためのチェンジ・レバー操作は依然として残されているが、自動変速機付車の場合はチェンジ・レバーの操作まで省かれているのである。

#### 2.2 駆動装置におけるクラッチおよび変速機の必要性

現在、自動車に用いられる機関は小形軽量で高出力が要求され低トルク高速回転形のものを使用されている。この機関回転力を駆動車輪に伝達して自動車を動かすのであるが、これをそのまま伝えたのでは回転力が足りず、発進、加速、登坂などの性能は不

満足で事実上走行不可能である。そこで、機関と駆動車輪の間に回転力を増大させる変速装置が必要になる。また機関は一方向回転であるから後進用逆転装置を併置している。この変速装置を変速機という。この変速機の性能を十分発揮させるためには、次に掲げる2操作をクラッチによって行なわなければならない。すなわち変速期間中動力伝達経路をシャ断して、変速終了後また復帰させなければならない。また発進時には、円滑な発進を保障しうるものでなければならない。すなわち、機関出力に応じて駆動側と被駆動側に適当な回転差を保たせながら、クラッチ伝達トルクを徐々に増加し、両者を完全結合させなければならない。このようにクラッチおよび変速機は、内燃機関を動力源とする場合、欠くことができないものである。

#### 2.3 ダイヤマチック SAT の特長

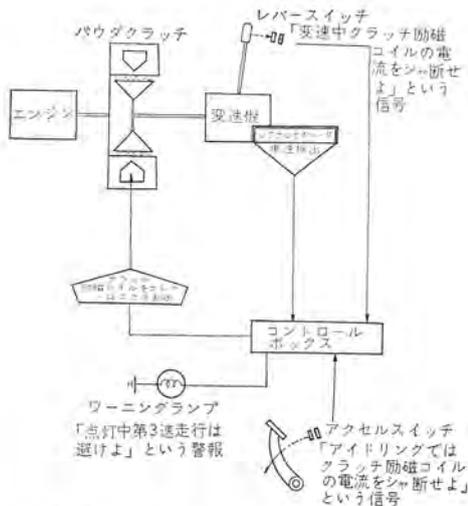
- (1) わずらわしいクラッチ操作が自動化されている。
- (2) 出力損失がない。
- (3) どのような運転状態でも機関停止をしない。
- (4) 安価である。

### 3. ダイヤマチック SAT の構成

制御系統図(図3.1)に示すように摩擦クラッチをパウダクラッチに置き換え、コントロールボックス、シグナルレレータ、アクセルスイッチなどの制御部品を取り付けたものである。以下順を追って説明する。

#### 3.1 パウダ

パウダクラッチはドイツ人 W. Vogel およびアメリカ人 J. Rabinow により発明された透磁率の大きい電磁粒子(パウダ)を媒体としてトルク伝達を行なうもので、その性能はこのパウダの性能により決定されるといっても過言ではない。すなわち、パウダクラッチの伝達トルク、熱容量、耐久性、切れの良さ、残留トルクなどはすべてパウダにより大きく左右されるので、パウダクラッチにおけるパウダの占める比重は、大変大きなものである。パウダの磁気特性としては磁界中での透磁率が高く、かつ残留磁気の小さいものが望ましい。この特性は純鉄が非常に良いが、反面、非常に酸化しやすく耐熱性が乏しい。したがって焼結、酸化などの面をも考慮して、12%クロム鋼の磁性粒子を使用している。その粒度は50 $\mu$ 以下であり、形状は図3.2のように丸みをおびた多円体である。この形状はパウダの集合離散を容易にし、パウダクラッチの連結およびシャ断性能を向上し、見かけの比重を高めるのに役だつ。この見かけの比重は4.5程度である。



付記 この回路には押しボタンスイッチが組み込まれて  
いる。このボタンを押すとクラッチ励磁コイルはバ  
ッテリ直結となりクラッチが完全に結合される。

図 3.1 制御系統図

Fig. 3.1 Control system diagram.

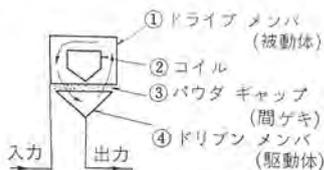


図 3.3 パウダクラッチ断面模型図  
Fig. 3.3 Powder clutch cross section model.



図 3.4 パウダクラッチ  
Fig. 3.4 Powder clutch.

### 3.2 パウダクラッチ

#### 3.2.1 パウダクラッチの構造

コイルを納めた駆動体は、機関のクランクシャフトに半月キーで固定されている。被動体は駆動体内で回転し、変速機の入力軸にスライプで結合されている。駆動体と被動体で作られる間ゲキには磁性粒子パウダが入れている。クラッチの励磁コイルに電流を流すと、図 3.3 のような磁力線が作られ、パウダは磁力線に沿って鎖状につながり、駆動体と被動体を結びつける作用をする。この連結力によりトルク伝達を行なう。

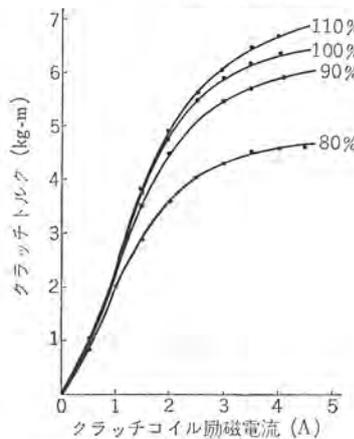
#### 3.2.2 伝達トルクと励磁電流特性

パウダクラッチの励磁コイルへ流す励磁電流が変化すれば、それに相応して、パウダの連結力すなわち伝達トルクが変化する。その関係はほぼ比例的である。したがって励磁電流を変化させることにより自由自在にトルク制御ができる。しかし、励磁電流がさらに増加すれば、磁気回路の磁気飽和現象のために、伝達トルクも比例の関係がなくなり飽和する。図 3.5 はその関係を示したものである。なおパウダが少ない場合はトルクコウ配は小さく、量が増加するにしたがって大きくなる。

ダイヤマチック SAT・星川・光森



図 3.2 電磁粒子の形状  
Fig. 3.2 Shapes of magnetic particles.



パウダ JAEGER 製  
粒度 325 mesh  
使用量 35 g  
パウダキャップ体積に対するパウダの充填率 4.2 g/cc を 100% とする。

図 3.5 Z-1048 形 パウダクラッチ  
スリップ特性  
Fig. 3.5 Type Z-1048 powder  
clutch slip characteristic.

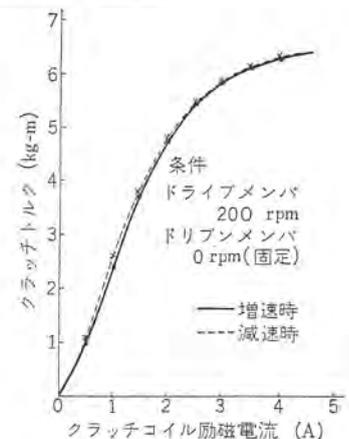


図 3.6 Z-1048 形 パウダクラッチ  
トルク特性  
Fig. 3.6 Type Z-1048 powder  
clutch torque characteristic.

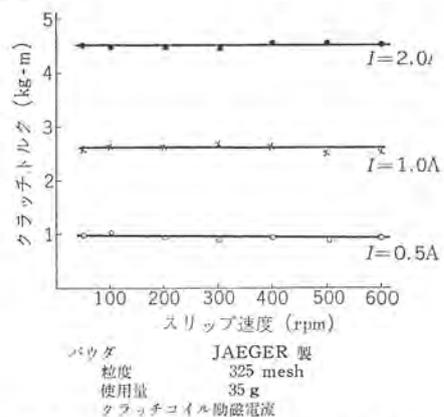
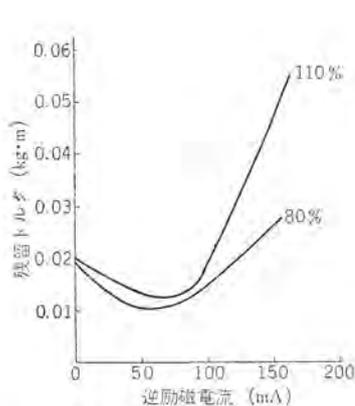


図 3.7 Z-1048 形 パウダクラッチ スリップ特性  
Fig. 3.7 Type Z-1048 powder clutch slip characteristic.

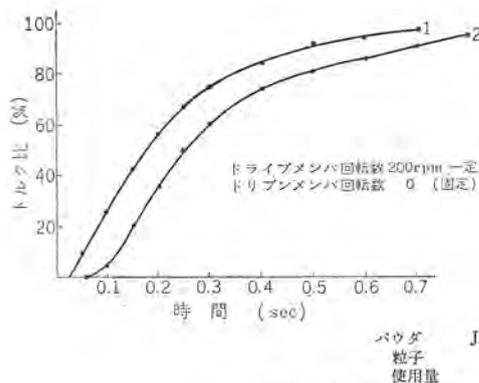
#### 3.2.3 スリップ特性

このパウダクラッチは流動性の良いパウダを媒体とした一種の摩擦クラッチとも考えられるが、一般に、摩擦クラッチに見られるような静摩擦トルクと動摩擦トルクとに大きな差は認められない。図 3.7 のようにクラッチコイルの励磁電流を定めればトルクはスリップ速度には無関係にほぼ一定である。これは動摩擦係数と静止摩擦係数が等しいことを実証したものである。この性能はクラッチとして使用する場合非常に望ましいもので、このために円滑な連結ができる。つまりパウダクラッチのトルクはスリップ速度には全然無関係で、クラッチの励磁電流の強さに比例して変化するから制御が非常に簡単で



パウダ JAEGER 製  
粒度 325 mesh  
使用量 35g  
パウダキャップ体積に対するパウダの充填率4.2g/ccを100%とする。

図 3.8 Z-1048 形 パウダクラッチ 残留トルク特性  
Fig. 3.8 Type Z-1048 powder clutch residual torque characteristic.



パウダ JAEGER 製  
粒子 325 mesh  
使用量 35g

図 3.9 Z-1048 形 パウダクラッチ 立上り特性  
Fig. 3.9 Type Z-1048 powder clutch rise characteristic.



図 3.10 コントロールボックス  
Fig. 3.10 Control box.



図 3.11 シグナルゼネレータ  
Fig. 3.11 Signal generator.

ある。

### 3.2.4 残留トルク

パウダクラッチコイルの励磁電流を完全にシャ断しても、残留磁束のためにわずかの残留トルクを生ずる。通常、コイルを内包している駆動体に漏れ分路を作り残留磁束の低減をはかっているのだからである。次に励磁コイルの励磁電流を逆方向に流すと、それがわずかなときは残留磁束が打ち消されるため、残留トルクはさらに減少する。逆方向の電流をさらに増加すれば、トルクはある点で最低となり次第に増加する。(図 3.8 参照) またパウダの充填率を増すと、残留トルクがふえる。これはパウダ間の摩擦およびパウダと動作面との摩擦(いずれも純機械的摩擦)の影響によるものである。この状態で逆励磁を行っても残留トルクの低減は計れず、むしろ増大する傾向を持っている。

### 3.2.5 応答時間

クラッチの励磁コイルに電流を流し始めてからトルクが規定値(定常値の63%)に達するまでに要する時間を応答時間というが、これは励磁コイルリアクタンスによる励磁電流の遅れ、ウズ電流による磁束の遅れ、電磁性粒子が磁束の方向に配列するための機械的な遅れなどが関係する。(図 3.9 参照)

### 3.2.6 熱容量と耐久性

クラッチのもつ熱容量を見きわめ適当な負荷をかけることが耐久性のために望ましい。クラッチがスリップにより吸収したエネルギーは動作面とパウダ部分で熱になる。したがって、異常な過負荷をかけることは、パウダの焼結とか磁気特性の低下、動作面へのパウダの融着などになって現われてくる。こういう点を考慮して、パウダは耐熱性、耐摩耗性の良いクロム鋼を使用している。一方、クラッチの動作面も摩耗するため厚み 0.05 程度の硬質クロムメッキを施している。このパウダの局部温度は 300°C 程度とされており、これ以下の状態で使用するよう設計されている。

### 3.3 コントロールボックス

発進をなめらかにしない、車速に応じてクラッチコイルの励磁をダイケムからバッテリーに切り換えるリレーと、変速時、チェンジレバースイッチの動作によりクラッチの励磁回路を開閉するリレーおよびその制御回路素子から構成されている。

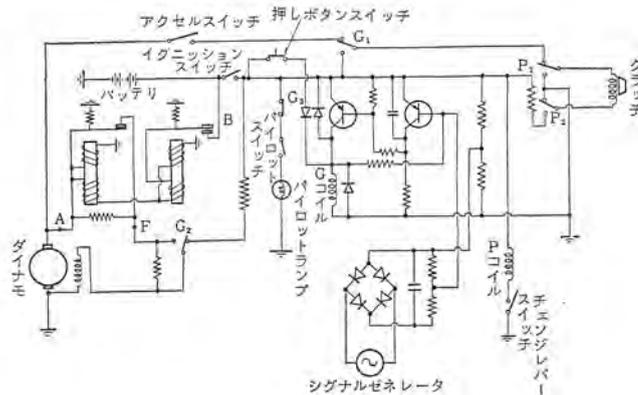


図 3.12 制御回路図  
Fig. 3.12 Control circuit diagram.

### 3.4 シグナルゼネレータ

これは簡単な交流発電機の一つで、永久磁石を軸に固定した回転子と固定子コイルから構成されている。軸先端の駆動ツメは変速機の主軸に直結されており、主軸から駆動される。こうして回転子が固定子内部で回転すると、その回転数に比例した電圧が固定子に誘起される。シグナルゼネレータは、車速を電氣的に検出して、コントロールボックスのリレーを動作させ、パウダクラッチを発進の状態から直結の状態に切り換える役目をする。(図 3.12(制御回路図)参照)

### 3.5 アクセルスイッチ

停車中機関アイドリングにおけるクレー(車のはい出し)防止のために設けたスイッチ、すなわちアイドリング時にダイケム発生電圧がクラッチの励磁コイルに印加されないように回路をシャ断し、アクセルペダルを踏むとスイッチが閉じ回路を連結する。

### 3.6 レバースイッチ

チェンジレバーのノブ内にスイッチを内蔵し、このノブを握るとこのスイッチが働き、コントロールボックス内のリレーを作動させてクラッチコイルの励磁電流をシャ断する。こうしてクラッチを変速時には自動的にシャ断する。

### 3.7 押しボタンスイッチ

このボタンを押すと、クラッチの励磁コイルにはバッテリー電圧が印加され、クラッチは完全結合の状態になる。このスイッチは押しがけ用として使用される。すなわち、まずギヤを入れて適当な車速まで押し続け、惰力がついたところでボタンを押す、機関が始動するとボタンをもどす。

### 3.8 ワーニングランプ

これは制御回路には直接関係ないが、クラッチ保護の目的で設けられたものである。制御回路図に示すように、 $G_3$  接点、ワーニングスイッチ および ワーニングランプが直列に配置されており、 $G_3$  接点はクラッチコイル励磁がダイナモ励磁のときに閉じ、ワーニングスイッチは3速ギヤがかみ込んだときに閉じる。それゆえ、ワーニングランプが点灯するのは両接点が閉じたとき、すなわちクラッチコイルがダイナモ励磁で、3速ギヤを選択したときである。こういう状態で走行を続けるとクラッチのスベリ時間は非常に長く、したがってそれに比例して摩擦熱も増加するので、クラッチの寿命を著しく減少させる。これを防ぐための警報灯である。

## 4. 制 御

### 4.1 発 進

車をなめらかに発進させるためには、クラッチトルクを機関出力に適応した値に制御してやる必要がある。このため、ダイマチックSATでは、ダイナモの立上り特性を利用してこの制御を行なっている。すなわち図4.1のようにダイナモの端子電圧は機関の回転数の上昇とともに増加する。この電圧をクラッチの励磁コイルに印加してやれば、アクセルを踏み込むに依り機関の回転数は上昇するからク

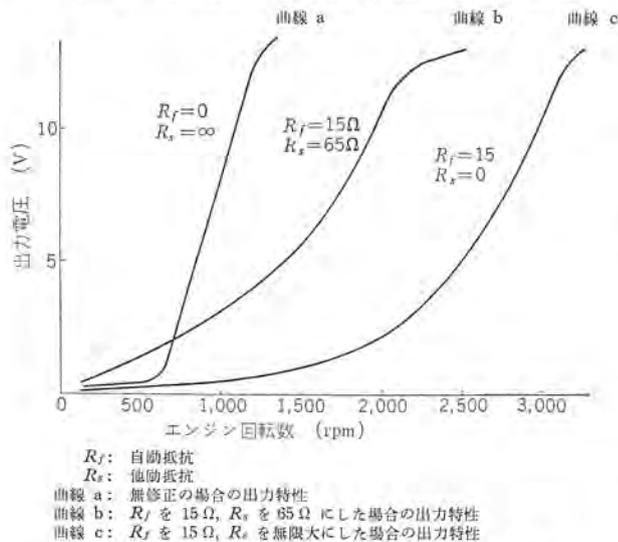


図 4.1 ダイナモの出力特性 (ダイナモ修正回路参照)  
Fig. 4.1 Characteristics of the dynamo. (Refer to the modulated circuit for the dynamo)

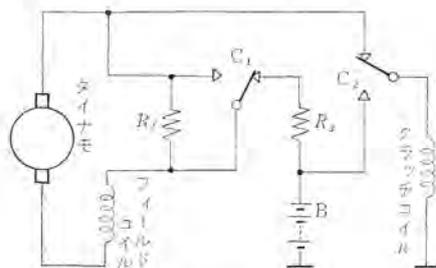


図 4.2 ダイナモ修正回路図  
Fig. 4.2 Dynamo-corrected circuit diagram.

ラッチ電流は増加し、したがってクラッチトルクは増加する。しかしながらダイナモの立上り特性は、一般に回転の低いところでは、ほとんど電圧を発生せず、ある点から急激に電圧を発生する自励特性を有するから、このままの電圧を加えてはなめらかな発進は望めない。そこでダイナモ修正回路図(図4.2)のように他励磁特性を加え、ダイナモの立上り特性を修正して、クラッチの励磁コイルにその電圧を印加して、なめらかな発進を補償している。

### 4.2 変 速

変速レバーを握ぎるとクラッチがシャ断する。すなわちチェンジレバーからの信号をコントロールボックスリレーが受け取り、クラッチコイルの励磁電流回路をシャ断するのでクラッチはシャ断される。こうして変速し、変速を終わってクラッチレバーから手を離すとクラッチは復帰する。

#### 4.2.1 増速時

ダイナモからクラッチ励磁コイルに電流が供給されている低速走行では、クラッチはすべており、その間ダイナモは修正されているから充電特性は悪くなっている。ある車速になると、ダイナモを正規の状態にもどすとともに、クラッチのスベリをなくしてやらなければならない。このためシグナルレレータで車速を電気的に検出しトランスミットで制御してGリレーを作動させ、クラッチのスベリをなくすと同時にダイナモを正常な状態にもどす。

#### 4.2.2 減速時

増速時とは逆に、ある車速に減速されるとクラッチコイルの励磁はバッテリーからダイナモに移る。またアクセルペダルをかえすと、クラッチ励磁電流回路はシャ断されるので機関停止は起こさない。(アクセルスイッチの項参照)

## 5. わが国および海外の自動クラッチの現況

わが国における自動クラッチの歴史は比較的新しく、商業的に生産されている車に採用されたのは昭和34年のシンコー・ヒノマチックが最初である。その後ツア・ペダル熱が高まって現在では次の4種類がそれぞれの車に希望装備として採用されている。

- シンコー・ヒノマチック (電磁式摩擦クラッチ) コンテッサ用
- トルクドライブ (トルクコンバータ) マツダ・クーペ用
- リクソマツ (遠心式摩擦クラッチ)
  - ブルーバード、セドリック、トヨペット・コロナ用
- ダイマチック SAT (パウダクラッチ) スバル 360

海外では十数年前から、とくにヨーロッパで数多く発表され実用されたが、その後自然にとうた(淘汰)されて現在では次の3種類だけが残っている。

- Saxomat (遠心式摩擦クラッチ) フィアットほか
- Jaeger (パウダクラッチ) ラジョーほか
- E-Stick (普通の摩擦クラッチを真空圧で制御) ランブラー

## 6. む す び

ダイマチック SAT につき概要を述べたが、標準車の性能を害することなく、しかも比較的簡単な方法で煩わしいクラッチ操作を自動化することができた。これはパウダクラッチのすぐれた結合特性に負うところが大きい。富士重工以外の車種にも当社のこの方式による試験が続けられており、1964年に発表されることを期待している。なおダイマチックにはほかに SCAT および DCAT と称する2種類の自動変速機があるが、これらについてはまた別の機会に紹介したい。

## Manufacture of Electric Equipments for Motor Cars

Himeji Works

Keizō TSUZUKI

Problems now imposed on the industry in connection with the electric equipment for motor cars are satisfying performances and in expensive costs. The demands of the electric equipment in this country are very small compared with those of overseas builders under the circumstances Mitsubishi has been endeavoring to overcome the difficulties by installing many high efficiency machine tools, cutting tools, other apparatus and special single purpose machines in addition to the rationalized managements. This article mainly explains various special machines and own-made single purpose machines together with the material saving for the cost reduction.

### 1. ま え が き

今日の自動車用電装品工業に課せられている問題は、第一に必要な機能を十分に満足してきわめて安価でなければならないことである。このことは自由化を控え、自動車メカや輸出向けの多い二輪車からの要求が、ここ数年とくにきびしい。

これに対して自動車用電装品を製作している当社も毎年大きな値引要求に協力し、また品質の向上、新製品の開発に努力を払らい国際水準に近づきつつある。

最近自動車電磁クラッチの開発のためスミス社と、交流ダイモ、交流ダイモ用リレー、同軸形スタータの開発のため、フレストライト社と技術提携をした。これにより先進諸外国より技術の立ち遅れを補うよう努力を払っている。

しかしながら諸外国より教えられるばかりでは、わが国の電装品はなりたたない。なぜならば、外国自動車メカの月産数十万台ラインに対してわが国の自動車メカでは、月産その1/10ぐらいが現状であり、その電装品をわれわれが製作しているわけである。当社は、残念ながらとくに数量の多い部品は数少なく、数量の少ない機種が大変多いのが実情である。したがってわが国の電装品では、必ずしも外国技術がわが国に適応するものではなく十二分のそしゃくを必要とする。

日進月歩の技術革新とともに、当社の電装品工作は、そのような意味でわが国の国情に合った特色のある進み方をしてきているわけであり著しい進歩があったと思われる。以下製造部門の中で工作面を主として紹介する。

### 2. 自動化と加工時間の短縮

人手が不足の今日自動化は、真剣に考えなければならない。品質の改善、コストの低減には、自動化は必須条件である。また最近の起業計画もこれを十分に織り込み、旧来の考えよりまったく脱皮したものでなければならない。

自動車の形式は比較的多く変わったため、それに付随している電装品は、設計変更を余儀なくされるのが、大きな特長である。思いきった、合理化、自動化で流す反面、いつも生産形態の切り換え、最悪の場合は、打ち切りを覚悟しなければならない、全生産数量、生産ロット数のコントロールから生産設備や治具に常に明暗両面を盛りこむ苦勞が必要である。

しかし高性能、高能率な設備能力の發揮は、工場管理により大きく左右されることはもちろんのこと、運搬管理、集中研摩方式、潤滑管理、段取り屋(tool setter)などの制度を設けて、能率向上に努めているが、ここでは、これらは省略し、自家製専用機を主とした合理化された設備の一部を紹介する。

#### (1) 整流子丸め専用機

整流子組立第一工程の丸め作業を機械化したもので、銅片とマイカを交互に、円筒形に丸めて断面を菊の花のようにする。以前は手作業によるものであったが、この機械の製作により加工時間の短縮、マイカを入れ間違えるような問題はなくなった。機械にはライザの入ったスタータ用のものと、銅片とマイカの組み合わせによるダイモ用とがある。図2.1参照。

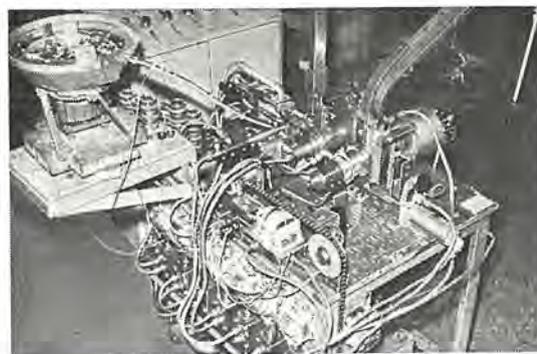


図 2.1 整流子丸め専用機

Fig. 2.1 Special machine to round up commutators.

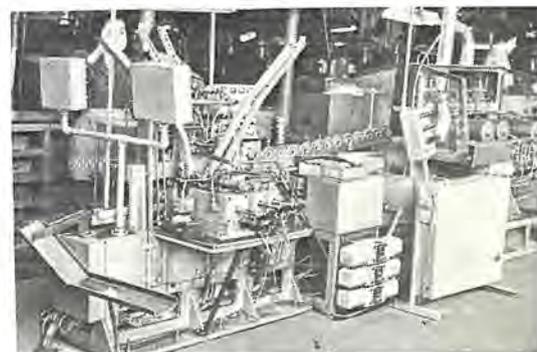


図 2.2 整流子組立専用機

Fig. 2.2 Commutator assembling machine.

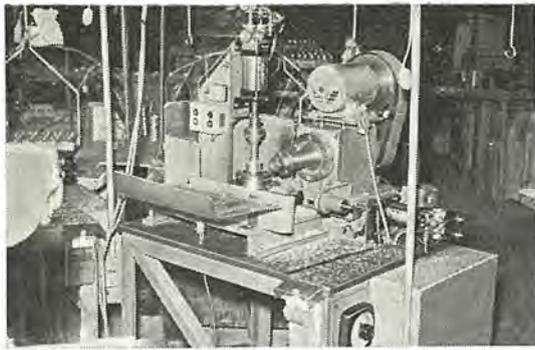


図 2.3 コミテータ・ライザミジ切専用機  
Fig. 2.3 Commutator riser groove cutting machine.

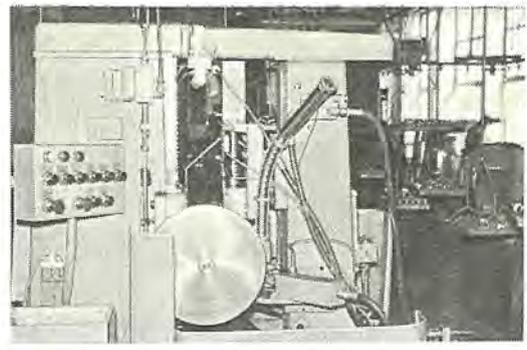


図 2.4 ホブ盤自動供給装置  
Fig. 2.4 Automatic feeding device for hobbing machine.

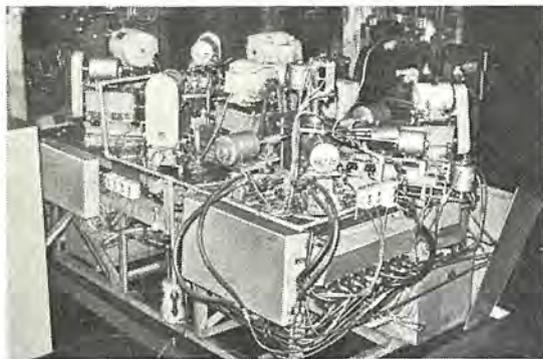


図 2.5 モデルチェンジに即応できるヨーク穴明け専用機  
Fig. 2.5 Yoke drilling machine capable of responding model change.

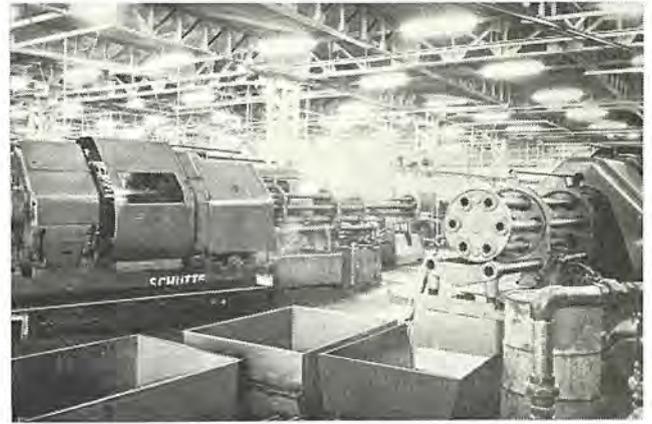


図 2.6 6軸自動盤群  
Fig. 2.6 A group of six axes automatic cutting machine.

#### (2) 整流子組立専用機

丸められた整流子にクランプ、スパイダを組み合わせるもので、手作業に比べ約3倍の能率向上である。クランプを入れるVミジを切った整流子をシュートの上に並べると自動的にミジの清浄、クランプの組込、スパイダ組込および仮力シメまで行なう。図2.2参照。

#### (3) 整流子ライザミジ切り専用機

直流ダイナモ整流子のライザミジ(アマチュアコイルを入れるミジ)を切削する専用機で、機械的に等分に割出して、ミジ切りするので後行程のヒュージグ専用機による電機子コイルの接続もうまくゆく。卓上ミーリングを使用して加工するのに比べて2倍の加工能率が上がる。

#### (4) オーバライニングクラッチ組立専用機

スタータのオーバライニングクラッチの組み立てを行なうもので、スラストスプライン、ピニオンスプライン、スプライン押え板、カバーの部品の組み立てを行なう。約7倍の能率向上である。

上の例のように半自動または全自動の他には人用機を一部改造して専用機にしている。

たとえば新しく購入した自動ホブ盤により被加工物の取り付け、取はずしの非能率がはつきりわかり、従来のホブ盤を自動化した。ホブ盤に自動供給装置を取り付けて、油圧駆動により被加工物の取り付け、取はずしを行ない、従来作業者が操作していた回転テーブルのロック、切削送り、急速送りなどの操作、レバーの操作を自動化したものである。図2.4参照。

上に述べたように複雑な専用機の他にナシリ、ドライバ、ハンマ作業を駆逐して、手作業に代わるごく簡易形の穴明け専用機、タッピング専用機、面取り専用機などを多数製作している。

われわれが、専用機を社内製作する理由は、自動車メーカーの急自動車用電装品の工作・都築

速な要求に対して早く安価に、(外観その他不要なところは極力手数を省く。)またモデルチェンジに即応できる一方機械に対する調整や、アフターサービスの届く点にある。この部門は、今後当社の伸びとともに成長するであろう。

現在最も進歩的な高速多軸自動盤は、スタータのピニオン、ピニオンキョウタイ、ダイナモスタータの軸、ACダイナモの界磁鉄心、フライホイールのボスカムなどの旋削加工部品の工作機の主力をなしている。図2.6参照。

モデルチェンジがはげしく急速にそれに即応する必要がある電装品の部品の工作で、トランスファー化は難しい問題である。

しかしダイナモ、スタータのフロントブラケット、配電器のハウジングなどはまり込み部の旋削加工、ミーリング加工には、トランスファーに代わりつつあり高能率を上げている。図2.7参照。

フランチ加工は他の切削加工に比べ複雑な形状のものを高速かつ高精度に加工できるため、従来フライス加工、旋削加工していたものをフランチ加工に置き換えて、加工工数を低減し、また加工時間の高速化をはかっている。代表的なものは、ダイナモ、スタータのヨーク内径、スタータのスパイラル・スプライン・カーブ、界磁鉄心の内径などの加工である。

しかしフランチ盤およびフランチは他の工作機に比べ非常に高価であり、フランチ加工は被削材の取付具およびフランチ盤の付属装置によって能率が大きく左右されるものである。

現在では、ヨーク内径フランチ加工は旋盤に比べ1/6の加工時間であり、界磁鉄心の内外径フランチ加工は旋盤に比べ約1/5の加工時間となり、また寸法精度が著しく高くなった。またスタータのスパイラル・スプラインでは、一人が2台のフランチ盤を運転することによ



図 2.7 スタータフロントブラケット用トランスファーマシン  
Fig. 2.7 Transfer machine for starter front bracket.

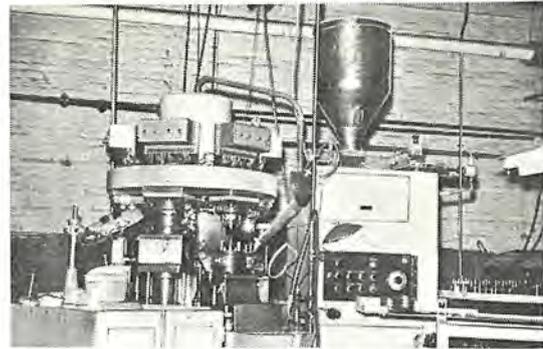


図 2.8 6ステージ回転圧縮成形機  
Fig. 2.8 Six stage rotary compression shaping machine.

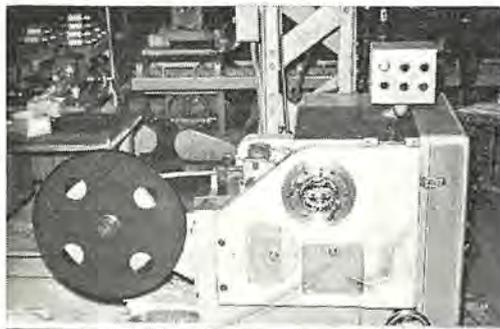


図 2.9 ウェッジインサータ  
Fig. 2.9 Wedge inserter.

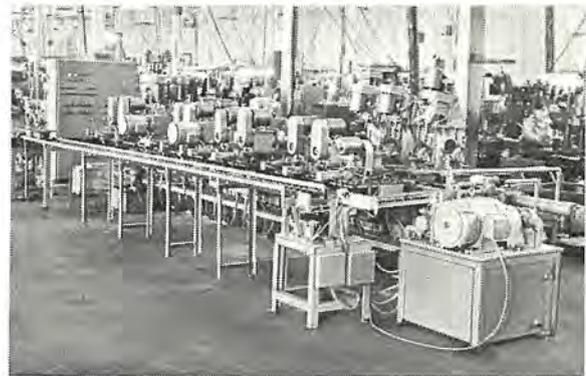


図 2.10 リヤブラケット穴明け専用機  
Fig. 2.10 Rear bracket drilling machine.

り、キーコ加工や穴加工は2個または3個同時加工により能率を上げている。

有機材料が電装品に多く取り入れられるにしたがってこの加工機も自動化が必要となり、一例として次のものがある。

(a) 6ステージ回転圧縮成形機

配電器のキャップ、ロータの材料を自動ひょう(秤)量し、6ステージの回転プレスにしたもので従来のトランスファーマシンより能率が約5倍ほど上げている。図2.8参照。

交流ダイオードの生産を契機として、業界に品質、数量ともに優位に立つ交流ダイオードの生産は自動化、高速化が急速にかつ徹底的に推進されつつある。

(b) ウェッジインサータ

ウェッジ材料のファイバーをロール状のものから自動的に必要な幅切りとスロット内への押し込みを自動化した。図2.9参照。

(c) リヤブラケット穴明け専用機

ダイカスト成形されたリヤブラケットは穴明け、タッピングが加工工程の大部分をしめている。この加工を16ステーションのトランスファーマシン形の穴明け、タッピング専用機を製作して高能率を上げている。図2.10参照。

(d) ダイオード圧入専用機

6ステーションのサーキュラインデックステーブル上に3ステーションの押し込みシリンダを設けてワークに一定圧力範囲で押し込み、一定圧力以下で押し込んだ場合(ダイオードのナール径が規定寸法より小の場合)は、自動的に除外される。ワークおよびダイオードの取り付け、取はずしは作業者が行なうものである。

### 3. 過剰品質の節減および新材料への置き換え

自動車電装品の設計は常に自動車全体の設計により十分に考慮され決定されなければならない。従来ややもすれば電装品のみ立場から考えて使用され自動車の価格、用途、大きさ、性能などに対して適合していないと思われる点もあった。こうした経過で作られた電装品は、ある自動車に対して過剰品質であったものがあり安くならなかった場合があった。使用される車との適合性を考えれば不必要なメッキや塗装が多くあった。

必要以上に外観の商品価値を高めた美しいもの、見えない部分の塗装やメッキなどを省略することにより、工数を省くことができる。配電器のガバナに取付板、ガバナウエイトなどのガスレン(炭)したものはメッキを廃止するなどである。

(1) 有機材料

プラスチックの応用は日進月歩の発展をとげ、従来の金属材料のプラスチック化および熱硬化性樹脂より、熱可塑性樹脂の切り換えにより、材料費および製作時間の短縮などに大きく貢献しているが、当社もこの採用を他社にさきがけて実施した。

たとえば断続器のブラシ、アームの各種端子台、配電器のオイルカップなどのテフロン化、イグニッションコイルの外装絶縁のプラスチック化など数え上げれば限りなく、また一方コアのスロット絶縁のエポキシ樹脂のコーティングも数年来の使用実績を有し、その皮膜の安全性により耐圧の増加、層間短絡の減少、かつ電機子および固定子の自動巻線を容易にするのに大きな効果があった。

#### 4. 塑性加工技術の進歩

プレス加工は、非常に生産性の高い加工法であり、鋳造やタム造工程のものを機械加工により切削や研削加工など施して製品化するものを、プレス加工に変えて好結果を得たものが多い。軽くてじょうぶな部品を加工するという点では、他の機械加工法より一段とすぐれており、軽量化をとくに必要とする電装品において重視されるものである。

たとえばダイモのラーとファンや、スタータのブラケットは今までは鋳造したものを機械加工していた、それを連続抜き、曲げ、絞り加工により生産性はもちろん1/2以上の軽量化をはかった。

プレス加工が機械加工より大量生産において生産性が大きいことは、周知のことであったが、従来電装品の少量多種類の部品には自動化は困難であった。機種統一、部品の統一とともに生産数量のまとまった界磁鉄心、交流ダイモの固定子鉄心、配電器のアーム、カムベス、直流ダイモのブラシームなどの順送り型の使用により、加工時間が著しく短縮できた。

たとえば、ブラシームにおいては抜き工程と曲げ工程の2工程のものを順送り型を使用して加工すれば、型代、(材料費、製作費)は50,000円程度で、旧加工法型の約3倍であるが加工時間は旧方法の1/10ででき、有効な原価低減の方策であると同時にプレス加工につきものの作業者の安全もはかられ、作業能率が向上した。

加工精度が高くしかも大量生産可能という点も自動車用電装品には欠くことのできないものである。精密な寸法をそろえることはプレス加工において可能ではあったが、型の精密工作、しかもモデルチェンジのはげしい電装品において、短期間に型を製作する必要があることは容易なことではなかったが、素材の品質の均一化、板厚精度の向上、精度の高いプレス、放電加工、ジグボラ、ナライフイス盤などの工具製作設備の充実により加工精度の高いプレス加工が可能となった。

冷間圧縮成形加工は、なしくず的に切りくずを出しながら所定寸法に仕上げる電装品の精密部品の旋削加工よりもはるかに材料の損失が少ない。しかし材料損失を工程面で十分吸収する高速多軸工作機を使用して加工していたが、なおいっそうのコストダウンを必要とする電装品の部品において、従来の高速多軸自動盤の使用より冷間圧縮成形加工にかわりつつある。

たとえば、配電器キャップの電極を冷間圧縮成形することにより、

材料費が1/3になり、素材の2/3を切りくずにしていたことになる。界磁鉄心においては、熱間タム(鍛)造していたものをマイプレスの購入により冷間加工が可能となった。

電装品の部品が冷間圧縮成形に関して問題となることは、技術的なことの他に各種部品を規格化、標準化することである。冷間圧縮成形は大量生産において適するもので少量生産には適しない。部品で数がまとまらないため冷間圧縮成形にふみきれないものが多く、これら部品を規格化、標準化することによって大量生産に移向できるものがあり、また自動化も可能となり、コスト引き下げが可能となるものが多い。

#### 5. 溶接加工の採用

戦後のはなげなしい溶接技術の進歩とともに、電装品部品加工にも著しく溶接加工を採用して、部品の原価低減を助けている。

##### (1) アーク溶接の採用

交流ダイモの固定子は開発当時はリベットかしめで非常に手間を取っていたが、アーク溶接を採用してリベットかしめが不要になり、鉄心の組み立てが自動化されるようになった。

##### (2) ヒュージングマシンの使用

従来電機子コイルと整流子の結線はハンダ付けに頼っていたが、自動的に整流子とコイル間に通電して、これを溶接するものである。これを使用すれば、エナメル線の絶縁被膜のハコ離やハンダ付作業による悪条件のために生じる短絡その他の事故もなくなり、かつ加工能率が非常に上った。

##### (3) ロー付加工の利用

水素ふんい気炉の普及とその技術向上により、今までリベットかしめや、ナール圧入によって結合していた部品を、銅ロー付による結合に切り換えたり、直径の大きな素材より削り出していた部品を、直径の大きい部分と小さい部分を分けて銅ロー付することにより、材料損失を大幅に減少している。この銅ロー付した部品は一体のものと強度的にほとんど劣らないので、タム造品もプレス部品と切削部品との結合に切り換えることになり今後ますます利用度が高まるものと思われる。

#### 6. む す び

以上自動車電装品の直接製造部門を一部紹介したが、現状を満足しているわけではなく、機種統一、部品の標準化とともに、大きく発展させたい。

# 国鉄納め ED75 形交流機関車

北岡 隆\*・白庄司 昭\*・鶴田 敬二\*

## Type ED75 AC Electric Locomotives for The Japanese National Railways

Itami Works Takashi KITAOKA・Akira SHIRASHŌJI・Keiji TSURUTA

The new type AC electric locomotives, type ED75, for the service on the 50 c/s electrified lines of J.N.R. have been brought to completion. The distinctive feature of the ED75 consists in the employment of non-arcing, notchless control with the magnetic amplifier. The good voltage regulation due to the low tension tap-changing system and the continuous voltage control free from the occurrence of current peak help to obtain high adhesive characteristics. The tap changer bearing the maximum load current 4,200 A permits almost non-arcing change over through control of the magnetic amplifier, all being compact and easy to maintain. The control circuit is provided with Cypak and SCR so as to do away with contacts and to heighten reliability. The main transformer is of the Mitsubishi Formfit type. The magnetic amplifier is of a dry M-Core type. The tap changer is a motor driven cam-pneumatic switch type one. The trial locomotives are now operating with fine results and the model is going to be applied to quality production.

### 1. ま え が き

国鉄東北本線の電化進ちょくに伴い、新形式の交流機関車が投入されることになり、昨年12月にその試作車2両が完成した。この機関車はED75形と呼ばれる50c/s電化線区向け交流専用機関車としては初のシリコン整流器式機関車であって、従来製作されていた水銀整流器式のED71形に代わって、東北方面各線区向けとして今後相当数の量産が予定されている。

この機関車には磁気増幅器を用いた無電弧、ノッチレスのタップ切換方式を中心に数々の新しい方式を採用すると同時に、その他の部分については、従来の交流機関車製作経験から十分実績のある機器を使用し、部品の標準化にも考慮を払って、4動軸交流機関車の決定版となることを目標に設計されている。

ED75は日本国有鉄道のご指導の下に共同設計が行なわれたが、当社はこの機関車の特長である無電弧タップ切換方式を含む総合的な電気回路関係の設計および主変圧器、磁気増幅器をはじめ種々の制御回路機器の設計製作を担当したので、これらのことから中心にしてこの機関車の概要を述べ、ご参考に供したいと思う。



図 1.1 ED75 形交流機関車  
Fig. 1.1 Type ED75 AC locomotive.

### 2. 特 長

主回路、補助回路などの基本的な構成は、ED74など従来のシリコン整流器式機関車で確立された方式を踏襲しているが、とくに性能、信頼度の向上、保守の簡易化のため、次のような点に重点をおいた設計となった。

#### (1) 粘着性能の向上

機関車のけん引力を最も有効に利用するには、まず車軸が空転したとき再粘着特性がよいことが必要であって、このためには主電動機から見た電源の過渡電圧変動率が小さいことが不可欠条件である。また加速に伴い電圧制御する場合引張力の変化が大きいと空転発生の誘因となるので、電流のピークが出ないよう連続的に電圧制御することが必要である。これらの条件は互いに背反した条件にあり、電圧変動率を小さくすればするほど電圧制御のノッチ数を増さないで電流のピークが大きくなる。また回路を構成する機器について考えると、電圧変動率を小さくするためには、高圧タップ切換式よりも変圧器の内部インピーダンスを小さくできる低圧タップ切換式が有利であるが、低圧式は電流容量の大きいタップが必要のため変圧器タップ切換器の構造・寸法および $\pm$ (軸)装上の制約を受けて、制御ノッチ数を多くすることは困難である。

これに対しこの機関車ではタップ切換器に磁気増幅器を組み合わせて制御する方式を採用したので、低インピーダンスの変圧器を用いて過渡電圧変動率を小さくすると同時に、比較的少数のタップだけでノッチレス電圧制御を実現し、高い粘着性能を得ることが可能となった。

#### (2) 無電弧タップ切換方式の採用

上に述べた磁気増幅器の導入により無電弧タップ切換が可能となり、タップ切換器は吹消機構が不要のため小形軽量となり、接点部の損耗が少ないので保守も容易となった。

#### (3) 制御回路の無接点化

磁気増幅器、タップ切換器の制御回路を無接点化し、信頼度の向上と保守の簡易化をはかっている。また無接点回路の設計を容易にするため、制御電源として従来の直流発電機に代わって交流発電機を採用した。

(4) 軸重移動防止

台車は引張り棒と リック 機構を組み合わせた構造で、台車への力の伝達点を レール 面上にもってくることにより台車内の軸重移動をなくした。これは ED74 に用いて好成績を得たものである。電気的にも前後台車間の軸重移動を補償する回路を設けた。

(5) 主要機器は 60 c/s でも使用できるように設計されており、モータのつなぎ換え、送風機の羽根の取り換えなど 2, 3 の変更をすれば 60 c/s 地域に転用可能である。

3. 性能

客貨両用に使用され、要求される性能は次のとおりである。

(1) 客車 600 t ケン引、平タン線でのつりあい速度 100 km/h 以上。

(2) 貨車 1,200 t (最大 1,300 t) をケン引して、10% コウ配で起動可能。つりあい速度は 45 km/h 程度。

(3) 2 両重連で貨車 1,200 t (最大 1,300 t) をケン引し、25% コウ配で起動可能。

これらの条件をもとに設計された ED75 の性能曲線を図 3.1 に、またこれから求められた線電圧 20 kV におけるつりあい速度を表 3.1 に示す。

出発時の期待粘着係数を求めると、出発抵抗を 8 kg/t としたとき、10% 1,300 t ケン引の場合約 37%、25% 重連 1,300 t ケン引の場合で約 35% となっている。

主電動機としては交流および直流機関車用標準の MT52 形 4 台を使用し、主変圧器はじめ各機器の容量はこれと協調をとって次のように選定した。

(a) 主変圧器の連続定格電流は最も急なコウ配と考えられる

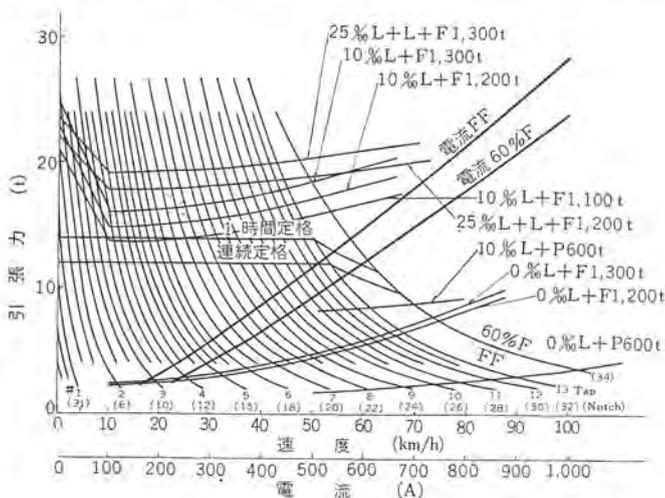


図 3.1 性能曲線 Fig. 3.1 Performance curves.

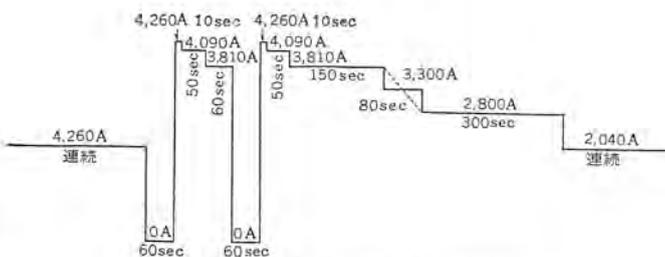


図 3.2 シリコン整流器に対する電流条件 Fig. 3.2 Current duty for silicon rectifier.

沼宮内〜戸間の 25% コウ配区間約 12 km を重連で 1,300 t ケン引して通過する場合に必要な容量に対し、このようなシビアな条件の発生するひん度を勘案して主電動機連続定格の約 86% に選定した。これは ED74 に比べ 10% 増となっている。また二次定格電圧は、主電動機の許容端子電圧いっぱいまで上げて、直流無負荷電圧が約 1,100 V となるよう選定した。

なお条件 (1) の高速性能を満足するために、弱界磁 ノッチ 2 段を設け、60% 界磁まで弱めるようにした。

(b) シリコン整流器の並列素子数は 10% コウ配で、繰り返し 2 回起動を行なっても十分耐える容量となるように選定した結果、図 3.2 のような電流条件を満足するものとなった。

(c) 磁気増幅器は乾式風冷式で、熱時定数が主電動機にほぼ近い 20~30 分程度と推定されたので、連続定格電流は主電動機に合わせ 2,040 A とした。

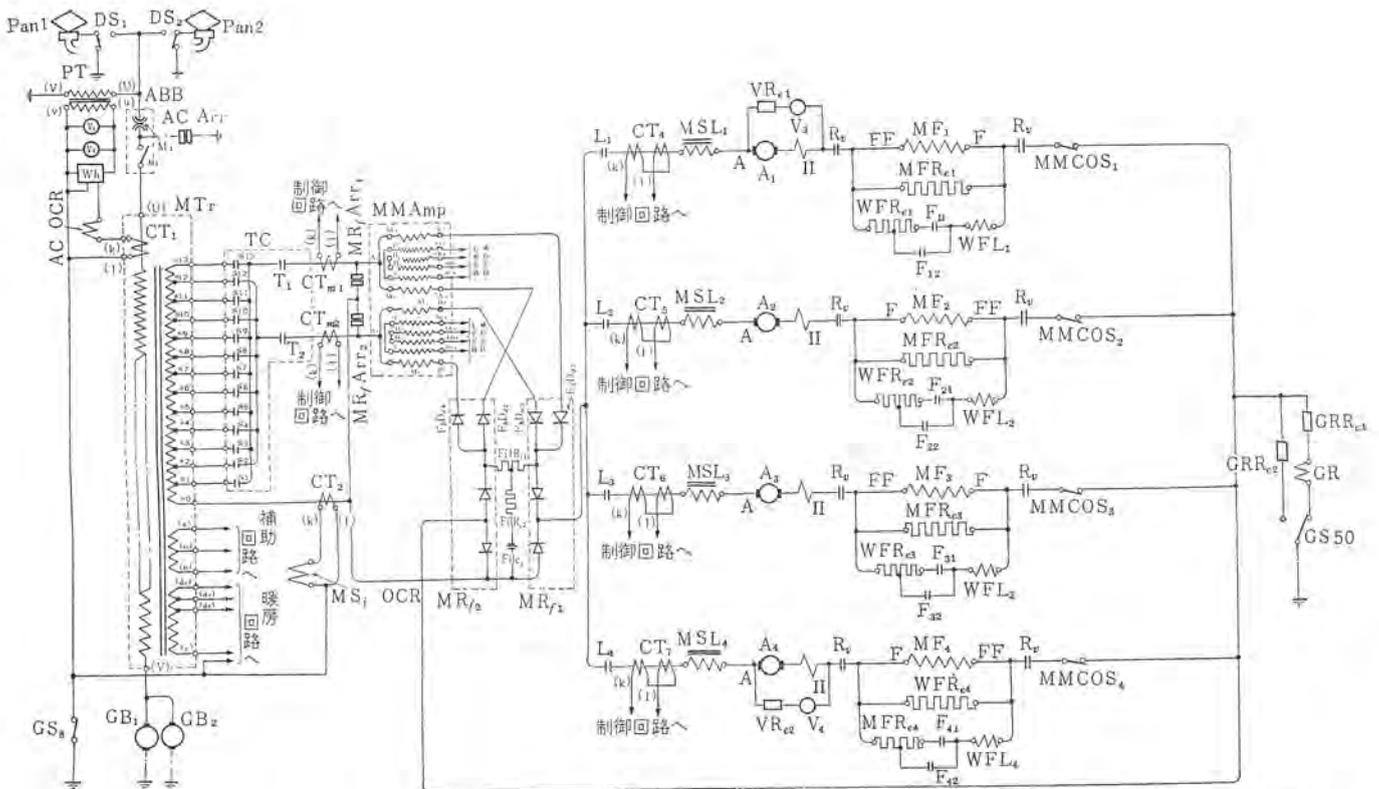
この機関車の主要要目を表 3.2 に示す。

表 3.1 つりあい速度

ケン引荷重 (t)	コウ配 (%)	ノッチ	界 磁	つりあい速度 (km/h)	記 事
貨車 1,200	10	32	全 界 磁	46	単 機
貨車 1,300	10	32	全 界 磁	45	単 機
貨車 1,200	25	32	全 界 磁	44	2 両重連
貨車 1,300	25	32	全 界 磁	43	2 両重連
客車 600	0	34	60% 弱界磁	101	単 機

表 3.2 主要要目

用途	客貨両用
電 気 方 式	単相交流 20 kV 50 c/s
機 関 車 方 式	シリコン整流器式
運 転 整 備 重 量	67.2 t
軸 配 置	B <sub>0</sub> -B <sub>0</sub>
機 関 車 形 状	箱形両運転台
機 関 車 寸 法	
長さ×幅×高さ	13,500×2,800×3,600 mm
パンタ折りたみ高さ	4,270 mm
台車中心間距離	7,600 mm
連結面間長さ	14,300 mm
機 関 車 性 能	
1 時間定格出力	1,900 kW
1 時間定格引張り	14.1 t
1 時間定格速度	49.1 km/h
最高速度	100 km/h
台 車	DT 129 A および B 形
固定軸距離	2,500 mm
動 輪 径	1,120 mm
動力伝達方式	1 段歯車減速、つりかけ式、弾性歯車使用
齒 車 比	16:71=1:4.44
モジュール	12
主 電 動 機	MT52 形 4 極 九形 他力通風形
1 時間定格	475 kW, 900 V, 570 A (脈流)
主 変 圧 器	TM11 形 外鉄形 送油風冷式 フォームフィット 低圧タップ式
連 続 定 格	2,330 (冬期 2,710) kVA/2,200 kVA/130 kVA/ 380 kVA 20 kV/1,248 V/384 V/1,470 V
主 磁 気 増 幅 器	MA1 形 H 種乾式風冷式 M コア使用
連 続 定 格	196 kVA, 96 V 2,040 A (×2 台)
シリコン整流器	RS11 形 単相ブリッジ結線および磁気増幅器掃過用
連 続 定 格	1,836 kW, 900 V 2,040 A
低圧タップ切換器	LTC1 形 電動カム輪 空気式
連 続 定 格	2,040 A, 回路電圧 AC 1,250 V
制 御 方 式	重連結制御付、低圧タップ無電氣連続制御 界磁制御
ブ レ ー キ 方 式	EL14AS 空気ブレーキ 手ブレーキ
箱 機 方 式	相変換方式 入力側 単相 50 c/s 400 V 出力側 三相 50 c/s 400 V
列 車 暖 房 方 式	電氣式



- |          |          |          |            |                      |         |
|----------|----------|----------|------------|----------------------|---------|
| Pan 1, 2 | パンタグラフ   | MM Amp   | 主磁気増幅器     | MSL                  | 直流リアクトル |
| DS 1, 2  | パンタ断路器   | MRf      | 主シリコン整流器   | A 1~4                | 主電動機電機子 |
| ABB      | 空気シブ断器   | FbDd     | 帰還用シリコン整流器 | MF 1~4               | 異磁      |
| PT       | 計器用電圧変成器 | L 1~4    | 断路器        | Rv                   | 逆転器     |
| AC Arr   | 交流避雷器    | ACOCR    | 交流過電流継電器   | MFR <sub>e</sub> 1~4 | 永久分路抵抗器 |
| MT       | 主変圧器     | MSIOCR   | シリコン過電流継電器 | WFR <sub>e</sub> 1~4 | 弱昇磁用抵抗器 |
| TC       | タップ切換器   | CTm 1, 2 | 無電流検出変流器   | WFL 1~4              | 誘導分流器   |
| GB       | アースブラシ   | CT 4~7   | 直流変流器      | F 11~41, 12~42       | 弱昇磁スイッチ |

図 4.1 主回路ツナギ

Fig. 4.1 Main circuit diagram.

#### 4. 無電弧タップ切換とノッチレス制御

##### 4.1 主回路

主回路はタップ切換部を除いては ED74 とほとんど同じであるが、台車間の軸重補償は  $F_{31}, 41$  ( $F_{11}, 21$ ) スイッチ投入により分流量を増してトルクを補償する方法をとっている。主電動機回路過電流検出用および電流計用として直流変流器を使用している。フィルタ回路は誘導障害防止とシリコン保護を目的としているが、この場合は無電弧切換に支障をきたさないような箇所を選んである。

前にも述べたようにこの機関車の最も大きな特長として、無電弧タップ切換とノッチレス制御を行なっていることがあげられる。すなわち主変圧器には 13 個のタップを有するが、主電動機に供給される電圧は連続的に変えることができ、タップ切換のときにもスイッチは電弧を生ずることがない。この作用について以下詳細に説明しよう。

図 4.1 に示すように主変圧器の二次側タップにタップ切換用のスイッチ  $S_{1-13}$ ,  $T_1$ ,  $T_2$  が接続されており、 $S$  スイッチは常時は隣り合った 2 個のスイッチが投入されており、 $T$  スイッチは切換時以外は両方とも投入状態にある。これらのスイッチの負荷側に自己飽和形磁気増幅器が 2 組接続されており、さらにこの出力をシリコン整流器で整流後主電動機負荷に供給されるようになっている。この 2 組タップ電圧の中間電圧を磁気増幅器の制御によって連続的に得ることができるわけである。たとえば 3 タップと 4 タップに  $S$  スイッチにより接続されているとする。磁気増幅器の制御としてはいずれの場合も低電位側の磁気増幅器は論理回路の判断により

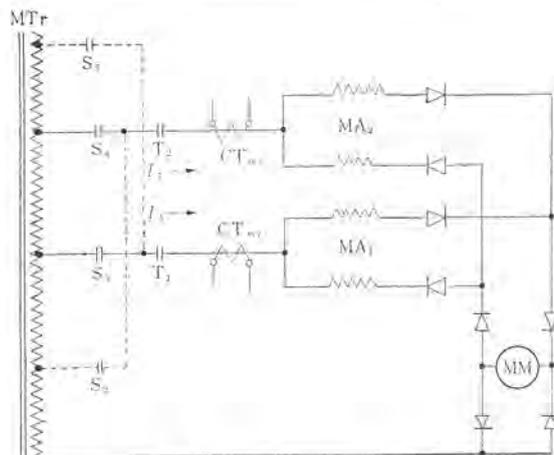


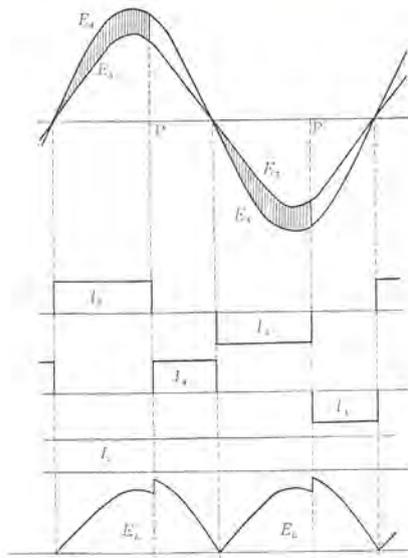
図 4.2 主回路簡略ツナギ

Fig. 4.2 Simplified main circuit diagram.

飽和状態となるよう指令されていて、高電位側の磁気増幅器のみが、主幹制御器指令により飽和の程度を変えられるようになってい。図 4.2 はこの場合の主回路簡略ツナギを示し、図 4.3 は電圧、電流の状態を示す原理図である。

##### (a) 位相制御による電圧制御

この磁気増幅器式低電位側タップ制御方式は先に述べた低電圧変動率特性と連続電圧制御の背反する二つの条件を完全に満足するものである。すなわち図 4.2 における低電位側磁気増幅器  $MA_1$  は完全飽和状態にしておき、高電位側の  $MA_2$  の位相制御を行なう。図 4.3 に示す  $E_3$  は 3 タップの電圧を、また  $E_4$  は 4 タップの電圧であって  $MA_2$  には  $E_4$  と  $E_3$  の差電圧 (ハッチングを施し



注 図では転流による重なり角は無視してある。  
 図 4.3 各部電圧電流波形原理図  
 Fig. 4.3 Principal wave forms of each voltage and current.

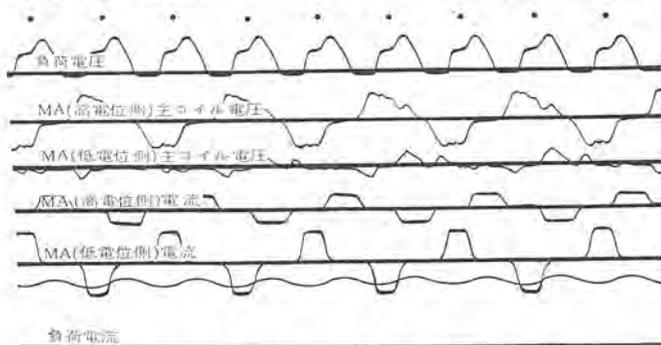


図 4.4 各部電圧電流実測 オシログラム  
 Fig. 4.4 Actual wave forms of voltages and currents

た部分)が印加される。したがって位相Pまでの間は3タップ側から電流 $I_3$ が流れP点で $MA_2$ が飽和すると電流は4タップ側に転流し $I_4$ が流れる。この場合負荷には直流リアクトルが直列に接続されているので負荷電流、したがってタップ電流は一定の波高値となる。一方負荷電圧 $E_L$ はP点で $E_3$ から $E_4$ になるので $MA_2$ の位相制御によりP点を変えると負荷電圧の平均値は3タップの平均電圧から4タップの平均電圧まで連続的に変えることができるわけである。磁気増幅器の定格としては負荷電流を流しうる電流量と、低電位側の負荷電流による電圧降下とタップ間電圧との和を吸収しうる吸収電圧容量をもてばよいわけである。なお厳密に言えば主変圧器の漏れリアクタンスによる転流と磁気増幅器間の転流現象によって実際の場合の電圧電流の波形は図4.3のような簡単なものではないが、この解析については省略しその代表例として図4.4に工場試験のオシログラムを示しておく。

#### (b) 無電弧タップ切換

上に述べたように高電位側の磁気増幅器の制御によりタップ電流が任意に制御でき、タップを上側に移すときは $MA_2$ を完全飽和状態とし補助的役割として $MA_1$ を不飽和状態に制御してやると負荷電流は全部上側タップ $S_4$ に流れるので $T_1, S_3$ を開放しても負荷電流をまったく遮断することがなく、次に $S_3, T_1$ を投入しても単に $MA_1$ の励磁電流数アンペアしか投入せず無電弧切換ができる。一方タップを下げる場合も同様に高電位側の $MA_2$ を不飽和状態とし全部下側タップに移した後切換を行えばよいわけである。

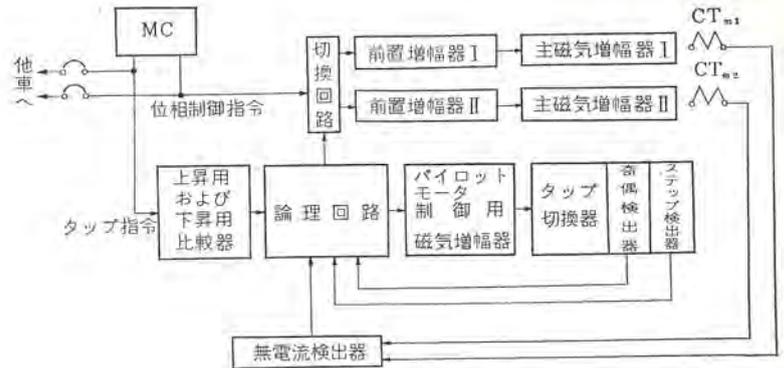


図 4.5 制御回路ブロック線図  
 Fig. 4.5 Control circuit block diagram.

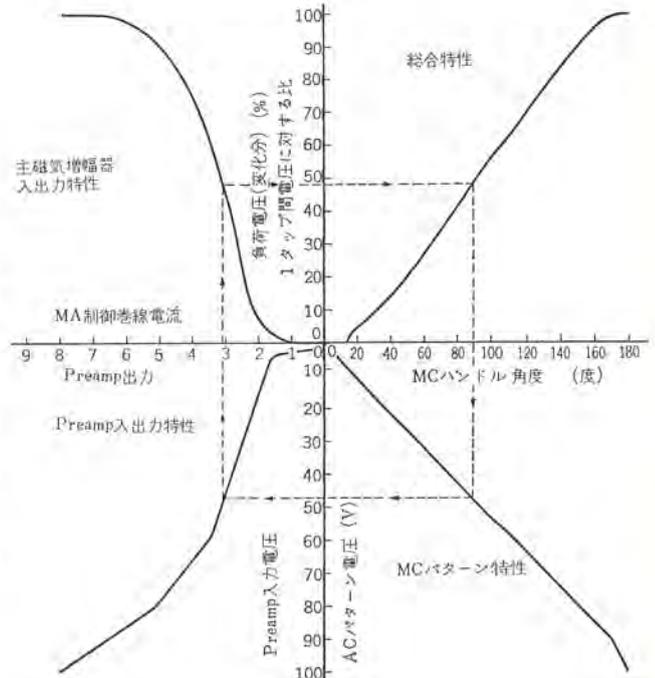


図 4.6 各部特性曲線  
 Fig. 4.6 Characteristic curves.

#### 4.2 制御回路

交流機関車の引張り特性を最大に生かすために、運転手の操作により主電動機の電圧制御を行なうよう制御回路が構成されている。図4.5は制御回路をブロック線図で示したものである。すなわち主幹制御器MCからタップ指令と位相制御指令が発生されるようになっており、これがタップ切換器と同じワックに取り付けられた無接点制御装置に伝えられる。このタップ指令と位相制御指令が伝えられると、タップ切換器のステップ位置が指令値と異なるときは比較器で検出することにより位相指令は開放され、タップ指令値に達するまで上昇または下降指令を論理回路へ伝える。奇数、偶数タップの検出および上昇、下降の条件から論理回路より前置増幅器に無電弧切換できるような適当な信号を与え無電弧移行条件に主磁気増幅器を制御する。一方無電弧切換条件が満たされているかを検出する目的でそう入されている図4.2に示す無電流検出用変成器 $CT_m$ によって無電流条件を確認後、論理回路の判断によってタップ切換器操作無接点回路に信号を与えタップを1段移行させる。このような判断機構は各タップ移行ごとに自動的に毎回行なわれ指令値に一致するまでタップ移行が行なわれ、一致したことが確認された後MCからの位相制御指令が前置増幅器に与えられ、高電位側の主磁気増幅器の位相制御が行なわれる。MCは主ハンドル操作により階段状の電圧制御ができるとともに、パーニ

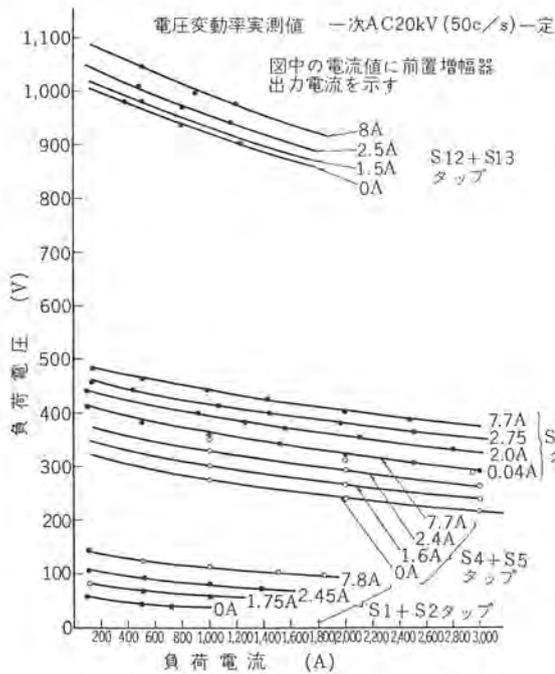


図 4.7 位相制御時の電圧変動率  
Fig. 4.7 Voltage regulation curves in phase shift control.

ハンドル操作によって連続的な指令値を与えることができるようになってきているので、コウ配起動のような微細電圧制御を必要とするときには連続電圧制御が可能である。

位相制御を行なう場合 MC の操作角度と負荷電圧が比例することが望ましいが、図 4.6 に示すように主磁気増幅器の制御巻線電流に対する負荷電圧との関係は非直線特性をもっているため、前置増幅器に逆特性の非直線性を与え、MC から直線性のパターンが与えられた場合、負荷電圧も直線的に変化するよう考慮されている。また位相制御を行なっている場合の負荷電流に対する電圧変動率は図 4.7 に示すようにほぼ平行した特性を示し、かつ主電動機電流が空転などの原因で急変したときもこの条件が満足されるので、再粘着特性が非常によいわけである。

なおこの機関車は重連総括制御ができるようになっている。すなわち MC からのタップ指令と位相制御指令が補機に伝えられ、上記と同じ制御が補機でも行なわれるようになっている。

## 5. 主要機器

### 5.1 TM11 形主変圧器

TM11 形主変圧器は、わが国で初めて商用周波による交流電化が実施されて以来、車両とう載用として好評を博し、新幹線交流電車をはじめ多くの交流電車、機関車にとう載されてきた外鉄形、フォームフィット構造が採用されている。外鉄形フォームフィット構造は設計の自由度が大きく、機械的に堅ろうで、軽重量、小油量である。冷却方式は送油風冷式とし軽重量、高性能のアルミ油冷却器を採用した。変圧器の仕様と諸元は表 5.1 のとおりである。

タップ切換方式としては低圧タップ切換方式を採用しているため従来の高圧タップ切換方式に比べ種々の利点がある。高圧タップ切換方式では単巻タップ変圧器と主変圧器を同一タップ内に同居させているが、低圧タップ切換方式では図 4.1 のように、主変圧器の二次側に直接タップを設けるので単巻タップ変圧器が不要となり、重量、寸法は著しく縮小されるとともに低インピーダンスの変圧器とすることができる。

表 5.1 主変圧器の仕様と諸元

形式	TM11 形、外鉄形、フォームフィット、送油風冷式	
相数	単相	
周波数	50 c/s	
容量	一次側(交流巻線)	2,330 kVA (No. 13 タップにおいて)
	二次側(直流巻線)	2,200 kVA (No. 13 タップにおいて)
	三次側(補機巻線)	130 kVA
	四次側(要房巻線)	380 kVA
電圧	一次側	20,000 V (架線電圧変動範囲 $-20\% \sim +10\%$ )
	二次側	1,248 V, 13 タップ (タップ間電圧 96 V)
	三次側	384 V (192V $\times$ 2) 448 V (224V $\times$ 2)* *印は 60 c/s で使用するときの内蔵タップ
	四次側	1,470, 1,280, 1,056V
温度上昇限度	巻線 85°C, 油 65°C ただし周回温度は 25°C 以下とする。冬期において、四次巻線を使用する場合には周回温度を 10°C 以下とし、巻線および油の温度上昇限度は上記値よりおのおの 15°C 高いものとする。	
循環油量	1,100 l/min	
冷却風量	70 m <sup>3</sup> /min $\times$ 2	
総重量	(付属品および油を含む)、4,500 kg	
油量	820 l	

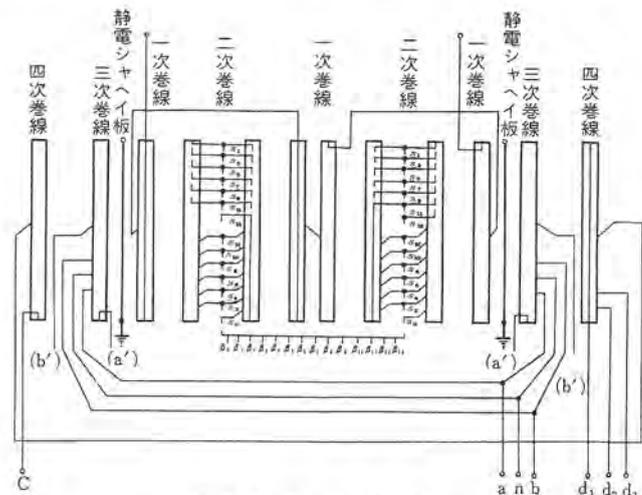


図 5.1 巻線配置  
Fig. 5.1 Arrangement of winding.

図 5.1 に巻線配置を示す。一次—二次巻線は 4 群、一次—三次、四次巻線は 2 群に分割され、さらに低圧コイルは各タップ巻線を同時に巻き込み、どのタップを使用してもタップ欠損がほぼ均等に数分割されるように巻かれ、低インピーダンスとくに低タップにおけるインピーダンスを小さくするように考慮されている。このことは同時に短絡強度の増大にもなる。

巻線はコイル枚数を減らし、コイル対向面積を大として、変圧器外形において車幅、高さ方向の空間を最大限に利用し、進行方向の空間の節約をはかっている。これは同時に、コイル直列静電容量を大とし、大地への静電容量を小さくすることにもなり、衝撃電圧侵入に対して、巻線内の初期電位分布を良好にすることにも役だっている。

三次、四次巻線と一次巻線との間には衝撃電圧が一次側に侵入した場合の衝撃電圧移行を抑制するために静電シールドをそう入している。

外部構造は外鉄形フォームフィット構造を採用しているから従来の車両とう載用変圧器とほぼ同様な構造であり、上部カバー構造、ブラッシングの車体屋根貫通構造、コンサータなしのブリーザ方式などについては ED74 などと同様である。

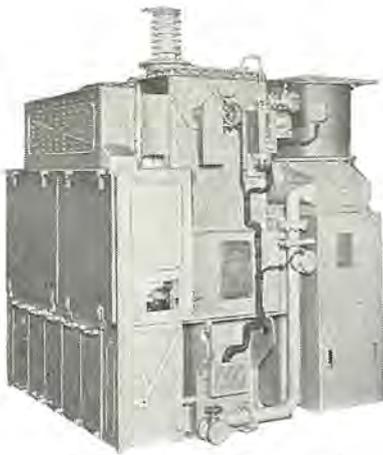


図 5.2 一体組立後の外観  
Fig. 5.2 Exterior view of transformer, magnetic amplifier and tapchanger.

主変圧器の一方の側には タップ 切換器が、また反対側には冷却器関係（油ポンプ、送風機および油冷却器）と磁気増幅器が取り付けられる構造となっており、組立後はこれらが一体となり、あたかも 1 機種のようにコンパクトにまとめられている。図 5.2 は一体組立後の外観を示す。

二次側タップはタップ切換器側にまとめてブッシングを通して引出され、タップ切換器に直接接続されるようになっている。また主変圧器の油面計、温度計、放圧弁、フリーズ、油流計など点検保守の必要なものは正面側（一方の通路側）にまとめて取り付けられている。

油冷却器には軽重量、小形で高効率なアルミ製冷却器を採用し重量、外形の縮小をはかっている。

機関車の再粘着性に関する変圧器の実効リアクタンス（転流リアクタンスに相当する）および実効抵抗は、図 5.3 に示すとおり（実測値）でその値は

高圧タップ切換方式のそれに比べ小さく、とくに低タップにおいては非常に小さい。

三次巻線の電圧変動率は図 5.4 のように二次側 200%、三次側 100% 負荷の場合でも全タップにわたって 4% 以下である。

### 5.2 MA1 形主磁気増幅器

この種の磁気増幅器は世界的にも例が少なく、わが国においては MA1 形主磁気増幅器として初めて実用化された。

図 5.5 にその外観を示し、仕様および定格事項を表 5.2 に示す。

最大吸収電圧は、最大架線電圧時のタップ間電圧に低電位側磁気増幅器の最大電流通電時の電圧降下を加算した値である。したがって磁気増幅器を小形軽量とするためにはこの電圧降下を小さくしなければならない。このことは同時に主回路自体の電圧変動率を小さくすることにもなる。また無電弧タップ切換を行なわせるためには磁気増幅器の最小出力電流を極力小さく抑える必要が

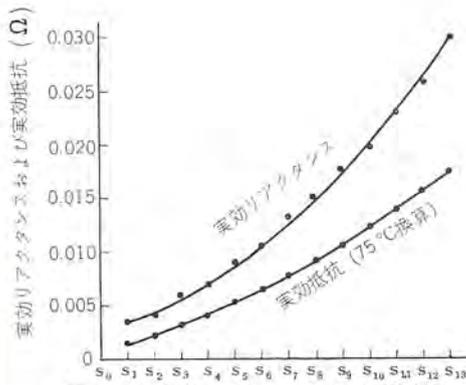


図 5.3 実効リアクタンスおよび実効抵抗 (二次側換算)  
Fig. 5.3 Effective reactance and resistance.

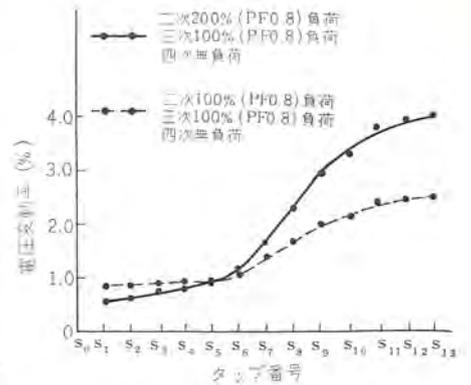
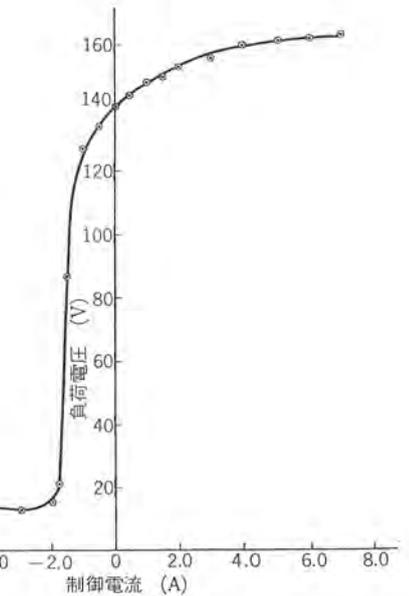
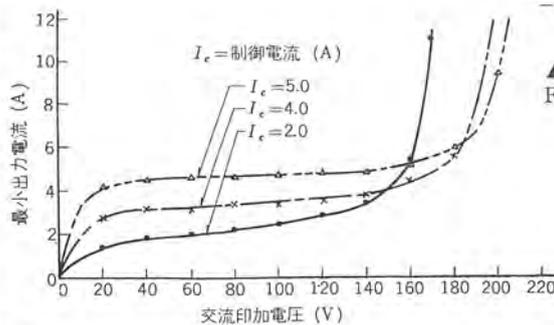


図 5.4 三次電圧変動率  
Fig. 5.4 Tertiary voltage regulation.



図 5.5 MA1 形主磁気増幅器  
Fig. 5.5 Type MA1 main magnetic amplifier.



▲ 図 5.7 制御特性曲線 (単体)  
Fig. 5.7 Control characteristic curve.

◀ 図 5.6 最小出力電流特性 (単位)  
Fig. 5.6 Minimum output current characteristic.

表 5.2 主磁気増幅器要目

形 式	MA1 形, H 種絶縁, 乾式, 風冷式	
定 格	連 続	
タップ間電圧	96V (架線電圧 20,000V のとき)	
電 流	出力巻線	2040A
	制御巻線	10A 以下
	バイアス巻線	5A 以下
絶 縁 耐 力	出力巻線	A. C 4,800 V 1 分間
	制御巻線	A. C 1,200 V 1 分間
	バイアス巻線	A. C 1,200 V 1 分間
温度上昇限度	180°C ただし周囲温度は 25°C 以下	
風 量	70 m <sup>3</sup> /min×2	
総 重 量	1,870 kg (外箱を含む)	

あり、MA1 形主磁気増幅器ではこれを 10 A 以下に抑えて、最大負荷電流 4,200 A のタップ切換においてもほとんど無電弧状態を達成している。図 5.6 に最小出力電流特性を示す。

制御特性としては増幅率が大き、直線性のすぐれたものでなければならない。図 5.7 は印加電圧 170V のときの制御特性である。



図 5.8 M コア  
Fig. 5.8 M-Core.

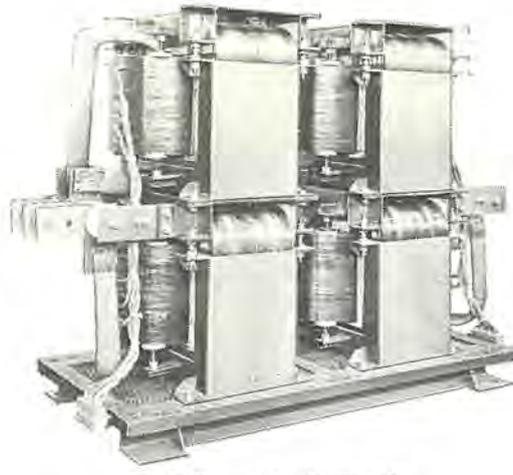


図 5.9 主磁気増幅器内部  
Fig. 5.9 Interior view of main magnetic amplifier.

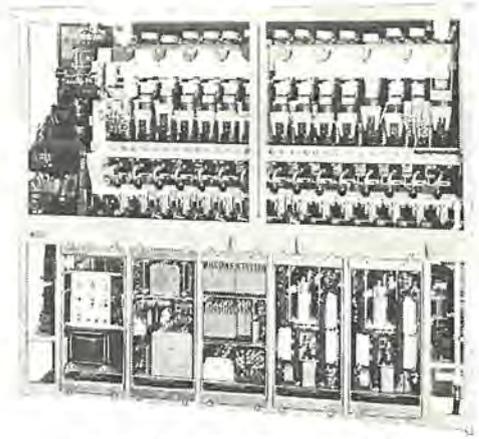


図 5.10 LTC1 形タップ切替器  
Fig. 5.10 Interior view of type LTC1 tap changer.

これらの特性上の制約を満足させるためには、巻線の設計はもちろんであるが鉄心の材質、構造の決定にとくに慎重でなければならない。

巻線は空心リアクタンスを小さくするために巻数を少なくし、軸方向に長いものとする。

鉄心としては上記諸特性を満足させるために理想角形ヒステリシス特性に近い特性を有し、動作磁束密度を高くとりうる鉄心が好ましい。このためハイグレードの冷間圧延ケイ素鋼帯を使用した当社独自の M コアを採用した。図 5.8 に M コアを示す。M コアは 1 個所切替鉄心であるがその構造上ほとんど無切断鉄心に近い特性を有し大出力磁気増幅器に適した鉄心といえる。鉄心はメガネ形に配置して平均磁路長を小さくし重量を軽減し、制御アンペアターンを小さくしている。

小形、軽量とするため H 種絶縁乾式としさらに冷却方式は強制風冷とし、主変圧器の送風機を共用した。このため不燃性で保守点検が容易となり、じんあいの付着の心配がなくなった。

主磁気増幅器の中身は図 4.1 に示されている  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  および  $M_4$  の 4 個の同一リアクトルが図 5.9 のように組み立てられている。各リアクトルは強固に締め付けられ一体となりケースに固定されている。

出力端子および制御、バイアス端子はそれぞれ左右対称に引き出され、下側の側面パネルを取りはずすことにより簡単に点検、保守ができる構造となっている。

### 5.3 タップ切替器

このタップ切替器には無電弧切替ができるためシタ断機構はもたず、通電がおもな役割である。すなわち低圧側タップ切替のために 4,000 A 以上の電流を流すことができねばならず、そのために多くの配慮がなされている。セレクトスイッチおよびタップスイッチ自身の通電容量はもちろんのこと外箱も誘導による不要な発熱を伴わないよう必要な個所にはステンレススチールが使用されている。T スwitch は一般の有電弧式タップ切替器のそれのような大電流シタ断能力はまったく必要ないが、磁気増幅器のわずかな励磁電流を切っても通電能力が害されないよう、接触子のシタ断部は通電部と異なるようワイア作用がもたせてある。これらのスイッチは接触圧力を十分に与え確実な動作を行なわせるためカム弁によって直接制御圧力空気を、お、おつしてこれをスイッチのシリンダに導いて動作させるようになっている。カム弁はパイロットモータによって駆動されるカム軸でお、おつされる。

変圧器タップとの接続は最短距離で行なえるようスイッチから直接バーを出し変圧器のラッキングに接続している。

### 5.4 無接点制御装置と制御機器

#### 5.4.1 無接点制御装置

無接点制御装置は 5 個の“引出し”に分納されタップ切替器の下の部分に収められている。

##### (1) 電源部

この部分には無接点装置の電源部が収められているほか、無接点装置が正常に動作しているかどうかを調べるためのチェック端子が取り付けられている。

##### (2) 比較検出部およびパイロットモータ制御用磁気増幅器

MC から発生されたタップ指令とタップ切替器のステップ位置を比較して上昇または下降指令に変換する磁気増幅器である。一方パイロットモータ制御用磁気増幅器は信頼度の高い装置でタップ切替器用パイロットモータの起動停止が確実かつ急速に行なわれる。

##### (3) 無電流検出部および論理回路部

この部分は 2 番目の箱に収められている。無電流検出用変成器  $CT_m$  はタップ切替器外箱のリードに取り付けられて、その出力がこの部分に導かれ検出用磁気増幅器で電流の有無を弁別し、その信号を論理回路に与える。一方論理回路は無接点リレー“サイパック”によって構成されており、無電流検出器出力、奇数、偶数タップ接続条件、上昇、下降指令などからいずれの主磁気増幅器を励磁すべきか、またタップ切替器を移行させるべきかなどの論理判断を行なう。サイパックは速応性レミ形磁気増幅器で構成された信頼度の高いもので、AND, OR, NOT, MEMORY, TIME DELAY などの種類がある。

##### (4) 前置増幅器

MC からの位相指令を受けて主磁気増幅器の制御巻線を励磁する出力を発生する非直線関数発生増幅器で、非直線帰還回路をもった SCR 増幅器である。

### 5.4.2 制御機器

ED75 用の制御機器は従来の交流機関車のそれとは異なり、性能向上のため新しい機器が使用されている。

#### (1) 主幹制御器

従来のものと同じく ABB 起動、補機起動などの指令を出すほか、さらにこれからタップ指令および位相指令を発生するための機構を備えており、これらは主ハンドルによる操作のほかパーニャハンドルによる操作も可能である。しかしいずれの場合も同一のバタ

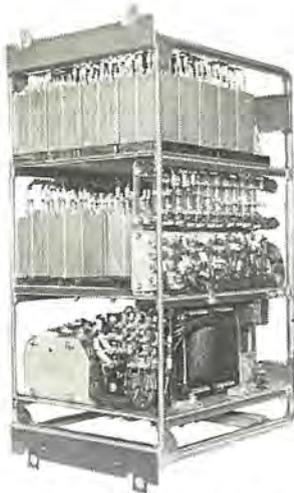


図 5.11 無電流検出，論理回路部  
Fig. 5.11 No-current detector and logic circuit part.

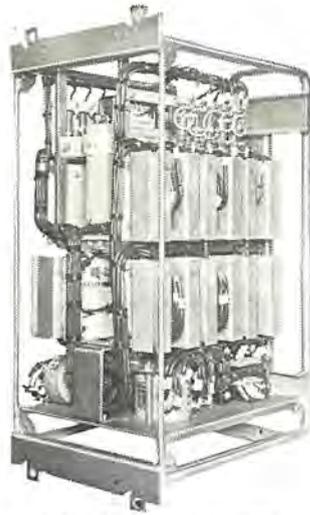


図 5.12 主磁気増幅器用前置増幅器  
Fig. 5.12 Pre-amplifier for main magnetic amplifier.

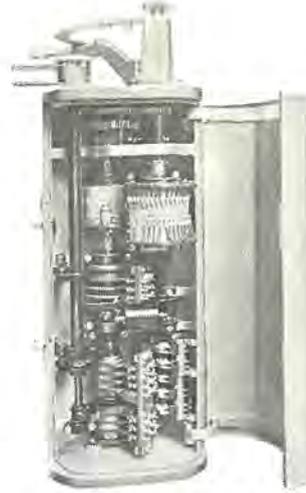


図 5.13 主幹制御器  
Fig. 5.13 Interior view of master controller.



図 5.14 過電流検出器  
Fig. 5.14 Over-current detector.

一 発生器が使用されていて，パーニアハンドルと主ハンドルとは機械的に結合されているため，パーニアハンドルと主ハンドルとの切換は任意のノッチで容易に行なうことができるようになっている。

#### (2) 過電流検出器

これは従来過電流継電器が使用されてきたが，半装配線のやり方によりセツト値が変動する欠点をもっていたので，ED75用として無接点化をはかった磁気増幅器式過電流検出器OCDを開発した。この原理は主回路電流を直流変流器により低圧回路電流に変換し，これから検出用磁気増幅器により過電流を検出する方式である。このように機器が無接点されると動作の有無が簡単にはわからないので，ターゲットリレーが併用されている。

#### 5.5 主電動機

さきに述べたようにMT52形機関車用標準主電動機が採用されている。形式および脈流運転に対する定格は次のとおりである。

- 脈流および直流直巻補極付 4極 丸形ワックリ掛式 閉鎖他力通風式 F種絶縁
- 1時間定格(脈流) 475 kW, 900 V, 570 A, 1,070 rpm
- 脈流率 24/20% (50×2/60×2 c/s)
- 2% 永久分路 風量 70 m<sup>3</sup>/min

#### 5.6 その他の主要機器

シリコン整流器は磁気増幅器用選定(素子数 2S×10P×4A 80個)と主整流用(素子数 5S×10P×4A 200個)からなり容量は1,836 kWである。2箱に分けそれぞれに2台の送風機を自蔵している。

平滑アクトルはオーブコア形で4台を1箱に納め2台の送風機で冷却している。

パンタグラフは従来の空気上昇パネ下降式に代わって，パネ上昇空気下降式が採用された。今後の交流車用標準となるもので，積雪によって特性がそこなわれないよう考慮されている。

補機方式は従来の交流機関車と同様で，分相起動形相変換機によって三相交流を得て三相誘導電動機を駆動している。60 c/s へ

表 5.3 補機一覧

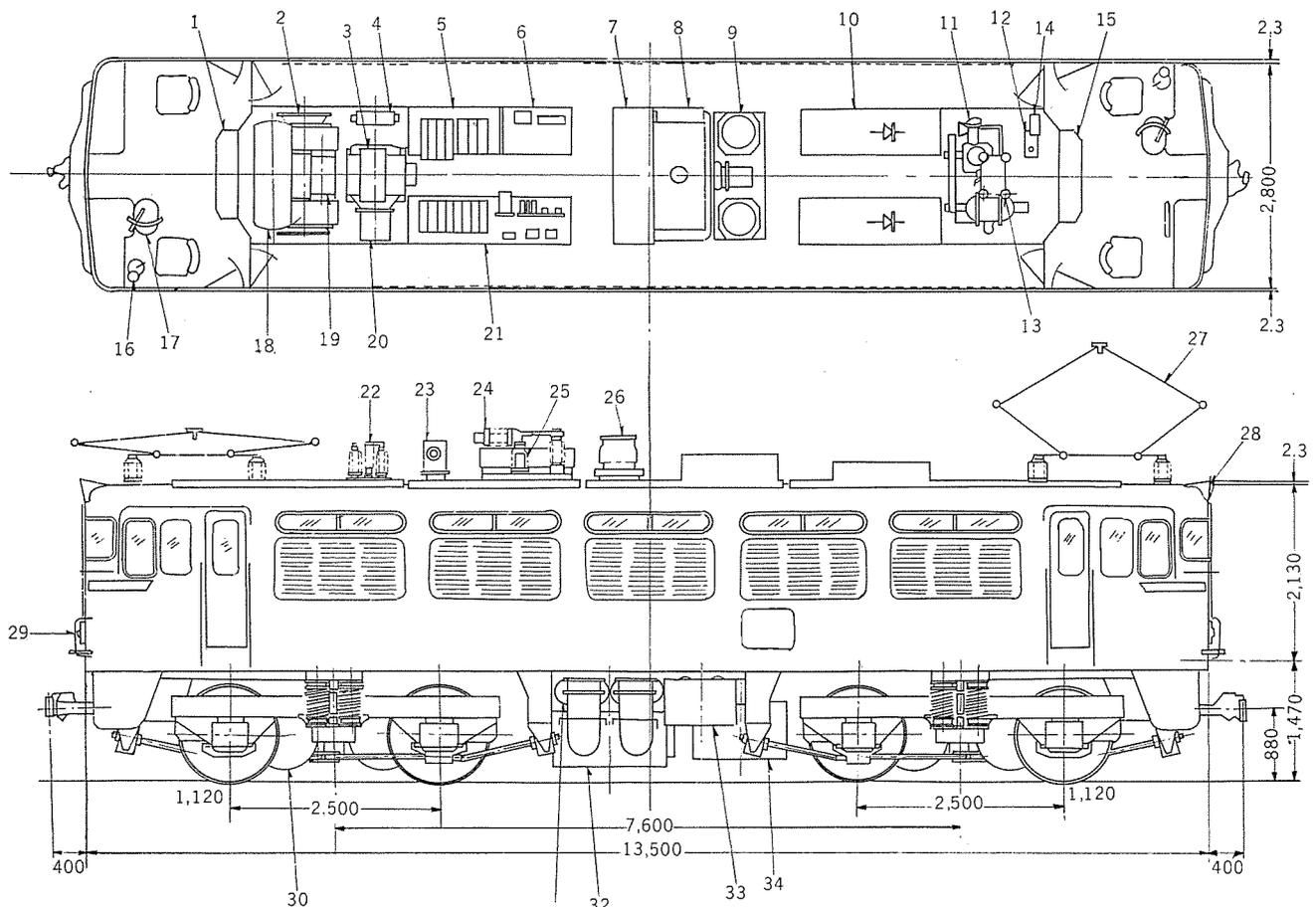
名 称	台数	形 名	電 動 機	補 機
主電動機用電動送風機	1	MH3036A-FK68	三相, 50/60 c/s, 400/440 V 4極, 19 kW	140 m <sup>3</sup> /min×2 175 mmAq
主変圧器用電動送風機	2	MH3045-FK70	三相, 50/60 c/s, 400/440 V 4極, 1.5 kW	70 m <sup>3</sup> /min 60 mmAq
シリコン整流器用電動送風機	4	MH3034-FK71	三相, 50/60 c/s, 400/440 V 4極, 0.75 kW	45 m <sup>3</sup> /min 25 mmAq
主平滑リアクトル用電動送風機	2	同 上	同 上	40 m <sup>3</sup> /min 30 mmAq
主変圧器用油ポンプ	1	MH3044-OP6	三相, 50/60 c/s, 400/440 V 4極, 3.7 kW	11 m <sup>3</sup> /min 11 m (油)
電動空気圧縮機	1	MH3009C-C3000	三相, 50/60 c/s, 400/440 V 4極, 15 kW	2.950 l/min 8 kg/cm <sup>2</sup>
相変換機	1	DM67C	単相-三相, 50/60 c/s, 400/440 V, 100 kVA	—
交流発電機	1	DM71	二相, 50/60 c/s, 100 V, 6 kVA	—

の転用は送風機の羽根を60 c/s用に取り換えるとともに，変圧器の内蔵タップを切り換えて定格電圧を50 c/sの場合の400 Vから，440 Vに上げればよいようになっている。表5.3に補機一覧表を示す。

#### 6. 保護方式

主電動機過電流に対しては各主電動機回路にそう入した過電流検出器(OCD)によって検出し，断流器でそれぞれの回路をシャ断する。シリコン整流器過電流に対してはシリコン整流器の交流側に設けた過電流継電器によって，主変圧器事故に対しては一次側過電流継電器によって，また二次側回路の接地事故に対しては接地継電器によっていずれも空気シャ断器をトリップさせる。これらの継電器，検出器にはターゲットがついていて事故を表示し，また空気シャ断器トリップおよびOCDの動作に対してはランプ表示するようになっている。

補機回路は抵抗接地としてあり，接地事故に対してはネオンランプ表示をする。過電流に対しては各補機にそう入されているノーヒューズシャ断器によって保護する。相変換器の起動保護には限時継電器を用い，約10秒以内に起動を完了しない場合は空気シャ断器



照号	品名	照号	品名	照号	品名	照号	品名	照号	品名
1	第1制御箱	8	主変圧器	15	第2制御箱	22	パンタグラフ断路器	29	標識灯
2	電動送風機	9	磁気増幅器	16	ブレーキ弁	23	計器用変圧器	30	主電動機
3	相変換機起動抵抗器	10	主シリコン整流器	17	主幹制御器	24	空気シャ断器	31	空気ダメ
4	蓄電池	11	電動空気圧縮機	18	非常空気ダメ	25	導体支持ガイシ	32	主平滑リアクトル
5	高圧機器ワタ(右)	12	交流フィルタコンデンサ	19	自動電圧調整装置	26	避雷器	33	蓄電池
6	固定機器ワタ	13	交流フィルタ抵抗器	20	相変換機	27	パンタグラフ	34	界磁分路および分流抵抗器
7	タップ切替器	14	電話器	21	高圧機器枠(左)	28	前照灯		

図 7.1 外形寸法と機器配置

Fig. 7.1 Outline dimension and internal arrangement.

をトリップさせる。

暖房回路は直接接地されているが、従来非接地側にそう入されていた過電流継電器を接地側回路に移し、従来の位置よりも電源側にある主変圧器端子や断流器付近での接地事故も検出できるようにした。過電流継電器が動作すれば空気シャ断器をトリップさせるようになっている。

なおさきに述べた OCD を含めてすべての過電流継電器は CT を介して接続するので、継電器回路が低圧化され、また電線からの漏れ磁束に起因するセット値の誤差がなくなった。

### 7. 機器配置・ギ装

機関車の外形寸法図ならびに主要機器の配置を図 7.1 に示す。連結面には重連運転に便利ように貫通トビラが設けられている。通风方式としては、まず主電動機に対しては1台の送風電動機の両軸端に取り付けた2台の多翼形送風機から風胴によって各2台の主電動機に風を送るようになっている。主変圧器および磁気増幅器は2台の送風機を共用し、磁気増幅器と主変圧器の冷却器を直列に通過した風が送風機を逐て屋根上へ排出される。シリコン整流器と主平滑リアクトルは同形式の軸流送風機をそれぞれ自蔵し、

前者は吸込通风により屋根上へ、後者は押込通风により床下へそれぞれ吹き出すようになっている。

### 8. むすび

38 年末に納入された試作車は、39 年 2 月から 3 月にかけて国鉄鉄道技術研究所の手によりいろいろな性能試験が行われた。

その結果はまだ公表されていないが、10% コウ配上での単機 1,300 t ケン引および 25% コウ配上での 2 両重連 1,200 t ケン引の起動試験はいずれも良好な成績をおさめた。空転が発生するときは全軸ほとんど同時に起っていて、軸重補償の効果が認められ、また空転速度は急激に上昇することなく安定である。重連総括制御における機関車の電流アンパラッスもきわめて少なく、完全に協調のとれた運転が行なわれた。

このように試作車において満足な結果が得られたので、量産車においては軽量化および取り扱い上の要求から一部の機器に手を加えるほかに大きな変更はなく、すでに量産第 1 次分 25 両の製作が進められている。

最後に日本国有鉄道各位のご指導ならびに新三菱重工関係各位のご協力に対し感謝をささげてむすびとする。

# 国鉄納め信号電源用永久磁石形電動交流発電機および制御盤

遊佐利喜治\*

美濃 順一\*\*・鈴木 條夫\*\*

## Permanent Magnet Type Motor Generators and Control Panels for Railway Signal Use

Head Office Rikiji YUSA

Kōbe Works Junichi MINO・Nagao SUZUKI

AC electrification of the Japanese National Railways has taken large strides since the first attempt was proved successful on Senzan Line and brought about great effect on the increase of traffic capacity. In the AC electrified section, AC commercial frequency can not be used for a power source of signals, because main current flowing through the track to operate electric cars or electric locomotives is also that of commercial frequency and tends to disturb signal current in such manners as to disable the function of signals. Hence 100 cycle power is specially used for signalling in a 60 cycle district, and 83.3 cycles at a 50 cycle quarter. However, old devices to generate these frequency are sometimes not satisfactory, often bringing about another troubles to the operation. To do away with them, permanent magnet type AC generators have been developed in many numbers for use on Tōkaidō line and Hokuriku line. They operate so successful that many other identical models are now going to be used on New Tōkaidō line and also on other sections.

### 1. ま え が き

国鉄における商用周波数による交流電化は、仙山線の試験以来長足の進歩発展をとげ、すでに北陸・東北・常磐・鹿児島各本線で実施され、さらに毎年毎年その営業区間を延長し続け輸送力増強に多大の効果を収めている。

一方これまでは信号の軌道回路に商用周波数の交流を用い、数十年の使用実績とたゆまぬ研究・改善とによりまったく安定なものとして信頼度の極度に高い（一部のリレーでは $10^{-4}$ オーダのものが実用に供されている）信号設備が使用されて輸送の安全が確保されている。しかし交流電化ではその運転電流が、信号の軌道電流に対比べものにならないほど大きいので、後者は前者によりかく乱され、信号設備としての機能を失い、悪質の誤現示を出す危険があるのでまったく使用できない。

直流を用いる方法、パルスを用いる方法なども考えられるが実用上種々の欠陥があり、現用されているものに

(1) 1,000 c/s 前後の交流を用いる方法

(2) 83.3 または 100 c/s 交流を用いる方法

がある。

(1) は当初真空管を使用したはその寿命の点で問題があった。最近ではトランジスタに代わり信頼度は大分高くなったが、なお素子の問題と雷に対して弱いという欠点がある。しかしエレクトロニクスの進歩によりますます有望であるが、大きな駅の構内に不向きな点がある。（新幹線では7現示式を採用するのでこの方式による）

(2) は動力車の整流装置などから発生する倍調波の影響を避けるため、運転用電源の $\frac{2}{3}$ 倍の周波数すなわち50 c/sの場合は83.3 c/s、60 c/sの場合は100 c/sを使用する方法で従来の信号設備に最も近く、その技術を流用しやすく、また、最も単純である。

最も単純なものが最も信頼度が高いということは常識である。以上の点から83.3 c/s、100 c/s方式が多く使用されているが、

その電源発生装置として駆動には誘導電動機または直流複巻電動機、発電機には誘導形または突極形発電機を継手で直結し、使用していたが使用実績が芳しくなかった。

昭和34年	2件
〃 35 〃	3 〃
〃 36 〃	5 〃

と列車運転に影響する事故を起こし、さらにこれに数倍する故障を発生している。当社は以上の事故例を国鉄電気局信号課と十分検討した結果、後述のごとく電動機・発電機を一体構造とし（15 kVAは除く）発電機界磁には永久磁石を使用することにより電気的シユウ(摺)動部分を除き、簡潔な構造の電動交流発電機を北陸線（金津—金沢間各駅）品川駅構内に多数納入し、すでに1年ないし半年使用しているが、事故皆無の好成績で日夜運転を続けている。

電気的にほとんど考慮されず（というよりは不可能）、しかも降雨あり晴天あり、海岸では塩害をうけ、ブレーキによる鉄粉、排出油煙、汚物落下、最近ではコンクリート枕木と電気的には最も回路定数の不安定な軌道回路を使用して、最も信頼度を要求する信号設備を動作させる点に信号技術のむずかしさがある。したがってこれをカバーするため関係部分の特性上の許容範囲は、狭いものほど保安度の向上となり、保守上有利でもある。性能的にも向上した国鉄の信号用電動発電機仕様的一端を比較すると次のとおりである。全負荷で電源周波数一定のとき

	新	旧(改訂)	旧
電源電圧変動範囲	* +10% -20%	+10% -20%	±10%
出力電圧変動率	±2%以内	±5%以内	±14%以内
出力周波数変動率	±2%以内	±5%以内	-5%以内

\* 注（電車線定格電圧20 kVにおいて変動範囲22~16 kV）

表 2.1 国鉄信号用電動交流発電機製作実績

設置場所	出力 (kVA)	電圧 (V)	周波数 (c/s)	極数	回転数 (rpm)	相数	力率 (%)	形名	駆動用誘導電動機				台数	備考	
									出力 (kW)	電圧 (V)	相数	形式			起動方式
北陸本線	1.5	110	100	10	1,200	2	軌道相70 局部相40	SFP	1.5	110	1	カゴ形コンデンサ 電動機・発電機 と共通軸共通ワク	起動 補償器	24	昭37
"	3	"	"	"	"	"	"	"	2.7	"	"	"	"	4	"
東海道本線	15	"	"	12	1,000	"	"	"	12.5	200	3	カゴ形直轄式	直入	2	"
北陸本線	1.5	"	"	10	1,200	"	"	"	1.5	110	1	カゴ形コンデンサ 電動機・発電機 と共通軸共通ワク	起動 補償器	16	製作中
東北本線	"	"	83.3	"	1,000	"	"	"	"	"	"	"	"	10	"
東海道本線 および北陸本線	3	"	100	"	1,200	"	"	"	2.7	"	"	"	"	14	"
東北本線	"	"	83.3	"	1,000	"	"	"	"	"	"	"	"	2	"
東海道本線 および北陸本線	5	"	100	"	1,200	"	"	"	4.5	"	"	"	"	46	"
東北本線	"	"	83.3	"	1,000	"	"	"	"	"	"	"	"	2	"
東海道本線 および鹿児島本線	10	"	100	"	1,200	"	"	"	8.5	200	3	カゴ形発電機 と共通軸共通ワク	直入	4	"
東海道本線	15	"	"	"	"	"	"	"	12.5	"	"	カゴ形直轄式	"	8	"

現在引き続いて新幹線鳥飼車両基地および同幹線の迷流による誤動作防止のための東海道本線向けを始め、交流電化工事中の線区向けとして当社独占機種として表 2.1 のごとく多数製作中であり、またインド国鉄の Southern Railway 向けの大量引き合いをも受け海外雄飛の道も開けつつある。

以下本信号電源用電動交流発電機および制御盤についてその概要を説明する。

## 2. 概 要

### 2.1 信号回路の概要

発電機および制御盤を説明する前に、信号回路における本電源装置の占める役割についての概念を得るため、その負荷側回路の概要について述べる。

信号保安回路には数種の方式があるが本文ではその一例として複軌条式軌道回路方式について説明することにする。(おのおのの詳細を述べることは本文の主旨からはずれるので略す。)

信号回路の主幹をなすものは軌道回路であるが、複軌条式軌道回路では図 2.1 のごとく一定間隔ごとに絶縁し、各区間の一端には継電器変圧器を介して軌道継電器を接続し、他端のレール間には軌道変圧器を介して電圧を印加するようになっており、おのおののレール端を受電端・送電端と称している。

局部相回路は、電源の局部相電圧をそのまま軌道継電器の局部相コイルに印加したものである。軌道継電器は通常 2 元形 (2 種類の線輪を有し、両線輪に流れる電流値、位相関係によってその接点を開閉するもの) が使用され、図 2.1 のごとく一方のコイル

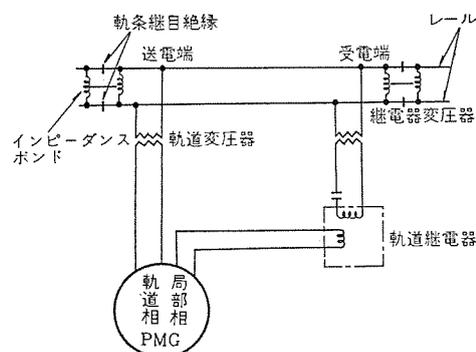


図 2.1 複軌条軌道回路  
Fig. 2.1 Double rail track circuit.

は軌道回路に、他方は局部相回路に接続されている。局部相に接続されているコイルは常時励磁されており小勢力の軌道回路信号電流で継電器を動作させるための補助的役割を果している。

軌道相コイルに信号電流が流れると継電器が打ち上げられ、無励磁になれば落下するように調整されていて、局部相・軌道相間の位相差が 90° のとき最も能率よく継電器は動作する。

さて区間に列車がないときは、軌道継電器の軌道相コイルは送電端から送られた信号電流により励磁され、継電器は打ち上げられ、その接点により区間内への列車進入許可信号を出す。区間に列車が進入してくると、列車の車輪により短絡されるので、受電端でのレール間信号電圧は 0 になり継電器の軌道相コイルには信号電流は流れず無励磁となり、継電器は落下し、他の列車の区間内進入阻止信号を出すようになっている。各区間のレール端は前述のごとく絶縁されているが、電車・電気機関車電流は全レールを通じ変電所に帰さねばならぬが、このためにインピーダンスボンドが各区間の端部に接続されており、電車・電気機関車電流は通すが、信号電流は隣接区間へは流出しないようにしている。

### 2.2 製作実績

表 2.1 に示すとおりである。

## 3. 電動交流発電機

### 3.1 永久磁石交流発電機の概要

永久磁石交流発電機 (以下 PMG と略す) は界磁に永久磁石を使用した交流発電機である。原理的には一般の交流発電機と同一であるが、界磁コイル、それに関連するスリップリング、ブラシなどを必要としない点に大きな特長がある。

PMG の発達は永久磁石の進歩に負うものであり、とくに Alnico V 系統の出現によるものである。

一般の交流発電機においては界磁鉄心にコイルを巻き、それに電流を流して磁束を発生せしめているのに反し、PMG では界磁に永久磁石を使用し、それ自身の発生する磁束を利用するのである。したがって励磁装置が必要なく、保守が非常に簡単かつ確実になる。

PMG (回転界磁形) の特長を列挙すれば次のとおりである。

- (a) 励磁装置が不用である。
- (b) 界磁コイルが不用である。
- (c) 集電環が不用である。

- (d) ブラシが不用である。
- (e) 整流子が不用である。

### 3.2 仕様

#### (1) 発電機仕様 (永久磁石発電機)

出力 1.5, 3, 5, 10, および 15 kVA  
 電圧 110 V  
 相数 2  
 力率 軌道相 0.7 遅れ, 局部相 0.4 遅れ  
 周波数 83.3 c/s および 100 c/s  
 回転数 1,000 rpm および 1,200 rpm  
 絶縁 B 種  
 形式 防滴形  
 形名 SFP

#### (2) 電動機仕様 (誘導電動機)

出力 1.5, 2.7, 4.5, 8.5, および 12.5 kW  
 電圧 110 V (ただし 8.5 kW, 12.5 kW は 200 V)  
 相数 単相 (ただし 8.5 kW, 12.5 kW は三相)  
 周波数 50 c/s および 60 c/s  
 回転数 1,000 rpm および 1,200 rpm  
 絶縁 B 種  
 形式 防滴形  
 形名 SCL (ただし 8.5 kW, 12.5 kW は SB-A)

#### (3) 電気的特性

おもな国鉄仕様 (電 24241 号 A, 電 21231 号 B) は、次のとおり。

(a) 入力電源の電圧、周波数が定格で、発電機出力の局部相に力率 0.4 の全負荷を接続した場合、軌道相に力率 0.7 の負荷が 1/2 負荷から全負荷に、または全負荷から 1/2 負荷に変動しても出力電圧および周波数の変動は、次に適合するものとする。ただし無負荷電圧は定格の 116% 以下とする。

電圧変動率  $\pm 5\%$   
 周波数変動率  $\pm 5\%$

(b) 発電機出力が全負荷で、電動機電源の周波数が一定のとき、電圧が +10 ~ -20% 変動したときの発電機出力電圧の変動率および周波数の変動率は、次に適合すること。

電圧変動率  $\pm 2\%$   
 周波数変動率  $\pm 2\%$

また電圧が一定で、周波数が  $\pm 3\%$  変化したとき発電機出力電圧

の変動率および周波数の変動率は、次に適合すること。

電圧変動率  $\pm 4\%$   
 周波数変動率  $\pm 4\%$

### 3.3 駆動用電動機

PMG 出力 1.5 kVA, 3 kVA, 5 kVA は単相 カゴ形コンデンサ誘導電動機を使用している。これらはいずれも起動補償器付である。起動補償器により起動電流を押え、系統への影響を防止している。

PMG 出力 10 kVA, 15 kVA は三相 カゴ形誘導電動機を使用した。これらの設置場所は電源系統が強いので起動補償器を必要としない。

### 3.4 電動発電機構造

10 kVA 以下のものは発電機セットの小形軽量化、据付保守の点から発電機と電動機を共通軸、共通ワックとした、いわゆるモノブロック方式を採用した。(図 3.1 参照)

この方式は小容量のものにおいて小形軽量化の効果が大きい。共通軸の採用によって軸の強度が大となり、直結から生ずる曲げ応力が避けられる。

15 kVA は特性のつごう上直結方式を採用したが、直結誤差により生ずる曲げ応力を避けるため、タワミ継手を使用している。(図 3.2 参照)

おのおのの電動発電機セットは基礎との間に防振ゴムを設け、振動のエネルギーをゴムで吸収し、同室の他の機器に対して有害な振動の影響を及ぼすことを避けるとともに、外部からの振動に対しても電動発電機を保護している。

#### 3.4.1 固定子

固定子ワックは鋼板溶接製で、機械的強度および磁気振動の面から、最適設計を行ない小形軽量化をはかった。

発電機固定子コイルには、軽負荷で運転する場合あるいは給電線を長距離引く場合の、出力端子電圧調整のため 5 個のタワミがついている。1 タワミ間の電圧は 3 V 前後である。

工場試験では出力端子電圧は中間タワミで全負荷定格電圧に調整してある。使用者は設置場所の負荷状態を考慮して、最適タワミを選ぶことができる。

発電機固定子鉄心は斜溝を採用し、波形の改善と高周波成分の減少をはかった。(図 3.3 参照)

#### 3.4.2 回転子

PMG において最も重要なものは、界磁用の永久磁石およびその支持方法である。



二相 100 c/s 1,000 rpm

図 3.1 10 kVA 電動交流発電機  
Fig. 3.1 10 kVA motor-generator.



二相 100 c/s 1,200 rpm

図 3.2 15 kVA 電動交流発電機  
Fig. 3.2 15 kVA motor-generator.



二相 100 c/s 1,000 rpm

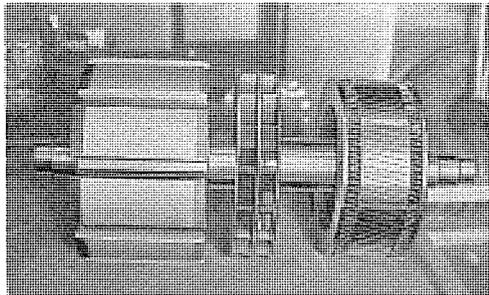
図 3.3 5 kVA 電動交流発電機用固定子  
Fig. 3.3 5 kVA motor-generator stator

永久磁石は Alnico V 系の三菱鋼材製 MK-5A を採用している。この磁石は析出硬化形磁石に属するもので、Fe-Ni-Al を主成分とする鑄造磁石であり、それに Co, Cu, Ti を添加し、特性を改善した磁石である。この磁石は鑄造でありしかも方向性を持ったすぐれた特性を有するので、内部の結晶が大きく機械的にはもろい。したがって永久磁石の支持方法には特別の注意が必要となる。当社では永久磁石の保護に特別の考慮をはらって新しい方法を採用している。

この磁極構造は永久磁石を完全に保護し、回転数 1,200 rpm による遠心力に十分耐え、かつ曲げモーメントによる応力にも十分耐える。また輸送による衝撃荷重に対しても十分の考慮が払われている。過速度に対しても十分であることはもちろんである。

一般に永久磁石は長期間使用している間に、その磁束発生能力がわずかに低下する。この原因としてはジュール乱磁界、温度、強磁性体接着、機械的衝撃また振動などが考えられ、これらによる減磁量は磁石の寸法比によって大幅に変化する。

当社の PMG は熱枯らし、交流枯らしなどを十分行ない、かつ寸法比を大きくしているため減磁量は 10 年で 1~2% くらいである。軸受はラジアル玉軸受 (63 形) を使用している。(図 3.4 参照)



二相 100 c/s 1,000 rpm  
図 3.4 5kVA 電動交流発電機用回転子  
Fig. 3.4 5kVA motor-generator rotor.

### 3.5 着磁および電圧調整

PMG 設計には次に述べるパーミアンスを考えなければならない。

(1) In-stator permeance:  $P_i$

図 3.5 のように NS 極間の side および end をふくむ Permeance で Rotor が Stator 内にある場合の Leakage flux の Permeance となる。

(2) Out-stator permeance:  $P_o$

図 3.6 のように NS 極間の Over permeance ( $P_{oo}$ ) を In-stator permeance に加えたもので、Rotor を単独に放置した場合の Permeance  $P_o = P_i + P_{oo}$  である。

(3) Air gap permeance:  $P_g$

Stator 内に Rotor を入れ、正常運転状態に組み立てたときの Air gap permeance である。

(4) Working permeance:  $P_w$

In-stator permeance  $P_i$  に Air gap permeance を加えたもの、すなわち、鉄の導磁率を無限大と考えたときの動作 permeance を与える。この Working permeance は Stator, Rotor を正常状態に組み立てた際の Total permeance である。

(5) Spatial permeance:  $P_m$

磁石自身内部の Permeance で上記 Permeance を磁石固有の B-H 曲線に乗せるために導出されたもの。(電池でいえば、内部抵抗に相当するもの)

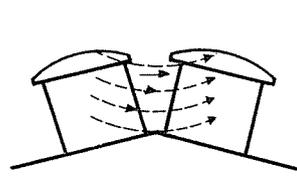


図 3.5 側部および端部漏れ磁路  
Fig. 3.5 Side and end leakage path.

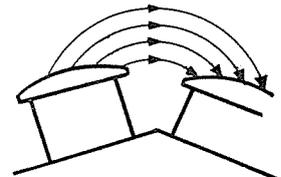


図 3.6 磁極頭表面漏れ磁路  
Fig. 3.6 Pole shoe over leakage path.

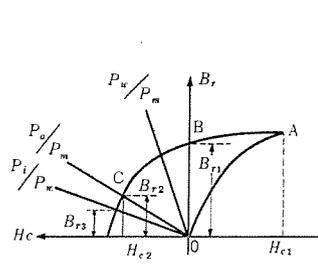


図 3.7 パーミアンス コウ配  
Fig. 3.7 Permeance gradient.

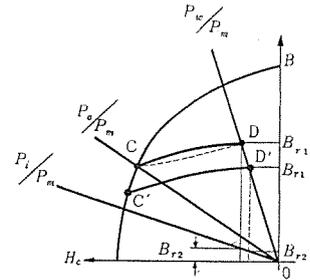


図 3.8 磁石の基本動作原理  
Fig. 3.8 Operation principle of permanent magnet.

以上の Permeance の B-H Curve 上のコウ配は

In-stator permeance:  $P_i/P_m$

Out-stator permeance:  $P_o/P_m$

Working permeance:  $P_w/P_m$

以上の各 Permeance のコウ配と B-H Curve から着磁、電圧調整の原理を説明する。(図 3.7 参照)

いま着磁装置にそう入された着磁前の磁石は 0 点にある。それに  $H_{c1}$  エルステッドに相当する起磁力を与えれば、磁石の磁性は A 点まで上昇する。起磁力を取り去れば鉄製の着磁装置の導磁率を無限大として B 点に移行する。次に回転子を着磁装置から抜き出し空気中に放出すれば、磁束は図 3.5, 3.6 の両方のパスを通るようになり磁気抵抗は増大し、磁石に  $H_{c2}$  に相当する逆起磁力がかかることになる。

図 3.5, 3.6 のパスを磁束が通るときの(すなわち回転子を単独に空間に放置した)パーミアンスは前に Out-stator permeance  $P_o$  として与えてあるので、回転子を空気中に放出したときの移行点 C がわかる。A-B-C のたどる曲線は、磁石固有のものである。

次に回転子を固定子内に組み立てれば、磁気抵抗が前にした Working permeance  $P_w$  に相当するところまで減少するので図 3.8 の C 点から新たな曲線をたどって点 D に移行する。そのとき磁石が発生している磁束は  $Br_1$  であるが、 $Br_2$  は前にした In-stator permeance による分で隣極への Leakage 分を表わしているので、空ゲキを通り電圧発生に寄与する分は  $(Br_1 - Br_2)$  となる。もし  $(Br_1 - Br_2)$  が定格電圧に対して高すぎる場合は着磁装置により減磁力を与え、DC 破線をたどり C 点に移し、さらに減磁力を増すとついに C' に移行する。減磁力を断れば D' 点が動作点となり、 $(Br_1' - Br_2')$  磁束が有効磁束となり定格無負荷電圧に相当する磁束に調整することができる。

### 3.6 PMG の動作

上のような方法で定格電圧に着磁した PMG に電流を流した場合、どうなるかを考察する。(図 3.9 参照)

図 3.9 において無負荷では磁石の動作点は D 点で有効磁束は

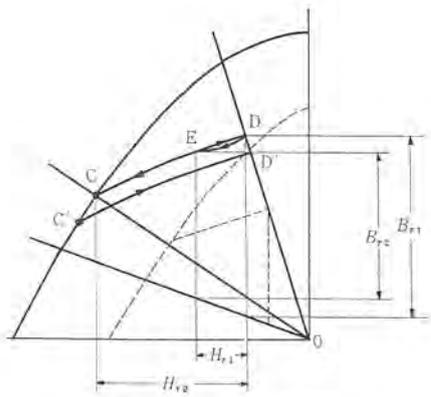


図 3.9 PMG の基本動作  
Fig. 3.9 Operation principle of PMG.

$B_{r1}$ である。いま、定格電流が流れ、その減磁力を  $H_{r1}$  とすると、動作点は E 点に移る。そのときの有効磁束は  $B_{r2}$  に減少し、その減少分にインピーダンス降下分を加えただけ端子電圧が減少する。負荷電流が増減すれば E-D 間を動作点が移動することになる。いま、短絡が生じたとすると、大きな減磁が加わり C-D をたどり、動作点は C 点に向って移行する。その際もし減磁が大で C 点を通り過ぎて C' 点に行けば、短絡が回復しても、もう望むべき定格電圧は発生しなくなる。(その点の動作点は D' 点)

以上のことから CD 間  $H_{r2}$  は、この磁石の安定範囲を示すもので、瞬時短絡が生じて、そのときの減磁力は  $H_{r2}$  より大きくなるように磁石の設計を行なう必要がある。もし、いま破線...までしか着磁できなければ有効磁束が低だけでなく磁石の安定度も小さくなるので、磁束の特性の優秀なものを選ぶと同時に着磁に十分に注意を払い、その優秀な磁石の特性を十分に発揮せしめる点が肝心である。

### 3.7 着磁装置

PMG を着磁する方法には次のようなものが考えられる。

- (a) 磁極にコイルを巻いて行なう。
- (b) 着磁装置を利用する。
- (c) 固定子コイルを利用する。

多量生産の場合は (b) (c) の方式が考えられ、今回は (b) の方法を採用し、着磁装置を製作した。

これは着磁コイルの巻かれた固定子と軸受から構成され、操作が簡単にできるよう特殊な構造を採用した。

### 3.8 試験結果

全機種とも満足すべき結果を得たが、一例として 10 kVA の試験結果を示す。

PMG 定格: 10 kVA, 110 V, 45.5 A, 二相, 100 c/s,  
力率 0.4 および 0.7 (中間タップ使用)

電動機定格: 出力 8.5 kW, 200 V, 三相, 60 c/s

#### (1) 負荷特性

軌道相			局部相			周波数 (c/s)	許容電圧 変動範囲 (V)	許容周波数 変動範囲 (c/s)
電圧 (V)	電流 (A)	力率 (%)	電圧 (V)	電流 (A)	力率 (%)			
107.0	45.5	70.0	104.8	45.5	40.0	98.7	115.5~104.5	105.0~95.0
114.6	22.75	*	104.6	*	*	99.0	*	*
125.6	0	*	124.1	0	*	99.7	無負荷 127.5V以下	—

#### (2) 周波数変動特性

電源 周波数 (c/s)	軌道相			局部相			周波数 (c/s)	許容電圧 変動範囲 (V)	許容周波数 変動範囲 (c/s)
	電圧 (V)	電流 (A)	力率 (%)	電圧 (V)	電流 (A)	力率 (%)			
61.8	110.8	45.5	70.0	107.8	45.5	40.0	101.5	軌道相 111.6~103.0	102.9~95.0
60.0	107.2	*	*	104.6	*	*	98.9		
58.2	104.3	*	*	102.0	*	*	96.2	局部相 108.8~100.3	

#### (3) 電圧変動特性

電源 電圧 (V)	軌道相			局部相			周波数 (c/s)	許容電圧 変動範囲 (V)	許容周波数 変動範囲 (c/s)
	電圧 (V)	電流 (A)	力率 (%)	電圧 (V)	電流 (A)	力率 (%)			
220.0	107.2	45.5	70.0	104.6	45.5	40.0	98.8	軌道相 109.3~102.9	100.6~96.7
200.0	*	*	*	104.5	*	*	98.7		
160.0	106.4	*	*	104.0	*	*	97.9	局部相 106.6~102.3	

#### (4) 出力電圧波形

図 3.10 のとおりである。

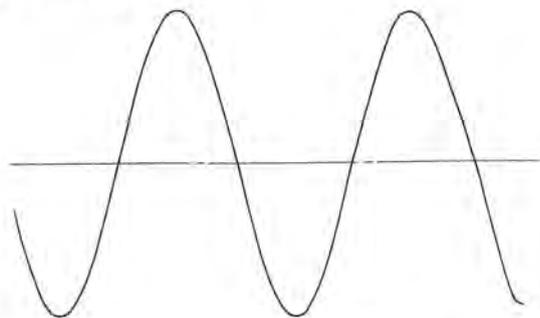


図 3.10 出力電圧波形 (無負荷時)  
Fig. 3.10 Generator voltage wave form.

#### (5) 温度上昇

全負荷定格状態での温度上昇試験結果は次のとおりである。

	固定子巻線 (°C)	ワタ (°C)	鉄心 (°C)	軸受 (°C)	室温 (°C)
発電機	54	48	57	44.5 および 40	33
電動機	38.4	37	38		

#### (6) 突発短絡試験

十数回の短絡試験を行ない磁石の安定化をはかっているのに、運転中短絡が生じて、それによって電圧が下がることはない。

#### (7) 起動特性

図 3.11 のとおりである。

#### (8) 入力電源停電時の発電機電圧垂下特性

図 3.12 のとおりである。

#### (9) 起動特性

単相誘導電動機の起動特性は図 3.13 のとおりである。

PMG 出力 5.0 kVA, 83.3 c/s, 110 V.

IM 出力 4.5 kW, 60 c/s, 110 V.

## 4. 制御盤

### 4.1 制御および保護

図 4.1 および 図 4.2 に本電源設備の回路図を示す。前者は、誘導電動機電源が三相の場合の回路図であり、後者は単相の場合のそれである。信号用電源に要求されることは、なによりも高信

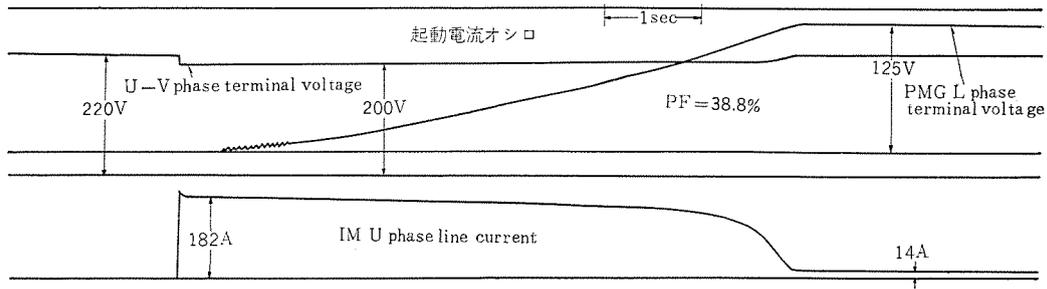


図 3.11 起動電流 オシロ  
Fig. 3.11 Oscillogram of starting current.

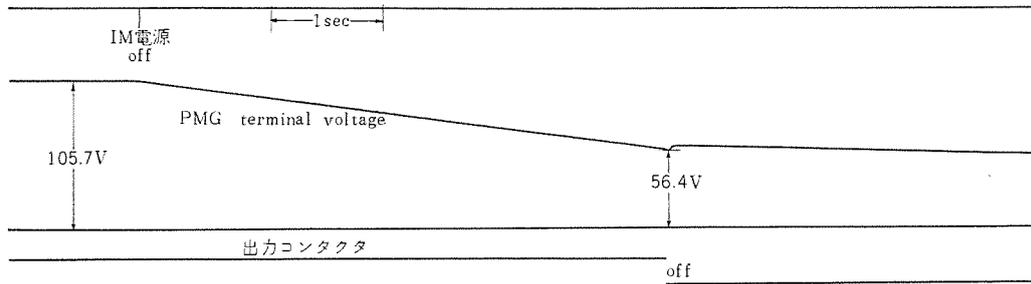


図 3.12 入力電源停電時の電圧垂下特性 オシロ  
Fig. 3.12 Oscillogram of drooping characteristic of terminal voltage at interruption of incoming power supply

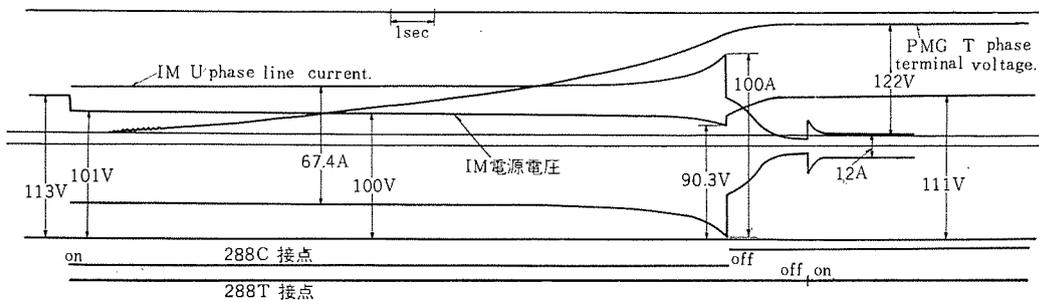


図 3.13 起動電流 オシロ (単相 IM コンペン 起動)  
Fig. 3.13 Oscillogram of starting current.

頼度であり、この点に対しては永久磁石交流発電機は最も適している。界磁回路は不必要で、発電機が回転しておりさえすれば必ず電圧が発生している。

したがって制御回路も非常に簡単で、発電機の起動・停止と出力コンタクタの開閉のみを行えばよいわけである。

万一の場合に備えて電動交流発電機は常用・予備の2セットを備えており、電動機電源も常用・予備電源自動切換回路を設けることを原則としており万全を期している。

電動機入力電源が三相のときは一般に、電源容量は十分ある場合が多いので、力入起動方式としており、起動停止スイッチを「起動」に回せばコンタクタ MC<sub>11</sub> (1号機用) または MC<sub>22</sub> (2号機用) 閉路され、電動機は起動する。電圧計 V<sub>2</sub>、周波計 F により起動が完了を確認し、出力コンタクタ操作スイッチを「入」に回せば4極出力コンタクタは負荷をとり、すべての操作は完了する。

操作スイッチは、いずれもネッ(捻)回形であり、接点は非復帰形となっているので、停電後電源が復活すれば電動機は自動的に再起動し、出力コンタクタは規定電圧発生後再投入される。

操作スイッチは、1, 2号機用各別個に設けてあるから、使用発電

機は任意に撰択できるようになっている。出力コンタクタ MC<sub>12</sub>, MC<sub>22</sub> の操作コイルは 83.3 c/s または 100 c/s 用に設計しており、発電機出力で励磁する方式としている。このため、発電機が全負荷運転中に、電動機入力電源が数秒程度停電しても、発電機は永久磁石界磁であり電源とは無関係で電圧減衰コウ配もゆるやかであるため、出力コンタクタも落下することなく十分使用に耐えるようになっている。

永久磁石発電機以外の電源方式では、入力回路電源の常用から予備電源に切り換わる間の信号用電源の瞬時停電はまぬがれることができなかったものが、本永久磁石交流発電機を使用した電源においては、入力電源の常用予備切換時でも信号用電源は無停電とすることができる特長を有している。

電動機入力電源が単相のときは、電動機起動方式が三相の場合と異なるのみで、他はまったく同一である。

単相の場合は、起動用コンデンサおよび力率改善コンデンサが付属され、一般に電源も比較的弱い場合が多いため、起動補償器を設け減電圧起動方式として起動電流を抑制している。操作は三相用とまったく同様で、起動停止スイッチを「起動」に回すことおよび

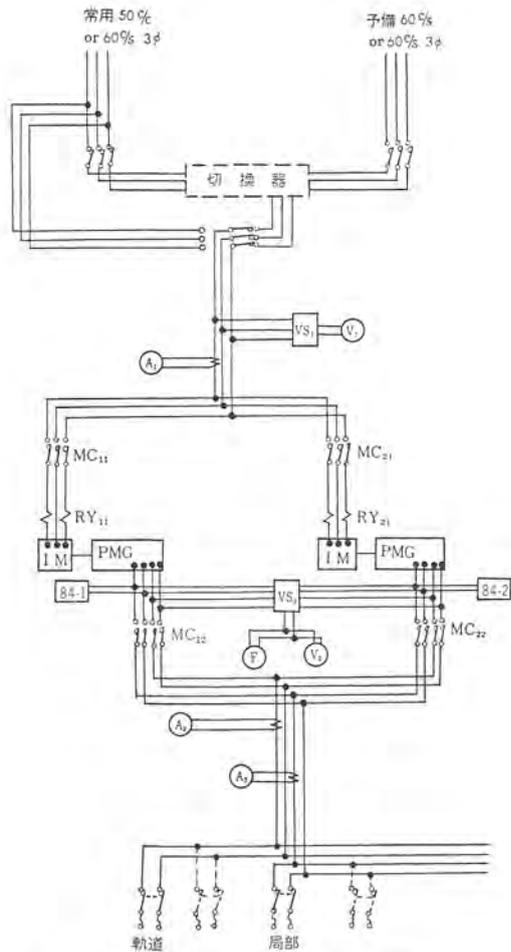


図 4.1 電動交流発電機接続図  
Fig. 4.1 Wiring diagram of motor-generator.

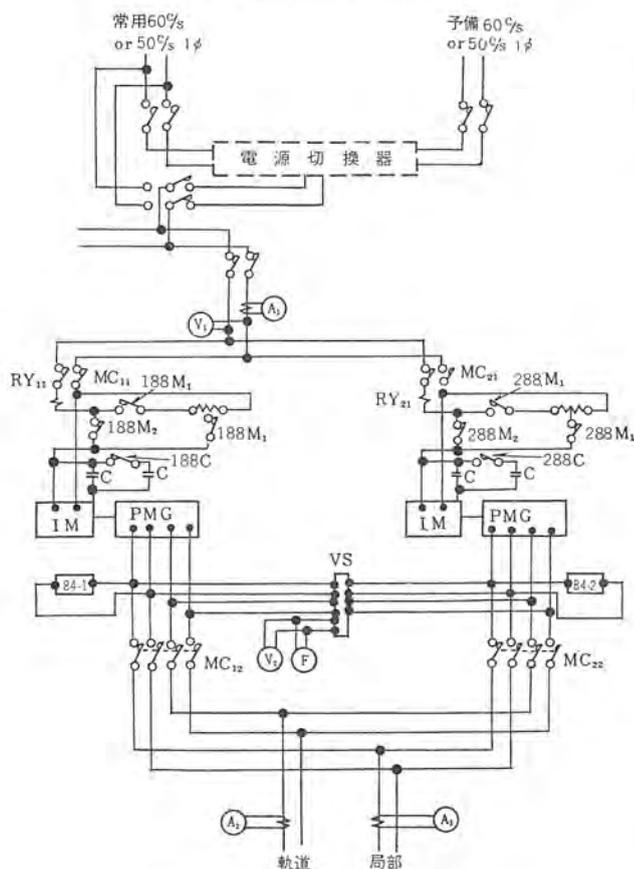


図 4.2 電動交流発電機接続図  
Fig. 4.2 Wiring diagram of motor-generator.



図 4.3 制御盤  
Fig. 4.3 Front view of control panel.



図 4.4 切換盤  
Fig. 4.4 Front view of cross board.

出力コンタクト操作スイッチを「入」に回すのみでよく、他のコンタクトはすべて自動的に連動するようになっている。

起動時のシーケンスは次のとおりである。(1号機の場合を示す)  
スイッチ「起動」→188C On→188M<sub>1</sub> On→MC<sub>11</sub> On→減電圧起動→規定速度まで速度上昇 84-1 により検出→188C Off→一定時間後 188M<sub>1</sub> Off→188M<sub>2</sub> On→ 起動完了。

保護としては電動機入力回路に熱動形過電流リレーを装備しており過負荷による焼損を防止している。MC<sub>11</sub> および MC<sub>21</sub> コイル電源は、入力電源から取っているため低電圧になればコンタクト自身が落下するゆえ低電圧保護となっている。出力側には電圧リレー 84 を設けてあり、発電機電圧が規定値以上発生していなければコンタクトは閉路されず、負荷はとれないようインタロックしており、閉路後低電圧になれば自動的に出力コンタクトは落下するようになっている。

出力コンタクトは、1, 2号機用が同時に入らぬよう、互いにインタロックされている。

#### 4.2 構造

制御盤は閉鎖垂直自立形であり、1面に2台のMG制御器具をすべて取り付けられている。

制御監視はすべて本盤で行なうが、盤正面に計器類、スイッチ類、リレー類を取り付けてあり、盤内にはコンタクト、CT、コンデンサその他の制御器具をすべて収納したものであり、盤表面はDead front になっている。盤内部の点検は側面から行なうように計画しており、側面板は引掛式とし、取りはずし用ハンドルを取り付けており点検の便を考慮している。

### 5. む す び

以上日本国有鉄道納入信号用永久磁石交流発電機および制御装置についてその概要を述べたが、本電源装置はとくに信頼度が高いこと、界磁回路が不必要であること、シユウ動部が無いため保守がきわめて簡単であることなどのすぐれた長を有しているため、各分野における電源装置として広く応用されることを期待する次第である。

最後に本装置の設計製作にあたって種々ご指導ご尽力を賜った日本国有鉄道の各位と社内関係各位に対し厚く謝意を表す。

# 多点支持梱包による大形ブッシングの落下試験

堀 直昌\*

大谷 清二\*\*・高橋 康英\*\*

## Drop Test of Bushing Container with Multi-point Supports

Head Office Naomasa HORI

Iitami Works Seiji ŌTANI・Yasuhide TAKAHASHI

Transportation of a long bushing of high voltage rating poses a problem. As a means to solve it drop tests were made on bushings packaged conventionally with two rubber spring supports so as to study shock acceleration and strains appearing on the porcelain surface. From the test results, it has been concluded that a method of multi-point supports is most preferable from the viewpoint of safety and economy with not many alterations from the old system. Then drop tests were made on bushings according to the new system to prove remarkable reduction of the strain in the porcelain surface under the same condition as the conventional package. Linear relation between the shock acceleration and the strain was also confirmed.

### 1. ま え が き

近年、送電系統の高圧化に伴って、変圧器用の高圧側ブッシングは、ますます長大化しつつある。そのため、設計上、工作上、多々困難な問題を生じてくるが、輸送の問題もその一つである。一般に梱包は、単に耐振や耐衝撃だけでなく、防湿、防じん、温度変化などを十分考慮して、環境上の障害によってもたらされる製品の損傷を、できるだけ小さくおさえて、安全に目的地へ送るための手段として施されるものである。しかし、振動や衝撃によって、損傷を受けることが最も多いことは経験的に知られており、細長いブッシングにあってはこの傾向は強いといえる。とくに輸向向けの製品は、長距離を長時間かけて輸送され、運搬手段もしばしば変更になるので、積み込み積み降ろしが繰り返され、破損の危険性は国内向けよりも高いと考えなければならない。したがって、輸出品の梱包はできるだけ安全側になるように行なわれることが望ましい。しかしやたらに安全処置を施すのは無意味であって、おのずから限界があるはずである。

この限界は定量的なデータをもとに設定されなければならない。振動衝撃問題の取り扱い方は、各種の文献に詳しいが、最終的に必要な、品物に損傷を与える限界を示したものは少ない。これは当然であって、同じ振動衝撃加速度を受けても、発生する応力は個々の品物によって千差万別であり、一般的取り扱いができないためである。そのため、ブッシングのような特殊品については、それぞれの品物を取り上げて試験してゆく必要がある。

そこで筆者らは、衝撃に重点を置いて従来からの梱包品について各種の落下試験を行なって、衝撃加速度やヒズミ量を測定した。このデータを見ると、普通の取り扱いでは、ほとんど損傷を受けないことが明らかになった。ただし、前記の理由から、さらに安全性を高めておくことが望ましいので、そのための梱包方法について検討した。現実に可能な幾つかの方法が提案されたが、諸種の条件を考慮した上で、従来品をあまり変更せずに実施し得る、多点支持梱包が良いとの結論に達し、この方法で梱包したものに

ついて試験をした結果、非常に効果的な方法であることが確認された。

### 2. 多点支持梱包方式の採用理由

#### 2.1 従来品の試験

これまでに行なわれてきているブッシングの荷造方法は、緩衝材として半環状のゴムを使用し、これを2個で胴の周囲を抱くようにして2個所でさきえている。荷箱の形状は図2.1に示すものと、ほぼ同じであって、支点数と緩衝ゴムの形状が異なるだけである。2点支持方式の長所は、荷箱がたわんでも、また支点の位置が上下に相対的にずれても、曲げモーメントの分布は変わらず、無理な拘束力を品物に加えないことである。そのため、支点の設定は容易であるから、荷造作業はすみやかに行なえる。この方式による

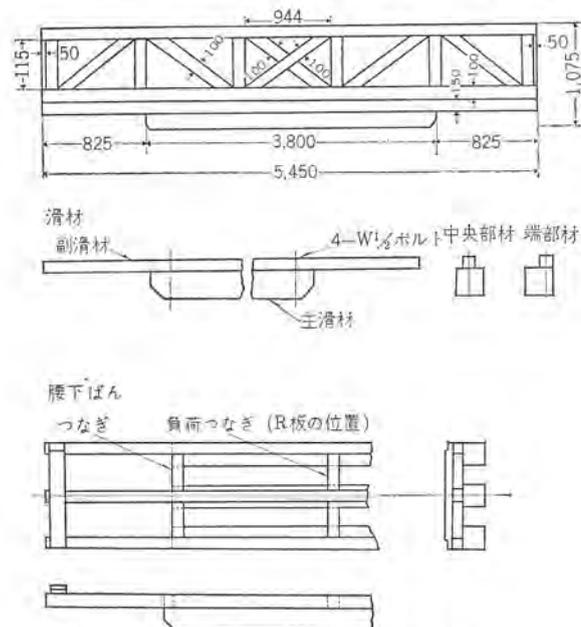


図 2.1 荷箱の主要寸法および形状

Fig. 2.1 Dimensions and configuration of a container.

荷造品は、実際にどの程度の衝撃を受け、ヒズミはどれくらい発生するのか、などの定量的基礎データを得るために、230 kV フラッシングについて各種の落下試験を行なった。

落下方法は水平落下、片持落下（荷箱の片側のみをつり上げて落下する）、傾斜落下（傾斜状態で角部を突き当てるように落下する）、コロ引き（スキッドの下にコロを入れて引く）の4種であった。測定項目はフラッシング本体に加わる衝撃加速度（上下方向、水平方向）、ガイ管部のヒズミ量である。

その結果、次の事実が確認された。すなわち

(1) 同一落下高さに対しては、水平落下が最もきつい衝撃を与える。

(2) 加速度のバラツキはかなり大きい。最高値をとった場合、落下高さ対加速度の関係は、簡単な理論式で算出した値とよく一致する。

$$\text{その式は}^{(1)} \quad G_M = \sqrt{2hk}/W \quad \text{.....(2.1)}$$

で示される。

ここに、 $G_M$ は衝撃係数(G factor)であって重力の加速度を1とする。 $h$ は落下高さ、 $k$ はバネ定数、 $W$ は品物の重量である。

(3) 加速度とヒズミは直線関係にある。

これらの事実は、すべて、一般的に論ぜられている資料から推定し得るのであるが、実験的裏付をもってはじめて実際に適用し得る性質のものである。

以上の試験結果をもとに、改善方法を検討した。

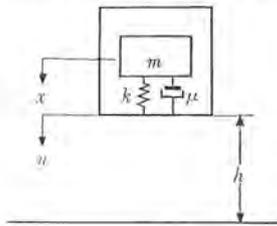


図 2.2 梱包品の単純なモデル  
Fig. 2.2 Simplified model of package.

## 2.2 落下時の衝撃加速度

すでに周知のとおりであるが、落下物に生ずる衝撃加速度理論<sup>(2)</sup>について簡単にふれてみることにする。

図 2.2 に示す単純なモデルについて、自然落下して衝突したときに発生する衝撃加速度を算出すれば次のようになる。ここに

$m$  = 荷箱内緩衝材上の質量、 $k$  = 緩衝材のバネ定数、 $\mu$  = 緩衝材の粘性抵抗、 $x$  = 原点に対する  $m$  の変位、 $u$  = 原点に対する荷箱の変位、 $\delta = m$  と荷箱の相対変位  $= u - x$

相対変位  $\delta$  に関する運動方程式は

$$m\ddot{\delta} = mg - k\delta - \mu\dot{\delta} \quad \text{.....(2.2)}$$

ここで  $\mu/m = 2\alpha$ 、 $k/m = \omega_n^2$  とすると式 (2.2) は

$$\ddot{\delta} + 2\alpha\dot{\delta} + \omega_n^2\delta = g \quad \text{.....(2.3)}$$

式 (2.3) の一般解は  $\omega_n^2 > \alpha^2$  とすれば

$$\delta = C_1 e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \epsilon) + g/\omega_n^2 \quad \text{.....(2.4)}$$

ここに  $\omega = \sqrt{\omega_n^2 - \alpha^2}$  であり、 $C_1$ 、 $\epsilon$  は初期条件で定められる定数である。式 (2.4) の定数を定めるために、荷箱が床につく瞬間の条件を求め、 $x$  について運動方程式をたてると

$$m\ddot{x} = mg + k\delta + \mu\dot{\delta} \quad \text{.....(2.5)}$$

$$u = gt^2/2 \quad \text{.....(2.6)}$$

式 (2.5) に式 (2.6) を代入して整理すると

$$\ddot{x} + 2\alpha\dot{x} + \omega_n^2 x = g + \omega_n^2 gt^2/2 + 2\alpha gt \quad \text{.....(2.7)}$$

式 (2.7) の一般解は  $\omega_n^2 > \alpha^2$  として

$$x = C_1 e^{-\alpha t} \sin(\omega t' + \epsilon_1) + gt'^2/2 \quad \text{.....(2.8)}$$

初期条件は  $t' = 0$  で  $x = 0$ 、 $\dot{x} = 0$  とすれば

$$C_1 = g/\omega\sqrt{\omega^2 + b^2}, \quad \epsilon_1 = \tan^{-1}(\omega/b) \quad \text{.....(2.9)}$$

式 (2.8) より

$$\dot{x}_{\max} \cong \sqrt{2gh} + g/\omega \quad \text{.....(2.10)}$$

式 (2.4) にもとづいて、 $t = 0$  で  $\delta = 0$ 、 $\dot{\delta} = \dot{x}_{\max}$  の条件から

$$\delta = \left( \frac{\sqrt{2gh}}{\omega} + \frac{g}{\omega_n^2} \right) e^{-\alpha t} \sin \omega t + \frac{g}{\omega_n^2} \left\{ \left( -e^{-\alpha t} \sqrt{1 + \left( \frac{\alpha}{\omega} \right)^2} \cos(\omega t + \epsilon_2) \right) \right\} \quad \text{.....(2.11)}$$

ここに  $\epsilon_2 = \tan^{-1}(\alpha/\omega)$

$\alpha$  微小として、 $t$  も微小時間内の現象について考えるときは

$\delta_{\max}$  および  $\dot{\delta}_{\max}$  は、 $t = \pi/2\omega_n$  において生じ

$$\delta_{\max} = \frac{\sqrt{2gh}}{\omega_n} + \frac{2g}{\omega_n^2} \quad \text{.....(2.12)}$$

$$\dot{\delta}_{\max} = \omega_n \sqrt{2gh} + g \quad \text{.....(2.13)}$$

式 (2.13) において重力の加速度との比をとれば

$$\begin{aligned} (\dot{\delta}_g)_{\max} &= (\omega_n \sqrt{2gh}/g) + 1 \\ &= \sqrt{2hk}/W + 1 \quad \text{.....(2.14)} \end{aligned}$$

$h$  が大なるときは

$$(\dot{\delta}_g)_{\max} \cong \sqrt{2hk}/W \quad \text{.....(2.15)}$$

また

$$f_n = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g[(\dot{\delta}_g)_{\max} - 1]^2}{2h}} \quad \text{CPS} \quad \text{.....(2.16)}$$

$(\dot{\delta}_g)_{\max}$  が大なるときは

$$f_n \cong \frac{1}{2\pi} \sqrt{kg/W} \quad \text{CPS} \quad \text{.....(2.17)}$$

## 2.3 緩衝材の選択

荷造用の緩衝材は大別して2種類になると考えられる。その一つはバネ類であって2.2節の式(2.15)をかなりの精度で適用しうるグループである。他の一つは、緩衝材自身の永久変形や摩擦あるいは粘性抵抗が優性であって、これらによって衝撃エネルギーを吸収し緩衝作用をなすグループである。もちろん、これらは明瞭に分類し得るものではなく、すべての緩衝材は、多かれ少なかれ両方の性質を兼ね備えているわけである。

バネ類には各種の鋼製スプリングなどが入り、変形あるいは摩擦のグループにはラテックスヘアーや木、毛、もみがらなどが入り、ゴム、発泡スチロールなどはこの中間に属すると考えられる。

摩擦グループは2.2節の理論式で $\alpha$ を省略しなければ、比較的よく適用し得るものと、 $\alpha$ が大きくなってcritical dampingあるいはover damping領域に入ると、2.2節の理論式をそのまま適用し得ないものがある。

永久変形のグループは理論的な取り扱い、詳細には非常にむずかしい問題になるので、立ち入った検討はさけることにする。実際にはしばしば衝撃を受ける品物については、緩衝材が変形した場合、ある時間内に回復してくる必要があるから、完全な永久変形のグループは、一回限りの緩衝にしかならないわけである。

そこでフラッシングの緩衝材として何をすればよいかを考えてみる。ごく普通には、ラテックスや発泡スチロールを使用することが頭に浮かぶ。しかしラテックスはクリープと吸湿による硬化から、発泡スチロールは成型品とした場合のコスト高から使用がためらわれる。また、スプリングは製作と取付の繁雑さ、共振現象の起こりやすさなどから敬遠される。空気バネは理想的であるが、やはりコスト高

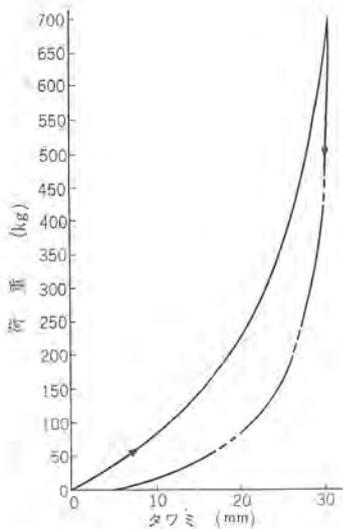


図 2.3 緩衝ゴムの荷重-たわみ特性  
Fig. 2.3 Example of compression load vs deflection for rubber spring.

になるし、ゴムリを代用する方法もあるが、位置ぎめがむずかしいので、使用には至らなかった。結局、現在使用中のゴムにしぼられてくるわけである。従来品は半環状のゴムで胴を抱えているが、これを分割して所要量を使えば、落下高さを一定とすると、衝撃係数ある範囲内で任意に定めることが可能である。この包装のクッションでは  $k=20 \text{ W kg/cm}$ ,  $f=20 \text{ c/s}$  程度をねらった。また、ゴムはヒステリシスループを描くので、エネルギーもある程度吸収され共振現象も緩和されるので好都合である。ゴムの荷重たわみ特性の一例を図 2.3 に示す。

ゴムを使用すれば従来方式をあまり変更しなくてもよい。

#### 2.4 支持方法

2.2 節より、分割したゴムを幾つか使用すれば、衝撃加速度はあるレベルにおさえられることがわかる。実際に、2点支持梱包の落下試験によって、落下高さと最大衝撃加速度の関係は、簡単な理論式で示されることが証明された。しかし、一番重要なのは、ある加速度が加わったときに、品物にはどれだけの応力あるいは、ヒズミを生ずるかである。もしこの応力がある範囲を越せば破壊を起こすことになる。ところが、応力については一般論として扱われていない。これは当然であって、個々の品物の形状や支持状態によって異なるためである。そこで、ブッシングの応力分布を考えてみると、自重による曲げモーメント図から、支点近辺の応力が高いことはただちにわかる。

連続はり(梁)の理論から、この曲げモーメントは支点間の距離の自乗に比例するから、支点間隔を狭くしてやればよい。しかし、支点間隔を小さくすると、支点となる緩衝ゴムは、支点数が増すので、それだけ  $k$  を小さくしてやらなければ、衝撃係数が大きくなって損である。緩衝ゴムもやたらに軟かくできないので、支点間隔

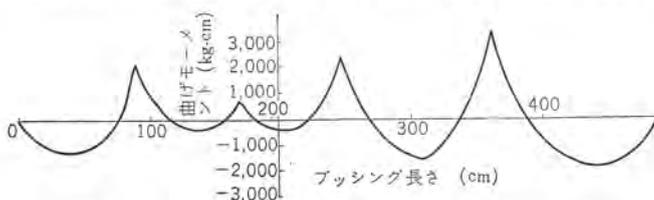


図 2.4 6点支持ブッシング(230 kV)の曲げモーメント図  
Fig. 2.4 Bending moment diagram of six points supported bushing (230 kV).

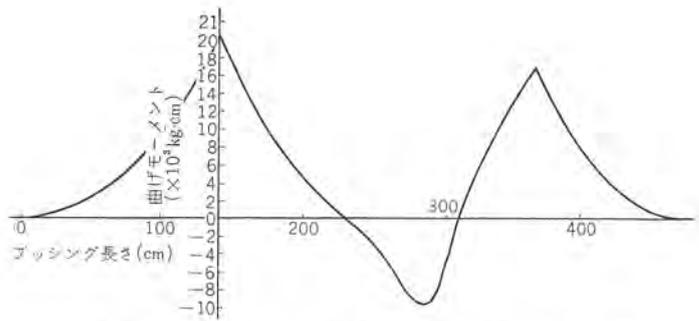


図 2.5 2点支持ブッシング(230 kV)の曲げモーメント図  
Fig. 2.5 Bending-moment-diagram of two points supported bushing (230 kV).

にはある限界が生じてくる。最も経済的で効果的な支点数は存在するはずであるが、ここでは6点支持とした。この曲げモーメント図は図 2.4, 2.5 に示す。多点支持梱包で一番心配されるのは、荷箱が変形した場合、支点の一部が浮いて、最悪状態では両端支持となり、中央部の曲げモーメントが著しく増大して、2点支持よりも不利になる。連続はりでは、支点間の垂直方向の相対変位が大きいと、曲げモーメントは増大する。ところが実際にはこれらの心配はほとんどなく、荷箱がたわんでもゴムの変位が大きく、品物に十分そってくれることがわかった。長尺物は自重によって曲げモーメントを生ずるので、立てて梱包することも考えられるが、現実には輸送不可能といえる。

### 3. 梱包

荷箱の主要寸法および形状は図 2.1 に、また、全体の外観は図 3.1 に示す。この荷箱は落下試験に便利なように製作されたので、実際の製品を梱包する荷箱とは形状がやや異なっているが、ワック組の構造や寸法はあまり変わっていない。

2点支持では半環状ゴムを2個合わせて、品物を直接抱えていたが、多点支持では木ワックを介して緩衝ゴムを取り付けている。緩衝ゴムの形状および取付状況は図 4.1 に示す。

なるべく均等な応力が加わるように支点位置、支点数、パネ定数を定めたいが、オウトツ(凹凸)の激しい形状であるため、必ずしも期待どおりに支持できるとは限らない。



図 3.1 荷箱のつり上げ状況  
Fig. 3.1 Lifting up six points supported bushing container for drop test.

今回の実験においては、荷重分布をおおざっぱに求め、支点位置を先に与えてしまってから、連続ハリの理論により曲げモーメント分布と支点反力を手計算で求め、緩衝ゴムを選択し個数をきめるという方法をとった。

一般に多点支持における連続ハリの計算は非常にやっかいであるから、実際の梱包においては、現在は IBM7090 を用いて計算を行なっている。この場合、支点位置は数点は固定として、残りの数点を動かして最良の位置をきめる方法をとっている。

なお、多点支持を全面的に採用するわけではなく、重量や形状によっては、2点支持の方が有利な場合もあるので、2点支持方式もかなり多く使われていることを付記しておく。

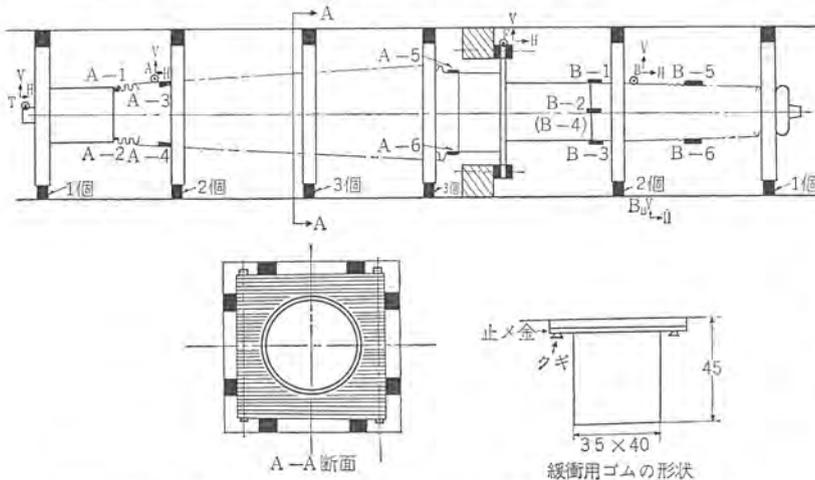
#### 4. 試験方法

##### 4.1 加速度の測定

加速度計の取付位置は図4.1に示すとおりである。全点を同時に測定することはできないので、2個の加速度計を用いて適当に位置を変えて測定した。加速度計は Brüel & Kjaer 製 (max 500 g) を使用した。この加速度計は約 5 kc まで特性はフラットであるとされているので、衝撃加速度の測定には最適である。衝撃波形はメモリスコープに入れて観察してから写真撮影し、波高値はフィルムをプロジェクタで投影して測定した。また、ヒズミ波形との関連を見る目的で一部は電磁オシロにヒズミ波形と同時に入れている。図4.2に測定回路のブロック線図を示す。

##### 4.2 ヒズミの測定

落下高さ対加速度の関係を求めることも、他の梱包にデータを



A-1~A-6 および B-1~B-6 はストレインゲージのはり付位置 T, A, B, F は加速度計取付位置

図 4.1 6点支持によるブッシングの支持状態とストレインゲージおよび加速度計取付位置

Fig. 4.1 Schematic diagram of six points supported bushing and locations of attached strain gages and accelerations pick-ups.

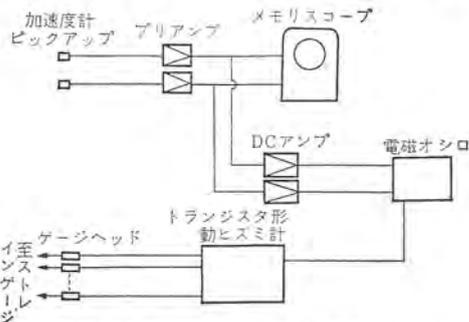


図 4.2 測定回路のブロック線図

Fig. 4.2 Block diagram of measuring circuit.



図 4.3 アッチブおよびダミーゲージの配線状況

Fig. 4.3 Assembly of active and dummy gage wires.

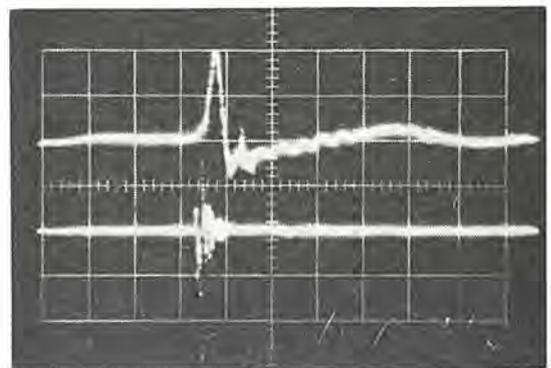
適用する場合に重要であるが、最終的に要求されるのは破損の限界であるから、製品自体に発生する応力またはヒズミが知りたいわけである。応力を直接知ることはできないから、ヒズミを測定して計算するか、あるいはヒズミの値そのもので破損限界を推定する。ヒズミの測定にはハク(箔)ストレインゲージを品物にはり付けて、トランジスタ形動ヒズミ計から電磁オシロへ入れて行なった。ゲージのはり付位置は図4.1に示す。同時測定は6点であった。

接着剤としてはビスカ 12M または イースマン 910 を使用した。各アッチブゲージについて、なるべくその近辺にダミーゲージを置いて、同一長さのリードでヒズミ計へ入れて補償を行なった。図4.3参照

##### 4.3 落下方法

荷箱はモビルクレーン車でつり上げ、落下試験用に製作したラッチのトリガを突き上げてはらずし、落下させた。図3.1参照。

2点支持梱包では、荷箱を傾斜させて落下したり、片方だけつり上げて落下したり、その他に各種の方法で試験を行なったが、移動距離一定とした場合は、水平落下が一番大きなヒズミを発生するので、多点支持でこれを重点的に測定した。落下高さは 50, 100, 150, 250, 300 mm の6段階であり、合計 130 回以上の落下を行なった。発生ヒズミの値から 300 mm 以上でも破損の恐れはないことが推定されたけれども、すでに十分な情報が得られていたので、300 mm を最高として試験は打ち切った。なお床面はコンクリートである。



上方は B 点垂直 下方は BB点垂直方向

図 5.1 加速度波形

Fig. 5.1 Example of shock acceleration wave form.

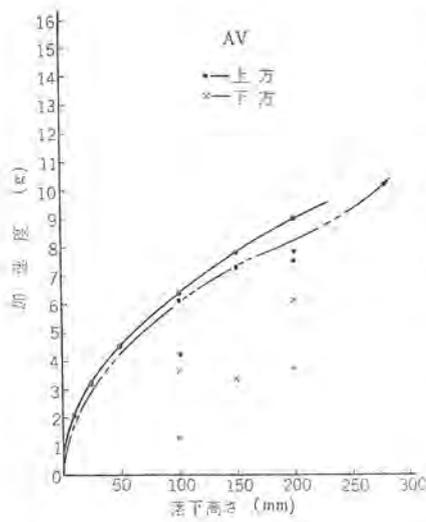


図 5.2 落下高さ対衝撃加速度 (A点, 垂直方向)

Fig. 5.2 Maximum acceleration vs dropping height (point A, vertical direction)

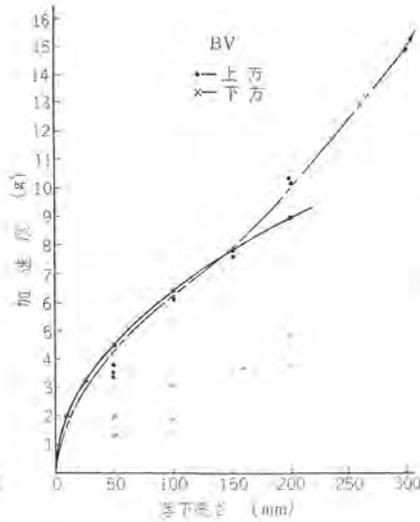


図 5.3 落下高さ対衝撃加速度 (B点, 垂直方向)

Fig. 5.3 Maximum acceleration vs dropping height (point B, vertical direction)

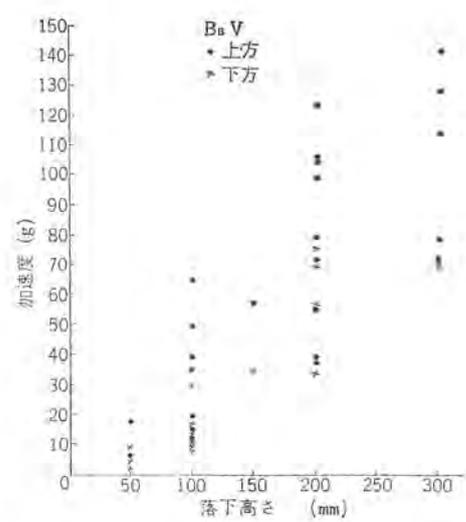


図 5.4 落下高さ対衝撃加速度 (B<sub>B</sub>点, 床面上垂直方向)

Fig. 5.4 Maximum acceleration vs dropping height. (point B<sub>B</sub>, vertical direction)

## 5. 試験結果

### 5.1 衝撃加速度

垂直方向の加速度についてみる。代表的な波形を図 5.1 に示す。この波形は正弦波に換算して約 30 cps である。測定位置の A<sub>v</sub> と B<sub>v</sub> より得られた加速度の peak to zero 値を落下高さに対してプロットすると図 5.2, 5.3 のようになる。図中の実線は 2.1 節の式 (2.1) から計算した値をプロットして描いたものである。実験結果の最大値を結んだ曲線と、計算値より求めた曲線はかなりよい一致を示していることがわかる。加速度の値は同一落下高さに対して、非常に大きなバラツキを示している。その原因を考えてみると、第一にあげられるのは荷箱のローテーションである。測定に

おいて最も苦心したのは、落下の際に荷箱が回転して、コンクリート面に一様にあたらないことがないように、底面を水平に保って落下することであった。しかし、細心の注意を払っても回転は生ずし、トリガをはずすときにも、多少の外力は加えられるので、回転および品物と荷箱の相対運動はさけられなかった。回転を起こした場合は荷箱の角部が先にあたるので、衝撃加速度はたいがい理論値より低目になる。

また、繰返し落下している中に、緩衝ゴムが硬化してくるから、まったく同一条件で落しても、加速度に差を生ずることが考えられる。緩衝ゴムの特性をみるに、応力-ヒズミの関係は直線部分がほとんどなく、tangential curve になっている。したがって緩衝作用からみるといわゆる tangent cushion の仲間に入る。変位が大きくなると、急激に荷重を増してくるために、落下高さを増して行くと加速度にこの影響が現われてくる。緩衝ゴムのバネ定数が一定ならば二次曲線状であるが、tangential なら加速度曲線も落下高さに対して立上りの激しくなる点があるはずである。実際にこの状況は観察されており、図 5.2, 5.3 にもその傾向がうかがえる。

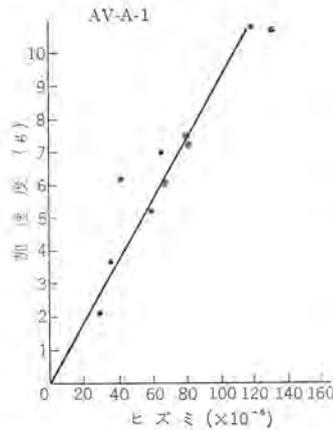


図 5.5 衝撃加速度対ヒズミ (A<sub>v</sub>点対 A-1点)

Fig. 5.5 Maximum acceleration vs strain. (point A<sub>v</sub> vs point A-1)

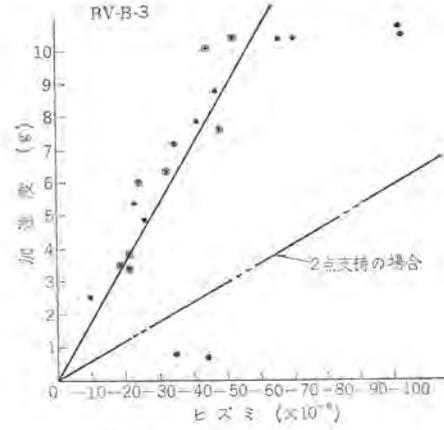


図 5.6 衝撃加速度 ヒズミ (B<sub>v</sub>点対 B-3点)

Fig. 5.6 Maximum acceleration vs strain. (point B<sub>v</sub> vs point B-3)

次に水平方向加速度についてふれるならば、2点支持ではこれがかなり大きくなった。これは、軸と水平方向の拘束力が小さかったためと考えられる。多点支持では、ある落下高さに対する水平方向の加速度は、垂直方向と同レベルに下っている。横方向に急激な加速度を生ずるような取り扱いも予想されるので、水平加速度を小さく抑さえることは非常に好ましい。多点支持の梱包方法は四周を緩衝ゴムで押さえる構造になっているので、軸方向に対しても相当の緩衝効果を持つので加速度レベルが下がったのである。ただし、製品に与える損傷の効果は、垂直方向加速度に比較して問題なく小さいと考えられるので、水平方向加速度についてはあまり神経を使う必要はない。

緩衝ゴムを介さない場合、すなわち底面への直撃の衝撃加速度はどれくらい生ずるものであろうか。荷箱の底面に加速度計を取り付けて測定した値は図 5.4 に示すとおりである。木材も緩衝材として作用するから、金属同志の衝突より小さいが、ゴムを介した場合の約 10 倍の加速度を生じている。したがって、普通は木材だけで梱包するのは危険であることがよくわかる。この加速度は、床材の材質、寸法、衝突の対象などによって左右されるが、

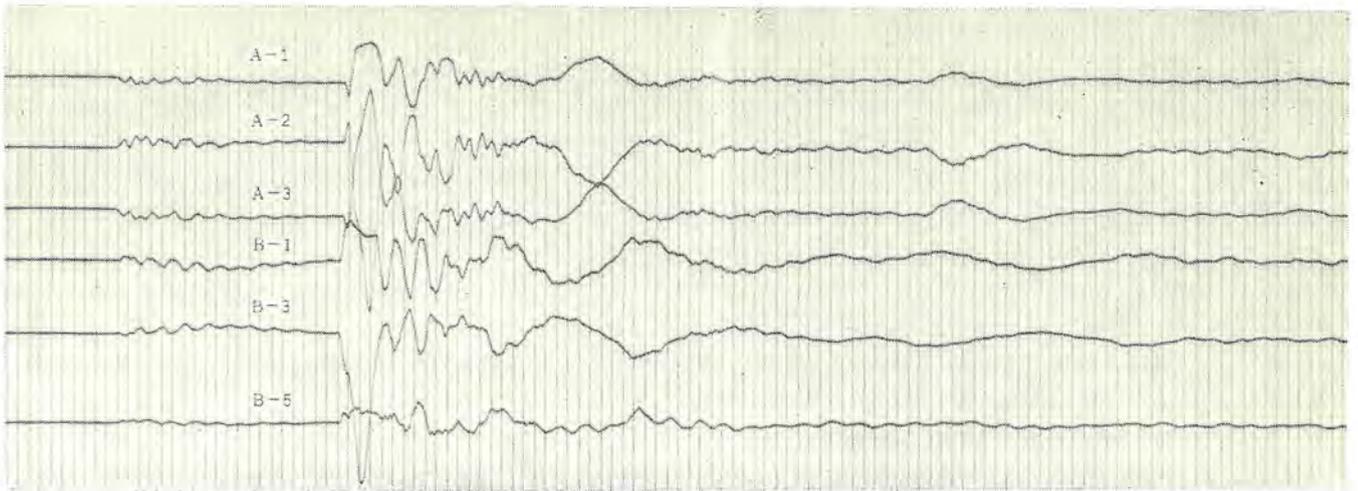


図 5.7 6点支持梱包ラッシング(230kV)の落下時ガイ管に発生したヒズミ(水平落下  $h=150\text{mm}$ )  
 Fig. 5.7 Example of oscillogram of strain appeared on the porcelain surface.  
 (230 kV bushing, six points supported dropping height=150 mm)



図 5.8 フラッジ近辺のガイシのカラーチェック状況(落下試験後その他も同じ)  
 Fig. 5.8 Penetrant test of porcelain surface near flange. (after drop test)

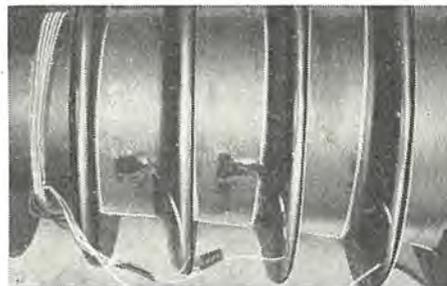


図 5.9 ガイシ先端部のカラーチェック状況  
 Fig. 5.9 Penetrant test of porcelain surface top part.

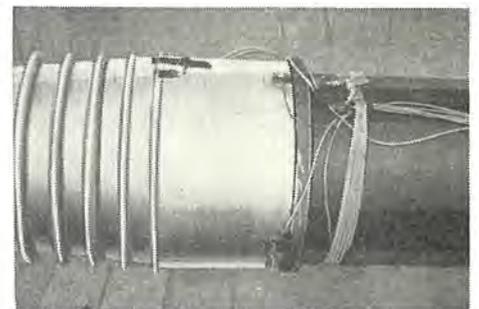


図 5.10 下部ガイシのカラーチェック状況  
 Fig. 5.10 Penetrant test of porcelain surface, bottom part.

木材梱包の設計においては参考データとして役立つであろう。なお、底面の直撃ではゴムを介した場合よりも、バラツキがもっと大きくなっていることに注意を要する。

### 5.2 ヒズミと加速度の関係

ある1点のヒズミを落下高さに対してプロットすると、バラツキが大きいために規則性をつかむことが困難である。最大値に注目すれば、確かに落下高さが増すにつれてヒズミも増大している。しかし、ヒズミを垂直加速度と対応させてプロットしてみると、明らかな規則性をみることが出来る。すなわち加速度とヒズミは、直線関係にある。この関係は、前回の試験においても確認している。測定位置の  $A_V$  点の加速度と  $A-1$  点のヒズミの相関係数は 0.94 であり、 $B_V$  点と  $B-3$  点のヒズミのほうは 0.83 である。図 5.5、5.6 中の直線は回帰直線である。2点支持における同一点の加速度対ヒズミの回帰直線を1点破線で図 5.6 中に示した。両者のコウ配を比較すれば、多点支持の効果がよくわかる。

### 5.3 ヒズミに対する検討

最大ヒズミは、普通は先端部に出ている。これは断面係数が曲げモーメントに比べて、他の部分より小さいからである。

しかし、落下回数を増して行くとゴムの硬化が起こったり、荷箱自体も多少変形してくるので、中央部のヒズミも断面係数が大きいにもかかわらず増えてくる。測定されたヒズミと、曲げモーメント図を用いて算出したヒズミ値を対応させてみると、傾向は一致しない。ヒズミは全長にわたって測定していないので、数点の測定値をもって、全体の傾向を推定するのは危険であるが、同一時点におけるヒズミの符号は、たとえば、中立軸より上がプラスになるときは、全長にわたってプラスになっている。この場合、中立軸より下部は全長にわたってマイナスである。

その原因は、曲げモーメント図を求めるときに、 $\tau$  をゼロとしていたが、動的にはこれが無視できないこと、加速度は長手方向に一律に加わらないために、支点反力が静的に算出した値からずれてくることなどがあげられる。

曲げモーメントを動的に考えてみると、次のように解釈される。まず、荷箱をつり上げた状態では、自重のために箱はたわんでいるが、落下の瞬間に元へもどるために、見かけ上品物は上にトツ(凸)にそるので上側はプラス側にひずむ。またスキッドは全長にわたってついていないので、衝撃はどうしても中央部に強く加わ

るようになる。その結果、第一撃を受けた状態では品物は上にトツに曲がる。総合的な曲げモーメントは、 $\Sigma M = 0$ として静的に求めた連続ハリの曲げモーメント + 上にトツにハリを曲げるモーメントとなり、トツに作用する曲げモーメントが優性のため、ヒズミの符号は全長にわたって中立軸を境にプラス側とマイナス側にわかれる。曲げモーメントを算出するときの荷重は、静荷重×衝撃係数とする。では、連続ハリの曲げモーメント図を作成したり、支点反力を求めるのは意味がないかというに、これはやはり必要である。緩衝ゴムのパネ定数をきめるためには、支点反力を知らなければならぬし、連続ハリの曲げモーメントの効果は、重畳されて結果に出てくるからである。衝撃加速度は一樣に加わると仮定しても、その他の状態、たとえば荷箱の変形などを動的に考慮して、曲げモーメントを求め、応力とヒズミの分布を算出することは非常に困難であるから、ここでは、現象の定性的な解釈だけにとどめることにする。

#### 5.4 ヒズミおよび落下高さの限界

ガイシの破損時の最大ヒズミは大きな幅をもっている。ガイシの形状や大きさ、原材料その他多くの要因によって強度は一樣ではない。大形になるとこの傾向はさらに大きくなる应考虑すべきである。そのため、許容限界を設定することは難しい。某メーカーでは破損限界を $800 \times 10^{-6}$ としている。前回の試験では最大ヒズミが $200 \times 10^{-6}$ まで生じたが、ラッキング自体にはなんらの損傷も与えていない。そこで6点支持梱包の許容限界を $200 \times 10^{-6}$ にとれば、水平落下高さは500 mmまで上昇しうることが、落下高さ対最大衝撃加速度およびヒズミの関係から推定できる。

しかし、従来からの許容限界としてとられている値はこれよりも低いので、これに基準をとれば150 mmまでとなる。

長尺ラッキングの輸送には、常に細心の注意を払うべきであるが必要以上に大がかりな処置を施すのは無意味である。なお、もっと大形のラッキングでは、荷箱の長さは8~10 mに達するので、積込作業における $\Sigma M$ をさけるために、側ばんのワグ組や底部の構造は、今回の試験品と異なっているが、支持方法の基本的な考えは同じである。

## 6. む す び

大形ラッキングの梱包方法について、より安全な方法を検討した結果、従来の方法をあまり変更せずに、十分な効果を出しうるものとして、多点支持梱包方式が考えられた。

この方式によって、荷造りしたものについて落下試験を行なった結果、次のことが明らかになった。

(1) 2点支持梱包に比較して、同一衝撃加速度に対するヒズミは1/3以下に低下した。

(2) 落下高さに対する最大衝撃加速度は、簡単な関係式で算出した値とよく一致した。

(3) 落下高さとヒズミの関係はバラツキが大きく、規則性はつかみにくいが加速度とヒズミを対応させると直線関係が得られる。

(4) 許容限界を許定することはむずかしいが、従来どおりとすれば、水平落下高さの限界は150 mmであり、もし、2点支持方式による落下試験のデータにしたがって、ヒズミを $200 \times 10^{-6}$ まで許せば、落下高さは500 mmまで上昇しうる。これは、多点支持梱包方式で大形ラッキングを荷造りした場合、ある種の家庭用電器品と同程度のハンドリングが行ないうることを示すものである。

(5) 落下時のヒズミの分布は、静的に考えて求めた曲げモーメントより算出した値と異なっているが、これは荷箱の変形やスキッドの状態、品物の動的支持状態などを考慮しなければならないことを示すものである。測定したヒズミは、おそらく(静的曲げモーメント(荷重は静荷重×衝撃係数とする)+品物を全体にトツ(またははね返りの場合はオウ)に曲げるモーメント)によって生じているものと推定される。この方式で海外向けに多数の大形ラッキングが送り出されているが、安全に目的地へ到着していることを付記する。終わりに、この試験にあたって、好意的にご協力された工程課田上係長他の各位、ならびに試験を遂行した試作研究課山本、長江両君に感謝の意を表す。

#### 参 考 文 献

- (1) MIL-STD-202A
- (2) Shock and Vibration Hand Book, Vol. 3, McGraw-Hill

## 変圧器用耐熱処理紙の実用性能試験

白井万次郎\*・神谷友清\*\*・菅 寿郎\*\*  
清水英範\*\*・池田五郎\*\*

## Operation Characteristics Tests of Transformer Heat Resistant Paper

Itami Works Manjirō SHIRAI・Tomokiyo KAMIYA・Toshirō KAN  
Hidenori SHIMIZU・Gorō IKEDA

There are many trials made to improve the heat resistance of transformers using insulating paper. The most typical ones among them are application of amine treated paper, named Mitsubishi "HI-L" with its long life and high load capacity, and cyanoethylated paper. They are now in practical use in Japan. This amine treated paper has been used for almost all Mitsubishi oil immersed transformers since 1962. The basic characteristics of the heat resistant paper have been reported in the previous issue. This article deals with the results of several experiments to verify the improvement of short-circuit strength of transformers by the use of the heat-resistant paper. When applied to model coils and model transformers, the amine treated paper has shown marked improvement, in the mechanical strength in short circuit tests after a long period of heat aging, compared with the ordinary craft paper. Furthermore, the amine treated paper is effective for use in both mineral and synthetic oil and also applicable to nitrogen sealed, air sealed or air breathing transformers.

## 1. ま え が き

絶縁紙を化学的に処理することによって、その耐熱性を改善しようとする試みが近年各国で取り上げられ、わが国でもアミン添加紙、シアノエチル化紙があいついで国産化に成功し、すでに東海道新幹線車両用変圧器の導体絶縁紙として採用されたのを始めとして急速に実用化されつつある。

絶縁紙はその低価格であることと油浸紙としてのすぐれた電気的性質とから油入変圧器の主絶縁材料として用いられてきたが、化学処理紙の出現によってその使用温度を一般に実用的には10°C、実験室的には30°C上げることが可能となり、最近の合成樹脂フィルムまたは合成樹脂混抄紙などの発達にもかかわらず高電圧機器の分野での地位は当分動かないものと思われる。

アミン添加耐熱処理紙の基本的な性質についてはすでに本誌上で大要を紹介しているが、本文ではその後の試験結果をとりまとめるとともに、実際にモデル・コイルおよびモデル変圧器に使用して絶縁紙の耐熱性改善の結果が油入変圧器の運転性能にどのような効果をあげうるかについて一般のクラフト紙絶縁と比較検討した結果を述べた。

## 2. アミン添加耐熱処理紙の基本的性質

絶縁紙の耐熱性を評価する方法として一般に抗張力・破裂強度など紙の機械的強度の熱劣化後の残率が用いられている。油入変圧器のコイル導体巻回絶縁用としては厚さ0.05~0.15mm程度の絶縁紙が用いられるが、この場合紙の強度としては抗張力、伸び、引裂力、破裂強度などの性能にすぐれていなければならない。

アミン添加紙の油浸紙としての耐熱性を示す代表例として抗張力と伸びについて、鉱油(JIS C 2320:2号)と不燃性油(JIS C 2321:2号A)浸セキの場合の熱劣化の程度をクラフト紙と比較して図2.1に示した。

加熱は密閉容器内に空気を封入して、温度を150°Cに保持して行なった。鉱油中と不燃油中における熱劣化の程度を比較すると

アミン添加紙では不燃油中の方が残率は少ないが7日後においても70%以上の残率を示している。

クラフト紙は加熱後急激に抗張力が低下し7日後には30%以下となり、外観も焼けた色となりきわめてもろくなる。クラフト紙の場合不燃油中の方が少し低下の割合は少ない。アミン添加耐熱処理紙のすぐれた性能を視覚に訴えるきわめてユニークな方法として考えられたものにCrumble Testと称されるものがある。右手に劣化後の処理紙、左手に劣化後のクラフト紙を持ち、これを握ってもんだ後掌を開いて見せたのが図2.2で処理紙の劣化後も残存する柔軟性がみごとに示されている。アミン添加紙は処理によっても色彩的にはなんら変化しないので当社では識別のため近代感覚に合わせてライト・グリーンに着色している。着色によってなんら耐熱性は失なわれない。150°C7日間連続加熱後の試料によるこの色彩のためやや黒ずんで見えるものがあるが、着色しない試料ではほとんど変色していない。

一般のクラフト紙は同様劣化させると、長期運転後の変圧器コイルによく見られるように赤黒く焼けた色になっている。

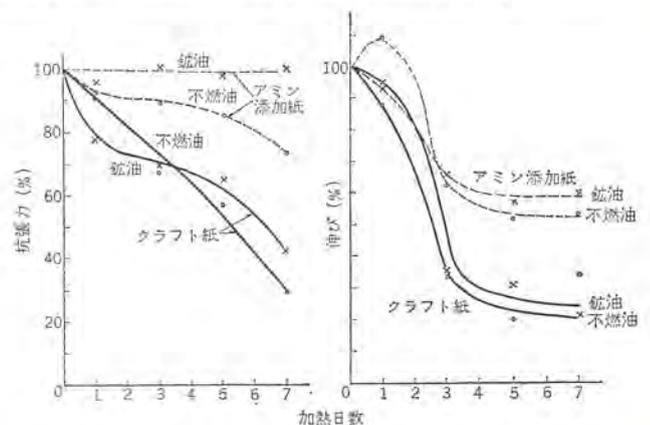


図 2.1 鉱油中および不燃油中の絶縁紙耐熱性比較  
(初期値を100%とし、百分率で残率を示した)

Fig. 2.1 Comparison of heat resistance of insulating paper.  
(Initial strength is shown in 100%)



右側 クラフト紙 左側 耐熱処理紙  
加熱劣化条件：油中 150°C 5日間  
図 2.2 もみ試験  
Fig. 2.2 Crumble test.

### 3. アミン添加紙とシアノエチル化紙の比較

試料を油中に浸せし容器内に空気と密閉して150°Cで連続加熱した結果について表3.1, 3.2に示した。表3.2は150°Cに加熱して7日間連続加熱した後試料を取り出して測定した結果であり、図3.1では規定の3,5,7日の各点で容器を開いて規定日の試料を取り出し、その後ふたたび密閉して加熱を続けた結果で、各点で新たに空気が置換、供給される状態で加熱されたものの試験結果である。表3.2によると、アミン添加紙はいずれにおいてもすぐれた耐熱性を示しているのに対してシアノ・エチル化紙は空気が供給される条件下ではほとんどその効果を示さないことがわかる。密閉条件下においてはシアノ・エチル化紙もアミン添加紙も同様にきわめてすぐれた耐熱性を有しており、一般のクラフト紙が加熱7日後わずかに20%程度の残率しか示さないのに対して80%以上

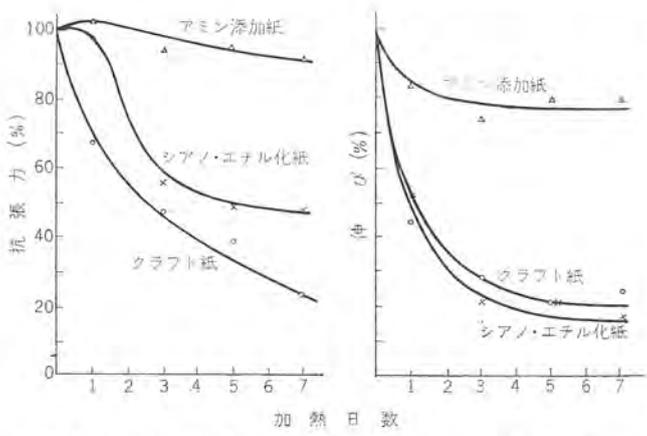


図 3.1 アミン添加紙とシアノエチル化紙、クラフト紙の耐熱性 (空気を断続的に供給した場合)  
Fig. 3.1 Strength of amine treated paper, cyanoethylated paper and kraft paper.

表 3.1 アミン添加紙とシアノエチル化紙の特性 (空気を断続的に供給した場合)

加熱日数	クラフト紙		アミン添加紙		アベレックス	
	抗張力	伸び	抗張力	伸び	抗張力	伸び
0日	100%	100	100	100	100	100
1	67	45	102	84	98	52
3	47	28	94	74	56	21
5	39	21	95	79	49	21
7	24	24	91	79	47	17

表 3.2 アミン添加紙とシアノエチル化紙の特性 (7日間連続加熱の場合)

#### (1) 抗張力・伸び

試験項目	劣化	方向	範囲	コイル絶縁紙 (厚 0.08mm)	シアノエチル化紙 (0.12mm)	アミン添加紙 (0.07mm)	備考
				抗張力	伸び	抗張力	
抗張力 (kg/mm <sup>2</sup> )	前	縦	平均	10.3	4.9	13.2	試料数 各 10 試料寸法 幅 15mm つかみ間隔 10cm
			最大	10.6	5.3	14.0	
			最小	9.6	4.4	12.5	
	後	縦	平均	2.2	2.3	2.7	
			最大	2.3	2.3	3.0	
			最小	2.2	2.2	2.4	
伸び (%)	前	縦	平均	4.0 (39%)	4.8 (91.6)	9.9 (74.8)	試験機 シロップ形 JIS C 2304 縦 4.5kg/mm <sup>2</sup> 以上 横 1.5 "
			最大	5.9	5.0	10.9	
			最小	3.4	3.8	9.5	
	後	縦	平均	1.2 (53.6)	2.0 (89.7)	2.6 (96.2)	
			最大	1.6	2.1	2.7	
			最小	0.9	1.7	2.5	
抗張力 (kg/cm <sup>2</sup> )	前	縦	平均	1.9	1.9	2.2	同上 破断時の伸び JIS C 2304 縦 2.0 以上 横 3.0
			最大	2.2	2.0	2.0	
			最小	1.4	1.8	1.9	
	後	縦	平均	4.3	2.2	5.4	
			最大	4.6	2.3	7.5	
			最小	4.0	2.0	3.8	
伸び (%)	前	縦	平均	0.4 (21%)	2.0 (105)	1.5 (75)	
			最大	0.5	2.1	1.9	
			最小	0.2	1.9	1.2	
	後	縦	平均	0.6 (14)	2.0 (91)	4.8 (89)	
			最大	1.2	2.1	5.8	
			最小	0	1.8	3.8	

#### (2) 破壊強度

試験項目	劣化	方向	範囲	コイル絶縁紙 (厚 0.08mm)	シアノエチル化紙 (0.12mm)	アミン添加紙 (0.07mm)	備考
				破壊強度 (kg/cm <sup>2</sup> )	破壊強度 (kg/cm <sup>2</sup> )	破壊強度 (kg/cm <sup>2</sup> )	
破壊強度 (kg/cm <sup>2</sup> )	前	縦	平均	2.25	2.40	2.84	測定点 各 20 試料寸法 4×5cm 試験器 Ashcroft 形
			最大	2.45	2.59	3.29	
			最小	2.05	2.17	2.38	
	後	縦	平均	0.13 (5.6%)	2.24 (93.5)	2.71 (95.4)	
			最大	0.15	2.45	3.29	
			最小	0.07	2.02	2.03	

#### (3) 耐折強度

試験項目	劣化	方向	範囲	コイル絶縁紙 (厚 0.08mm)	シアノエチル化紙 (0.12mm)	アミン添加紙 (0.07mm)	備考
				耐折強度 (kg/cm)	耐折強度 (kg/cm)	耐折強度 (kg/cm)	
耐折強度 (kg/cm)	前	縦	平均	1,806.7	1,073.8	866.5	試料数 各 20 試料寸法 幅 15mm 長さ 約 9cm 試験器 MIT 形 引張荷重 1kg
			最大	2,964.0	1,600	1,120	
			最小	1,275	706	657	
	後	縦	平均	162.5	104.5	174.7	
			最大	249	159	194	
			最小	122	59	142	
耐折強度 (kg/cm)	前	横	平均	0 (0%)	266.9 (24.8)	480.6 (55.4)	
			最大	0	419	767	
			最小	0	129	257	
	後	横	平均	0 (0)	39.7 (38)	82.5 (47)	
			最大	0	67	120	
			最小	0	17	46	

#### (4) 電気特性

試験項目	劣化	方向	範囲	コイル絶縁紙 (厚 0.08mm)	シアノエチル化紙 (0.12mm)	アミン添加紙 (0.07mm)	備考
				破壊電圧 (kV/mm)	破壊電圧 (kV/mm)	破壊電圧 (kV/mm)	
破壊電圧 (kV/mm)	前	縦	平均	9.5	6.3	9.4	測定点 室温 JIS 2304 平均 5.5kV/mm以上 最低 4.0 "
			最大	9.8	7.3	9.9	
			最小	8.4	5.8	8.8	
	後	縦	平均	8.6	6.4	9.0	
			最大	9.2	7.3	11.0	
			最小	7.9	6.0	7.8	
ε (×10 <sup>14</sup> Ωcm)	前後		18.9	5.34	15.9	80°C	
			8.15	1.85	23.8	DC 300V	
tan δ	前後		0.30	0.94	0.53	80°C AC 300V	
			0.57	1.13	0.45		
ε	前後		2.34	2.32	2.39	60 c/s	
			2.44	2.19	1.87		

の強度残率を示している。アミン添加紙は加熱による熟劣化が少ないことはもちろんであるが、その初期値においても、もとのクラフト紙の性能をそのまま生かしている。

#### 4. 紙巻導体モデルによる絶縁破壊強度の検討

運転中に発生する油入変圧器の絶縁破壊事故の大きな割合を占めるものに短絡破壊がある。油入変圧器は絶縁材料の処理においても、構造的にも短絡機械力を十分考えて設計されているが、機器運転温度の短時間または瞬時上昇、運転中の定常機械力さらに二次突発短絡時の過大機械力などに長期さらされることによって、導体絶縁紙は常に過酷な機械的ヒズミ力(引張り力、引裂力、破裂力)を受けているわけで、長期使用により漸次絶縁紙の強度が低下し、破裂損傷を生じ、結果として絶縁破壊に至る事例が多いと考えられる。

そこでわれわれはこれまでに述べたアミン添加紙のすぐれた耐熱性が、絶縁破壊強度に対してどのように反映しているかについて、紙巻導体モデルと小形変圧器の二例についてクラフト紙絶縁との比較を行なってみた(後者については次項に述べている)。

添加アミンのクラフト紙に与える効果は機械的強度の耐熱性の向上であって、機械的強度についても電気的性能についても初期性能の改善はほとんどなく化学処理紙によっては処理の程度によって初期性能の低下するものもある。

シート状試料によって測定すると、クラフト紙もアミン添加紙も加熱劣化前後で絶縁破壊強度がほとんど変化しないことは2項で述べたとおりである。

熟劣化後の絶縁紙層について考えてみると、ヒズミ力を加えない場合は電気絶縁性を保持するための繊維層の構成はクラフト紙においても保存されているものと考えられる。

この項で行なわれ紙巻導体は、いずれも実際の機器に用いる紙巻機械で紙巻きを行ない、層内は一定のスキマを有する衝合せ巻、層間は70~30%の重ね巻を行なっている。加熱劣化に使用した容器は内側に油浸用のガラス筒(70mmφ×高さ210mm)があり、これを鉤物の密閉容器に入れたもので、油と空気の割合はほぼ70:30となっている。絶縁紙はいずれも公称0.08mm・厚さのものをを使用した。

##### 4.1 実験例1. 絶縁破壊強度の初期値

化学処理紙はその処理によって絶縁紙の初期の機械的強度が低下する例があるのでアミン添加紙を使用して紙巻導体とした場合に絶縁破壊の初期性能がどのような状態にあるかを比較した。平角銅線として幅2.8×長10(mm)と幅3.0×長5.0(mm)の2種類を選び、これを表4.1に示すように紙巻を施した後100°Cで6時間乾燥して、真空注油含浸を行なって直線状のものと曲率半径50mmに曲げたものについて交流電圧を印加して絶縁破壊電圧を求めた。このとき前者についてはフラット・ワイス曲げ、後者についてはエッジ・ワイス曲げを行なっている。

表 4.1 実験例1: 紙巻導体の絶縁破壊強度初期値比較

素線寸法 (mm×mm)	紙巻数 (枚)	曲げ方	無処理紙(A) (kV)	(A)にアミン添加 (kV)	無処理紙(B) (kV)
2.8×10	4	直線	22.2 (100)	21.4 (100)	21.8 (100)
		50 R	16.9 (76)	20.0	19.0
		25 R	17.3 (78)	16.9 (79)	14.8 (68)
	9	直線	36.2 (171)	42.9 (200)	38.5 (177)
		50 R	36.2 (164)	34.8	33.9
		25 R	23.3 (105)	26.9 (125)	24.7 (113)
3.0×5.0	6	直線	28.5 (128)	29.5	29
		50 R	26.6 (120)	26.6	18.8

この結果により、アミン添加処理を行なうことによって紙巻導線の絶縁破壊強度はほとんど変化しないことがわかる。すなわち絶縁破壊強度(kV)の絶対値においてはもちろん、各紙巻層数および銅線寸法について曲げを順次大きくした場合の強度の低下する割合についてもほぼ同様の傾向を示しており、紙としての初期性能はほとんど変化していないことがわかる。

##### 4.2 実験例2. 加熱劣化による紙巻絶縁導体の絶縁破壊強度の変化

加熱劣化前後における絶縁紙の機械的強度の変化については2項でアミン添加紙とクラフト紙について比較して示したが、ここでは紙巻導体として絶縁破壊強度の上記のように反映するかについて比較してみた。平角銅線は厚1.2×幅9.5(mm)で紙巻枚数は8枚である。紙巻導体はいずれも気中100°Cの炉中で4時間乾燥した後、油浸しこれを150°Cに加熱し、7、10日後に取り出して試験を行なった。試料は2本1組とし、直線状で油浸され、試験時に25Rと50Rに曲げて2本の導体間に電圧を印加した。この際の平均破壊電圧を比較したのが図4.1である。この実験ではクラフト紙の破壊電圧が直線試料の場合にも急激に低下している。この実験に用いたクラフト紙巻導体については劣化後の外観損傷がきわめてはなはだしかった。このため有効絶縁層数の低下が大きかったものと思われる。この実験では初期値はいずれの絶縁紙にもほとんど差はなく、クラフト紙では50Rと25Rの破壊値がきわめて接近している。

##### 4.3 実験例3

実験例2においては紙巻絶縁紙に対するヒズミ力の与え方として曲率半径50mmまたは25mmというかなり過酷な条件を与えたが、ここでは比較的ゆるい曲率の曲げを繰り返し与えた場合について比較し、実際運転時の繰り返し電磁力に対する抵抗力を模擬してみた。平角銅線は厚さ3.5×幅5.5(mm)で紙巻枚数は9枚である。曲げ曲率は100mmと200mmとし、反復回数はおのおのについて2回と10回である。加熱は150°Cで、4日間と7日間の試料を製作した。曲げの要領は図4.2に示すように直線位置から始まりその両側に規定曲率に曲げを往復して1回としている。

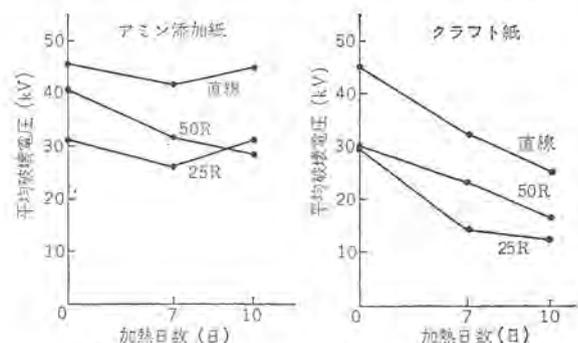


図 4.1 実験例2: 曲げ率と平均破壊電圧比較  
Fig. 4.1 Electrical breakdown strength versus bending radius.

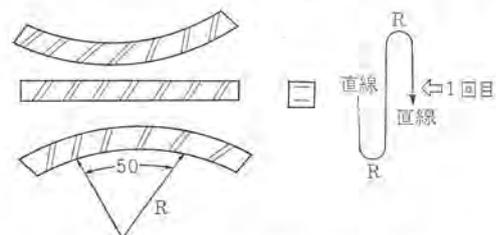


図 4.2 繰り返し曲げ作業説明図  
Fig. 4.2 Explanation of repetition bending work.

表 4.2 実験例 3 繰り返し曲げを与えた紙巻導体の絶縁破壊強度比較

	クラフト紙			アミン添加紙		
	0日	4日目	7日目	0日	4日目	7日目
直線のまま	100 (100)	100 (96.5)	100 (95.5)	100 (100)	100 (91)	100 (74)
200R 2回	100 (100)	102 (97.3)	85 (82)	100 (100)	105 (96)	105 (78)
200R 10回	89 (100)	96 (95)	85 (92)	95 (100)	96 (94)	105 (82)
100R 2回	98.5 (100)	79 (78)	69 (66.5)	84 (100)	92 (100)	95 (83)
100R 10回	74 (100)	59 (77)	48 (63)	79 (100)	91 (103)	95 (89)

注 (1) カッコ外は各加熱時点で直線試料を 100% とした場合の強度比  
(2) カッコ内は各曲げに対して加熱初期を 100% とした場合の強度比

表 4.2 は各加熱時点 (0, 4, 7日) における直線試料の破壊電圧を 100% とした場合、ヒズミの程度に応じて破壊電圧がどのように変化するかを示したものである。加熱劣化後の破壊電圧について比較すると、アミン添加紙ではヒズミ力を順次過酷に与えても破壊電圧の低下はきわめて少ないのに対し、クラフト紙では急速に低下していることは、クラフト紙の紙質の劣化が破壊電圧の低下に直接関係している状況を示している。この試料においても各加熱時点の直線試料の破壊電圧の低下はきわめて少なく 4% 以下であった。

(1) 各加熱時点において直線試料の強度を 100% とした場合クラフト紙では加熱前にはヒズミ力によってほとんど変化しないのに加熱が進むと曲げに対して劣化の割合が大きくなる。

アミン添加紙では 7 日間の加熱劣化後においても曲げに対する破壊電圧の低下の割合はきわめて小さい。

(2) 各曲げに対して加熱初期を 100% とした場合いずれの絶縁紙においても 200R の曲げに対しては 4 日また 7 日の加熱に対しても破壊電圧は余り低下しないが、100R の曲げについてはクラフト紙では 4 日後すでに 80% 未満の破壊電圧になるのに対し、アミン添加紙では低下の度合いがきわめて小さい。

#### 4.4 まとめ

この項で述べた紙巻導体の絶縁破壊試験はいずれも第 2 項の絶縁紙のみの場合と同様の加熱方法によって劣化させたものについて行なったもので、絶縁紙の機械的強度の低下が結果として紙巻導体の絶縁破壊強度にどのような影響を与えるかについて試験したものである。

紙層の損傷と破壊電圧との関係について、その状況を明確につかむことはできなかったが、加熱後の試料においてヒズミ力を与えることによってクラフト紙については破壊電圧が急激に低下することがいずれの実験においても認められた。とくに実験例 2 については直線試料についても、加熱 10 日後では損傷はなほだしく破壊電圧が初期の 50% 程度に低下している。アミン添加によって絶縁紙の初期値はとくに変わらないことを第 2 項で述べたが、紙巻線についても、初期品についてはクラフト紙と同様の性能を示している。この項の実験において、短絡機械力を規定してどの程度のヒズミ力を与えるかについてはさらに検討の余地があるが、異常短絡を仮定してかなり過酷と思われる 25R, 50R の 1 回曲げを選び、定常短絡を規定して 100R, 200R の繰り返し曲げを与えて比較検討してみた。

### 5. モデル変圧器の短絡破壊強度

アミン添加紙を使用した油入変圧器の特長として過負荷耐量の増大、運転温度の格上げすなわち 65°C 温度上昇変圧器としての

信頼性が強く取り上げられているが、4 章でも述べたようにとくに電力用変圧器においては短絡時の過電流強度の増大 (短時間の過大温度上昇に対する耐力と長期運転後の絶縁紙強度の劣化との両面から考えて) による絶縁破壊事故の防止・低減効果を十分期待できると考えられる。絶縁紙のすぐれた耐熱性が実際機器の運転状態において一般のクラフト紙絶縁に比べどのように生かされているかを機能的に知る意味でわれわれはモデル変圧器によって短絡破壊の耐力においてどのように異なっているかについて試験してみた。

モデル変圧器は図 5.1 に示すような巻線、構造の 7.5 kVA 単相内鉄形で、コイルは二群に分かれている。一群内の層間絶縁紙は加熱劣化後の試料採取をえる意味と、冷却を制限するために相当数の絶縁紙を巻回し、図 5.1 のカッコ内に示すように番号づけを行ない試料の位置を明示した。また一方のコイルの最高温度部に熱電対をそう入し、加速劣化運転はこの最高温度部の温度を一定にするよう電流を制御して行なった。

#### (1) 140°C 運転の場合

140°C で 8 日間連続加熱した変圧器について短絡耐力を試験し

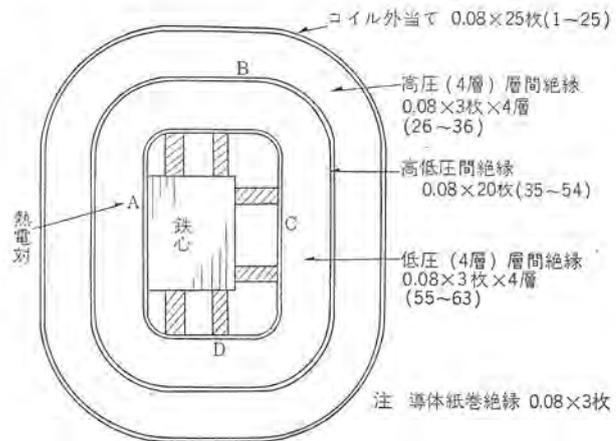
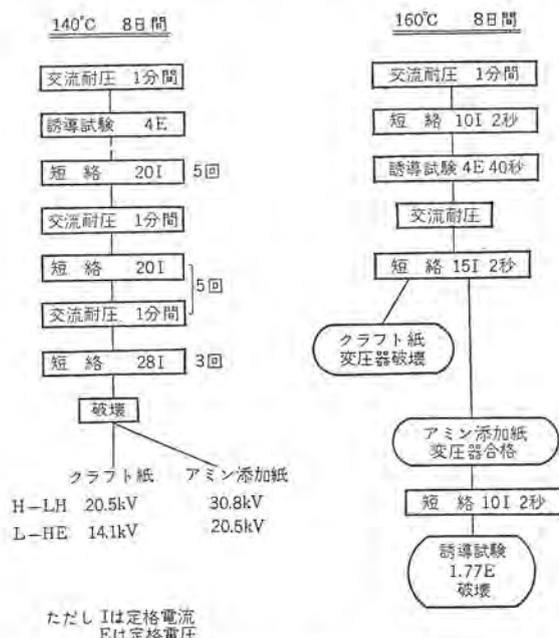


図 5.1 モデル変圧器試料採取位置明細図  
Fig. 5.1 Sampling positions in model transformer coils.



ただし I は定格電流  
E は定格電圧

図 5.2 加熱劣化後のモデル変圧器試験経過  
Fig. 5.2 History of testing of model transformers after heat aging.



図 5.3 モデル変圧器加熱状況

Fig. 5.3 Heat aging arrangement of model transformers.



図 5.4 短絡破壊コイル状況

Fig. 5.4 View of model transformer coil after short circuit breakdown.

表 5.1 加熱劣化後のコイル内絶縁紙破裂強度分布

位 置	アミン添加紙 (lb/in <sup>2</sup> )					クラフト紙 (lb/in <sup>2</sup> )				
	A	B	C	D	平均	A	B	C	D	平均
コイル外当て(25枚): 1~25	—	51	54	51	52	—	44	44	45	44
高圧層間絶縁(4層各3枚): 26~34	51	50	51	47	50	38	38	40	41	39
高低圧間絶縁(20枚): 35~54	50	48	50	46	48.5	32	30	37	33	33
低圧層間絶縁(4層各3枚): 55~63	50	47	51	46	48.5	33	34	36	36	35
平 均	50	49	51.5	48.5	—	33	36.5	39	39	—

表 5.2 モデル変圧器に使用した油の諸特性の変化

温度	紙 質	特性	界面張力	酸 価	tan δ (%)	ρ (Ω-cm)
160°C	アミン添加紙	—	22 (39.62)	0.022 (0.03)	0.084 (0.15)	4.5×10 <sup>12</sup> (9.0×10 <sup>12</sup> )
	クラフト紙	—	22 (39.62)	0.022 (0.03)	0.144 (0.15)	3.9×10 <sup>12</sup> (9.0×10 <sup>12</sup> )
140°C	アミン添加紙	—	—	0.034 (0.022)	0.24 (0.037)	6.7×10 <sup>12</sup> (9.2×10 <sup>12</sup> )
	クラフト紙	—	—	0.029 (0.016)	0.26 (0.093)	8.5×10 <sup>12</sup> (3.2×10 <sup>13</sup> )

注 カッコ内はいずれも初期値を示す。

た経過は図5.2に示したとおりである。このとき油温は平均75°Cであった。先に述べたようにコイルの絶縁構造が規定電圧強度より相当上まわっているため、いずれの変圧器も容易に破壊せず、20倍の短絡印加26回、さらに40倍の短絡印加3回後に層間絶縁に異常を生じアミン添加紙変圧器が高低圧間電圧印加において30,700ボルト、クラフト紙変圧器が20,500ボルトで破壊するという結果を得た。絶縁破壊試験後コイルを解体し、各位置の絶縁紙について機械的強度を測定比較したのが表5.1である。これによるとアミン添加紙変圧器ではコイル内のいずれの位置においても強度の差がほとんどないのに対し、クラフト紙変圧器では位置における差が大きく、最高温度部に近いA部の55~63番試料は破裂強度残率が約60%強であることは、実際変圧器における局所破壊の機会がアミン添加紙変圧器において同様過負荷条件下ではきわめて少なくなることを示していると考えられる。

変圧器用耐熱処理紙の実用性能試験・白井・神谷・管・清水・池田

## (2) 160°C 運転の場合

最高温度部160°Cに保持し8日間連続加熱した後の試験経過を図5.2に示した。このとき油温は平均90°Cであった。

今回は第1回目10倍の短絡印加後、両者とも耐電圧試験には合格したが、絶縁抵抗試験では次のようにかなりの差が認められた。

	H-LE	L-HE	H-L
アミン添加紙変圧器	100 MΩ	150 MΩ	150 MΩ(46°C)
クラフト紙変圧器	3 MΩ	0	4 MΩ(48°C)

第2回の15倍短絡電流印加によってクラフト紙変圧器は異常を認め、耐電圧試験において電圧印加できなかった。アミン添加紙変圧器は第3回目の10倍短絡電流印加後の誘導耐電圧試験の際、昇圧中発煙し、レア・ショートを生じて破壊した。

今回の試験では短絡電流印加時間を2秒としたが実際には短絡強度試験において継電器の動作性能から10~20c/sが選ばれていることでもあり、印加時間を適当に短くすることによって短絡破壊に至るまでの経過についてクラフト紙絶縁変圧器との差がもっと顕著に出てくるのではないかと考えている。

絶縁紙に使用した添加アミンは同時に油中で使用される各種エナメル線に対して悪影響を与えないことが前回の報告<sup>(1)</sup>で確認されているが、使用絶縁油について連続運転後の性能を試験した結果では一般のクラフト紙変圧器よりいくぶんすぐれていることが示されている。

## 5.1 まとめ

前項では紙巻線について加熱劣化後の各種ヒズミ力に対する絶縁破壊電圧の劣化を調べたが、ここではモデル変圧器について短絡試験を繰り返して絶縁耐力の低下の経過を調べた。最高温度部140°Cと160°Cの二例について述べたが、140°Cの場合にはクラフト紙変圧器に比べ、アミン添加紙変圧器の短絡異常を起こした内部における絶縁破壊電圧が高いこと、160°Cの場合には繰り返して短絡機械力に対して内部紙巻線の異常を発生しにくいことを示している。これを実際運転時に機器に加えらるであろう各種の異常電圧による機械力に対応させることはできないが、紙巻線または層間絶縁物物理的強度の維持・寿命が機器運転時の絶縁耐力に大きな役割を果していることを知る事ができる。

## 6. む す び

絶縁紙の耐熱性を改善する試みとしての化学処理耐熱絶縁紙の中で、アミン添加紙、シアノ・エチル化紙はわが国で実用化されている代表的なものである。当社ではアミン添加による耐熱処理紙を昭和37年4月以降ほとんどすべての油入変圧器に使用しているが、絶縁紙のすぐれた耐熱性が実際に機器に使用された場合の様相・効果を知るためにモデル実験を行ない、加熱劣化後のアミン添加紙使用変圧器がクラフト紙変圧器に比べ、きわめてすぐれた電気性能を維持し、長期運転、過負荷などの条件において耐熱性の改善が運転性能に有効に貢献することが期待できることを示した。

なおアミン添加紙は鉱油中はもちろん、不燃性油中でも同様の耐熱性向上がみられ、窒素封入機器のみでなく空気封入機器においても効果を示しており、各種化学処理耐熱絶縁紙の中でもきわめてユニークなものである。

## 参 考 文 献

- (1) 白井, 大杉, 神谷, 菅, 木野崎: 「三菱電機」 36, 516 (昭 37)

# 三菱ロジック・トレーナ (ディジタル回路実験装置)

小島一男\*・三道弘明\*・鈴木雅弘\*

## Logic Trainer

(Logic Demonstrator of Digital Circuitry for Industry Laboratory and Training Applications)

Kamakura Works Kazuo KOJIMA・Hiroaki SANDŌ・Masahiro SUZUKI

Digital technique, with its present development, is now indispensable in modern industry. In education organs it is now regarded essential for bringing up technique. Research organs and factories are now in urgent need of changing their study and development and also facilities into digital automation. To meet all these requirements and to assist best to the search and exploitation in the education organs. Mitsubishi logic trainers have been brought to entity, as unrivalled products in this country. The applications involve: experimental facilities of logic circuits in the school and educational institutes, automation in the research organs and factories, and parts of control systems in the job sites, all being featured a great deal. Three types of new products were exhibited in an measuring instruments show held in 1964 to win public favor.

### 1. ま え が き

電話の自動交換技術に端を発し、ここ十数年の間に驚異的な発展を遂げたディジタル技術は、今や高速データ処理システムに、自動制御技術、計測技術等々あらゆる近代技術に必要不可欠からざる存在となってきた。

たとえば、街頭の自動販売機のような簡単な装置から電話交換機、データ処理装置、交通機関の座席予約装置、電子計算機、あるいはベルトコンベアの制御、工作機械の数値制御装置のような工場における生産の自動化などディジタル技術の応用は力強く推し進められている。

工場においてはすでにある施設のディジタル制御化を図り、研究機関では新しいディジタル技術の研究開発を行なっているが、適当な実験装置がないために机上の設計に終わって実現することが少なかった。また技術者を養成する教育機関においても紙の上の計算に終始して実のある教育を行なうことができない状態であった。

このたび、このような社会の要望にこたえて教育関係や研究開発におけるディジタル技術の良き友となるべき装置を開発したのでその概要を紹介する。

わが国で唯一のこのロジック・トレーナはディジタル論理回路の実験装置として使用しうることはいうまでもないが、そのほかにディジタル系のシミュレータとして、あるいはオンラインのディジタル制御装置として使用しうるものである。使用目的に適した3機種があり、1964年計測工業展に発表し非常な好評を得た。その電気的機構の仕様を表1.1に示す。それぞれについては次にその詳細を述べる。

表 1.1 ロジック・トレーナの仕様

	LT-1000		LT-2300		LT-3010	
特 長	1. 卓上形 2. 各要素プラグイン・パッケージ方式 3. 回路構成きわめて容易		1. 卓上形 2. プレパッチ方式 3. 超小形回路のモレトロンを使用 4. 回路構成きわめて容易		1. 移動形標準架 2. 要素専用パネル方式 3. 万能論理要素 NOR を使用 4. 回路構成きわめて容易	
論理要素数 (標準形)	AND 20 OR 10 NOT 10 PF 10 EF 4 (以上パッケージ) クロック (1, 10 c/s) 1 リレー (2T) 2 スイッチ 4 デコーダ表示管 2	AND 10 OR 10 NOR 40 PF 8 EF 6 クロック (1, 10 c/s, 外部) 1 スイッチ 10 ネオン 10 表示管 2	NOR パネル (NOR 52, EF 6) 2 面 FF パネル (FF 24) 1 面 AND-OR パネル (AND 12, OR 12) 1 面 TD-RLY パネル (時間遅れ 5, リレー 5) 1 面 CONT パネル (スイッチ 10, クロック 1~100c/s) 1 面 IND パネル (ネオン 20, 表示管 4) 1 面			
要素の実装と交換	各論理要素ごとにプラグインパッケージになっており、容易に着脱できるので任意に構成を交えることができる。 またパッケージを 27 個装着できる予備スペースがある。		カード方式であるため、その着脱は容易であるが、要素の構成を変えることはできない。		要素はカードに実装してあるので着脱容易、また各専用パネルの構成になっているがパネルの着脱により簡単に構成を変えることができる。	
使用法	各要素パッケージのパネル面に入出力ジャックがあり、プラグ付接続コードで、それぞれの端子を接続して自由な回路構成を行なうことができる。		プレパッチボード上に接続コードで要素の入出力端子を接続し、回路を構成したのち本体に装着して使用する。 プレパッチ・ボードを多数準備することにより多くの使用者に能率のよい有効的な利用を計ることができる。		各要素の入出力端子が各パネル面のジャックに出ているので、プラグ付接続コードでこれらの入出力端子を接続することにより任意の論理回路を構成することができる。	
電 源	AC 100 V 50/60 c/s 30 VA		AC 100 V 50/60 c/s 30 VA		AC 100 V 50/60 c/s 100 VA	
外形寸法 重 量	横 幅 700 mm 奥 行 300 mm 高 さ 600 mm 重 量 50 mm	横 幅 600 mm 奥 行 490 mm 高 さ 380 mm 重 量 40 kg	横 幅 570 mm 奥 行 500 mm 高 さ 1,500 mm 重 量 140 kg			
付属品	接続コード 合計 100 本 電源ケーブル (5m) 1 本 ランプ 3 個 ヒューズ 3 個	プレパッチ・ボード 2 面 接続コード 合計 200 本 電源ケーブル (5m) 1 本 ランプ 3 個 ヒューズ 3 個	接続コード 合計 200 本 電源ケーブル (5m) 1 本 ランプ (18 V 2 W) 3 個 ヒューズ 18 個			
備 考	最高周波数 10 kc		標準形は 10 kc 以下の周波数で動作させるが、100 kc までの高速用もある。 デシマル・カウンタ・パネル 半加算器パネル などの専用パネルの用意がある。			

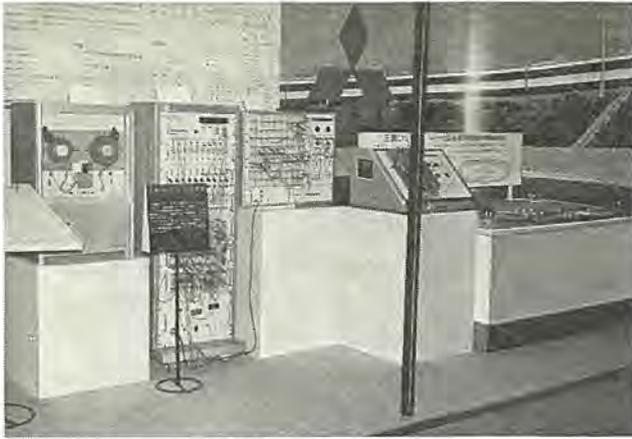


図 1.1 1964 年計測工業展出品の ロジック・トレーナ  
Fig. 1.1 Logic trainer exhibited in 1964 Measuring Instruments Show.

## 2. 論理要素

一般に トランジスタ を用いた論理要素といっても非常に種類が多く、デジタル 計算機に使用されているように高速にするために種々の工夫をこらした高級な回路も含まれる。しかしここで述べるロジック・トレーナは デジタル 計算機ほどの高速性は要求しないかわりに、初心者でも安心して使うことのできる安定で誤動作をせず、故障のない論理要素でなくてはならない。

トランジスタ と抵抗だけから構成されている論理要素としての NOR はこのような要求に最も適したものであると考えられる。

### 2.1 トランジスタ NOR

トランジスタ NOR については今までに多くの文献にその詳細が記されているのでここでは概略を述べるにとどめる。

NOR は元来 NOT と OR が合併してできた新しい言葉で論理的には OR の次に NOT の操作をすることである。たとえば 3 入力の NOR を考えると、入力を  $X_1, X_2, X_3$ 、出力を  $Y$  で表わすと、入出力の関係は

$$\begin{aligned} Y &= \text{NOR}(X_1, X_2, X_3) \\ &= \text{NOT}\{\text{OR}(X_1, X_2, X_3)\} \\ &= \overline{(X_1 + X_2 + X_3)} \end{aligned}$$

となる。この関係を真値表で示すと表 2.1 のようになり、入力がすべて 0 のときのみ出力は 1 となる。

一般に基本論理関係として AND, OR, NOT の三つがあげられているが、NOR であればこれ一つで上述の AND, OR, NOT をすべて実現することができ、別名万能論理要素と呼ばれているゆえんがここにある (図 2.1 参照)。

実際の論理回路の構成においては初めから入力の否定が得られたり、出力も否定が必要なときもあり、または AND→OR→AND→OR→……となるよう論理設計をすれば図 2.1 (c), (d) の NOT を省略することができるので、NOR のみで論理回路を

表 2.1 NOR 真値

入 力			OR ( $X_1, X_2, X_3$ )	NOR ( $X_1, X_2, X_3$ ) $= \overline{X_1 + X_2 + X_3}$
$X_1$	$X_2$	$X_3$		
0	0	0	0	1
1	0	0	1	0
0	1	0	1	0
0	0	1	1	0
1	1	0	1	0
0	1	1	1	0
1	0	1	1	0
1	1	1	1	0

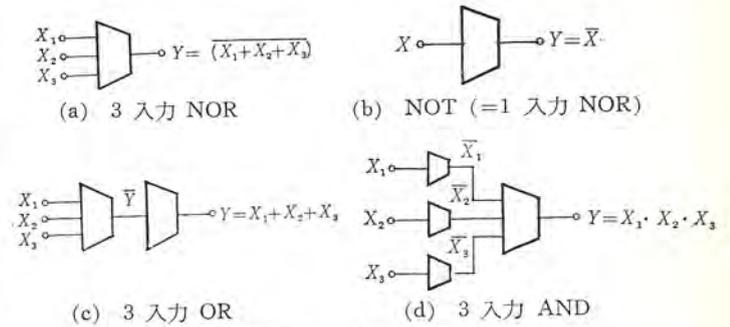


図 2.1 NOR による基本論理関数  
Fig. 2.1 Basic logic functions in NOR system.

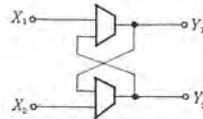


図 2.2 NOR 2 個を用いた Memory  
Fig. 2.2 Memory using two NOR's.

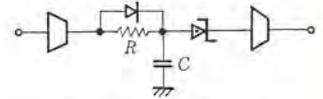


図 2.3 RC を用いた Time delay  
Fig. 2.3 Time delay using RC network.

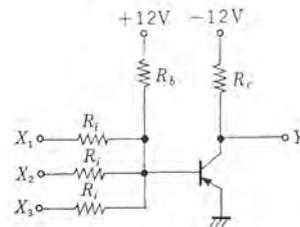


図 2.4 トランジスタ NOR 回路  
Fig. 2.4 Transistor NOR circuit.

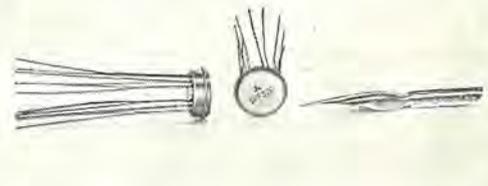


図 2.5 モレクトロン  
Fig. 2.5 Molectron.

構成しても AND, OR を用いた場合に比べて要素数がとくに増加することはない。

記憶要素も図 2.2 のように NOR 2 個を用いて作ることができる。いま  $Y_1$  が 1 で、 $Y_2$  が 0 となっているとき  $X_1$  に 1 が入ると  $Y_1$  は 0、 $Y_2$  が 1 となってその状態を記憶し、 $X_2$  に 1 が入ると最初の状態にもどり 1 bit の記憶が行なわれる。また時間遅延要素が必要な場合は (シーケンス 制御)、普通の CR 時定数回路を NOR の間にはさんで容易に実現することができる。図 2.3 にその一例を示す。

NOR の動作をする トランジスタ 回路の一例を図 2.4 に示す。この回路で入力がすべて 0 (0V) のときにはバイアス 電圧 +12V によってトランジスタがオフの状態 (したがって出力端子には -12V が出る) となり、どれか一つでも入力端子が 1 (-12V) となるとベース 電流が流れてトランジスタをオン状態 (したがって出力端子は 0V) になるように  $R_i, R_b, R_c$  を決定すると、このトランジスタ回路は入力に対して NOR の動作を行なうことになる。

### 2.2 モレクトロン論理要素

モレクトロン 論理要素は当社で開発した超小形、高信頼性、高速性の要素で、その大きさは図 2.5 に示すとおりである。論理回路は前に述べた NOR 回路であるが、モレクトロン 1 個の中に NOR 要素は 2 個、エミッタ・フォロア は 2 個、フリップ・フロップ は 1 個収容さ

れている。モロトロ要素は後述のロジック・トレーナ LT-2300 に全面的に使用しているが、この要素を用いることによって装置が非常に小形軽量となっている。

### 3. LT-1000 形ロジック・トレーナ

ロジック・トレーナ LT-1000 (図 3.1) はデジタル回路の初級者に適するよう設計製作したもので、論理要素も AND, OR, NOT および FF (フリップ・フロップ) という最も一般的なものに表示されている。それぞれの要素は 1 要素ごとにパッケージとなっていて、容易に着脱できるので数量の増減や位置の交換が楽に行なえる。またパッケージのパネル面には図 3.2 に示すように各要素の記号がしるされていて使用上非常に便利である。

#### 3.1 論理要素

論理要素は前述のように プラズミン・パッケージ 形となっていて、パッケージ収容パネル 1 面に 27 個のパッケージをそり入ることができるようになっている (図 3.1 参照)。収容パネルは 3 面あり、標準形ではその中の 2 面に表 1.1 に示す数 (合計 54 個) のパッケージが装置してあり、残りの 1 面は予備のパネルとなっている。また各パッケージは専用工具を用いて着脱することができる。

各論理要素パッケージのパネル面は図 3.3 に示すようになっていて、すべてに出力を表示するネオンランプがついている。すなわち、たとえば AND 要素で 3 個の入力端子にすべて 1 (-12V) が入ると出力ジャックから 1 が出ると同時にネオンが点灯してそれを表示する。

AND 要素は図 2.1 (d) に示すような NOR で構成されている。定数 1 のジャックには -12V が出ている、3 入力 AND を

2 入力 AND として使用する場合、残りの 1 入力端子に接続して 1 を入れるためのものである。

OR 要素は図 3.4 に示すようにダイオードで構成されていて、いずれかの入力に 1 が入るとネオンが点灯して出力に 1 が出る。

NOT 要素は図 2.1 (b) に示す回路である。

FF 要素は図 3.5 に示すように一般によく使用されているフリップ・フロップと同じ回路構成である。トリガ入力端子は FF でカウンタを構成した場合のカウンタパルスの入力端子である。セット入力に 1 が入ると出力 1 は 0 に、出力 2 は 1 になり、リセット入力に 1 が入ると出力 1 は 1 に、出力 2 は 0 になる。

EF (エミッタ・フォロア) 要素は一つの論理要素の出力端に 5 個以上の負荷を接続する必要がある場合に、一度 EF を通してから接続する。すなわち電流増幅器である。

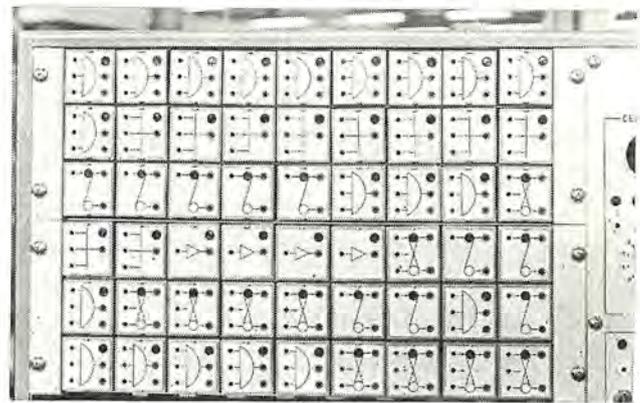


図 3.2 パッケージ・パネル  
Fig. 3.2 Package panel.

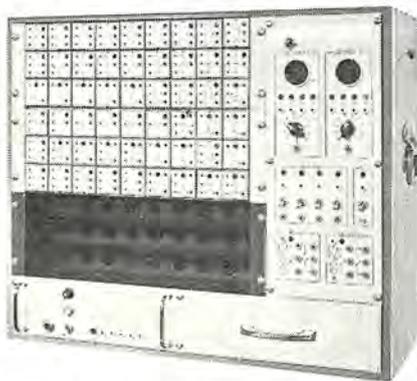


図 3.1 LT-1000 形ロジック・トレーナ  
Fig. 3.1 Logic trainer LT-1000.

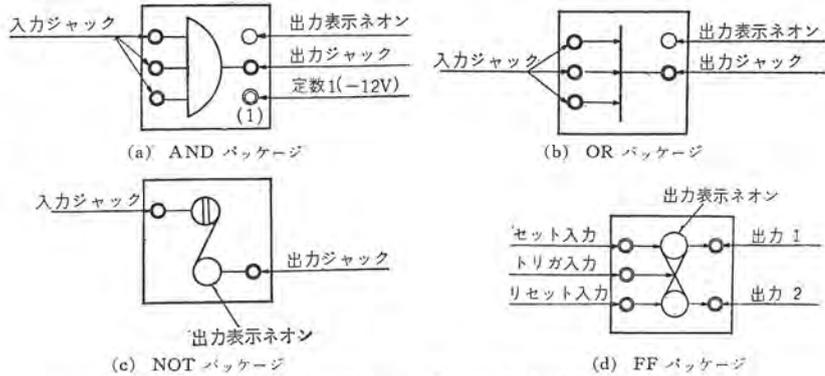


図 3.3 各論理パッケージ Fig. 3.3 Logical packages.

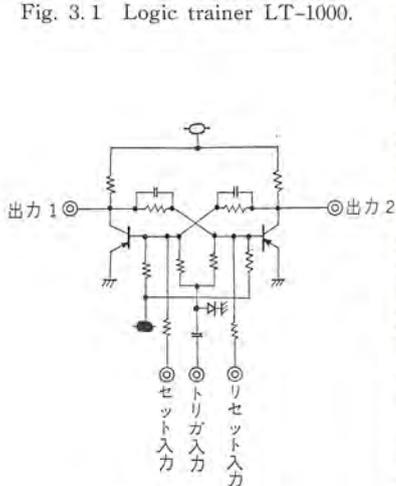


図 3.5 FF 回路  
Fig. 3.5 FF circuit.

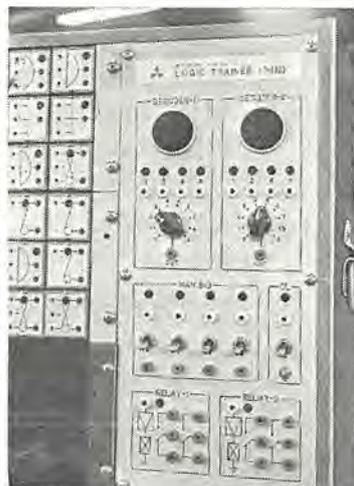


図 3.6 表示・制御パネル  
Fig. 3.6 Indicator and control panel.



図 3.4 OR 回路  
Fig. 3.4 OR circuit.

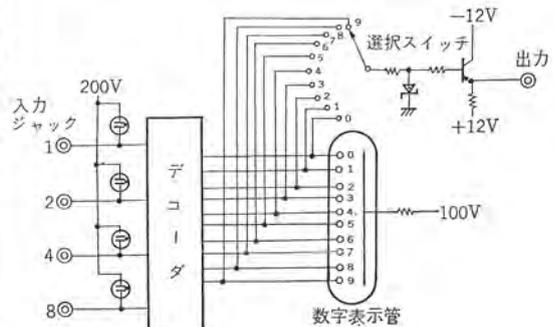


図 3.7 デコーダ  
Fig. 3.7 Decoder.

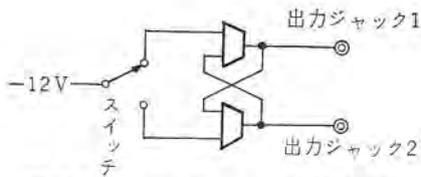


図 3.8 スイッチとチャタリング防止回路  
Fig. 3.8 Switch and chatterless circuit.

### 3.2 制御・表示パネル

このパネルには制御用スイッチ、クロック・パルス発振器、デコーダ(2進化10進→10進)兼数字表示およびリレーが実装されていて(図3.6)要素の構成や数量は固定で変えることはできない。

このパネルで使用している論理要素はカード方式となっていてパネルの裏側に実装されている。

デコーダは図3.7に示す回路構成になっていて、入力端子に1, 2, 4, 8の2進化10進数が入ると10進数に変換されて数字表示管を点灯する。変換された10進数は同時に選択スイッチに接続されており、たとえば選択スイッチを5に設定すると入力5(数字表示管の5が点灯する)になると出力端子に信号を出す。したがって、この回路はカウンタの内容を10進数で表示するとともにカウンタの内容がある数になったときに出力信号を出すいわゆるリセット・カウンタとして使用することができるようになっている。

スイッチは各種の制御信号を作るためのものでトグルスイッチを用いているが、この種スイッチで論理回路に信号を入れる場合しばしば接点のチャタリングが問題となるので、本装置では図3.8に示すようなチャタリング防止回路が入れている。スイッチを上へ倒すと上の出力ジャックから1の信号が、下に倒すと下の出力ジャックから1の信号がでる。

クロック・パルス発振器は非安定マルチバイラータで1c/sと10c/sを発振させ、スイッチの切り換えていずれか一方を取り出すことができる。ネオンがついているので容易にクロック・パルスを確認することができる。クロック・パルスとして外部の適当な発振器を使用することはもちろんである。

リレー回路は入力ジャックに1の信号が入ると内蔵の駆動アンプによってリレーが動作する。接点出力として2トランスファ接点が出力ジャックに出ているので、適当な外部の機器をこのリレーで制御することができる。または外部の信号でリレーを動作させて論理回路にその信号を入れることもでき、このリレーは入出力の媒体としての用途がある。

### 3.3 電源パネル

電源パネルは左右の止めネジをはずすと容易に引き出すことができ、また前面パネルに各直流電源のジャックが出ているので保守点検をきわめて容易に行なうことができる。

直流電源は論理パッケージを全部実装(合計81個)しても十分まかなえる容量をもっており、その仕様を表3.1に示す。

### 3.4 使用法

LT-1000の使用法はLS-2300, LT-3010についても同じであ

表 3.1 電源の仕様 (LT-1000形)

直流電源	負荷電流	出力電圧	備 考
+200V	0~20mA	+180~210V	ネオン用
+100V	0~20mA	+90~105V	
-100V	0~100mA	-80~105V	
+12V	0~20mA	+11~13V	論理回路用
-12V	0~1A	-11~14V	

### (1) 真値表の作成

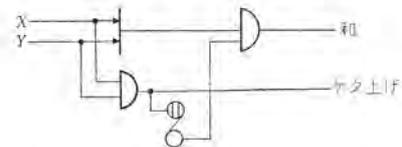
X	Y	和	ケタ上げ
0	0	0	0
1	0	1	0
0	1	1	0
1	1	0	1

### (2) 論理式の誘導と論理演算

$$\begin{aligned} \text{和} &= X \cdot \bar{Y} + \bar{X} \cdot Y \\ &= (X+Y) \cdot (\bar{X}+\bar{Y}) \\ &= X \cdot \bar{Y} + \bar{X} \cdot Y \\ &= (X+Y) \cdot (\bar{X}+\bar{Y}) \\ &= (X+Y) \cdot (\bar{X} \cdot \bar{Y}) \end{aligned}$$

$$\text{ケタ上げ} = X \cdot Y$$

### (3) 論理回路



### (4) 回路の構成

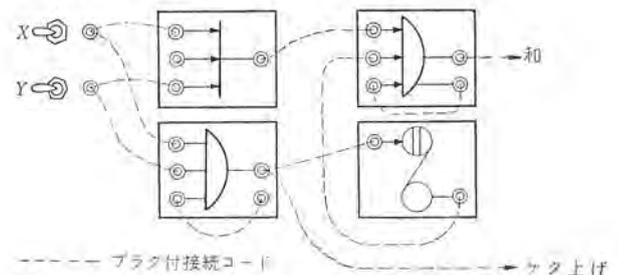


図 3.9 LT-1000形ロジック・トレナーの使用法  
Fig. 3.9 Set-up sequence of LT-1000.

るが、LT-1000は前述のようにAND, OR, NOT, FFなどをそのまま表示してあるので、論理回路図をそのまま回路に写し直すことができるので使いやすくまたチェックするのに便利である。すなわち論理回路図に従って接続コードでそれぞれの論理要素の入出力端子間を接続すればよい。

半加算回路について手順や要領を図3.9に示す。

#### 操作上の注意

1. 回路を構成するときは必ず電源を切って行なうこと。
2. 回路構成を終わり、回路に誤りないことを確かめた後電源を入れること。
3. 電源の端子(電源パネルの各ジャックおよびANDパッケージの定数(1)のジャック)を接地しないこと。
4. 接続コードの一端のみを接続し他端をフラフラさせておくと接地あるいは他の端子と短絡しやすいので、必ず両端をしっかりと接続すること。

### 4. LT-2300形ロジック・トレナー

LT-2300は前述の超小形回路モジュール論理要素を使用しているので装置が非常に小形となり、またフレッチ方式を採用しているためフレッチボードを多数用意すれば多くの人が同時にプログラムすることができ、回路構成が終わった人から順次本体に装着して実験することができるので、LT-1000, LT-3010などに比べて本体の利用率が高くなり教育用として最も適しているといえる。またフレッチボードに組まれた回路をそのまま保存しておくことができるなどの多くの特長も持っている。(図4.1)



図 4.1 LT-2300 形 ロジック・トレーナ  
Fig. 4.1 Logic trainer LT-2300.

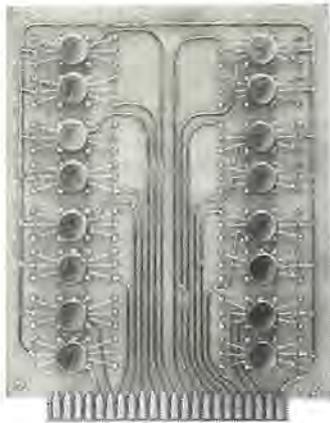


図 4.2 モレクトロン・カード  
Fig. 4.2 Moletron card.

#### 4.1 論理要素

論理要素としては AND, OR, FF, NOR および EF であるが、素子はすべてモレクトロンの NOR, FF および EF で構成されている。したがって AND, OR は図 2.1 に示すような回路でともに 3 入力であり、NOT 要素は NOR 要素そのままを使用する。これらのモレクトロンは プリン 基板上に取り付けられたカード形式となっている (図 4.2)。

論理要素以外の数字表示管や ネオン を点灯するための駆動回路とクロックパルス発振器はトランジスタを使用し、論理要素と同じようにカード形式となっている。

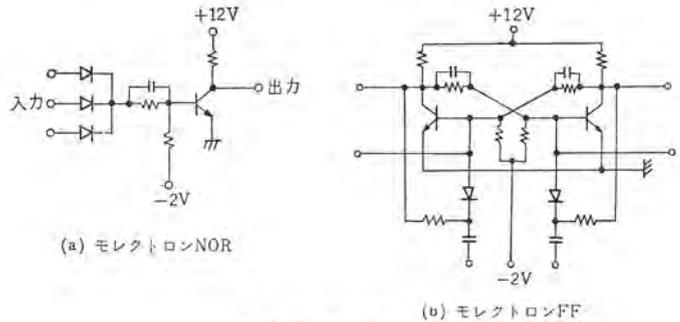
モレクトロン 論理要素は小形となると同時に高速性をもたせるために今までに述べた NOR の回路構成とは異なり図 4.3 に示すようになっている。モレクトロン 論理要素の仕様の大略は次のとおりである。

##### NOR (5NR31E)

電源電圧 (正)	最大 15 V
"    (負)	最大 -2.4 V
動作周囲温度	-20~+85°C
消費電力	48 mW
負 荷	最大 5 個
入力電圧 (ON にする電圧)	最小 5 V
"    (OFF " )	最大 1.2 V
出力電圧 (ON 電圧)	0.25 V
"    (OFF 電圧, 負荷 0)	12 V
"    ( " , 負荷 5 個)	7 V
動作繰返し周波数	1 Mc

##### FF (5FP31E)

電源電圧 (正)	最大 15 V
"    (負)	"    -2.4 V



(a) モレクトロン NOR

(b) モレクトロン FF

図 4.3 モレクトロン 論理要素  
Fig. 4.3 Moletron logical elements.

動作周囲温度	-20°~+85°C
消費電力	48 mW
負 荷	最大 4 個
トリガパルス 電圧	最小 5 V
トリガしない電圧	1 V
出力電圧 (ON 電圧)	0.35 V
"    (OFF 電圧, 負荷 0)	11 V
"    ( " , 負荷 4)	6 V
動作繰返し周波数	500 kc

LT-2300 に限って論理的 "1" は +12 V であり, "0" は 0V であるので注意しなくてはならない。

#### 4.2 制御・表示パネル

クロックパルス発振器は 1 c/s と 10 c/s を内蔵しており、そのほか外部からのクロック信号を受けて整形して出すこともできる。これらはロータリスイッチで切り換えるようになっていて、内蔵の 1 c/s, 10 c/s の発振は非安定マルチバイブレータで行ない、シュミット整形回路を経て出力端子に信号を送っている。また外部からのクロック信号はシュミット回路で整形されて出るようになっている。

数字表示管は内部にデコーダ形の点灯駆動回路をもっているもので、2 進 10 進数を入力端子に入れば 10 進の表示をするようになっている。

そのほか、ネオン と スイッチ が実装されている。

#### 4.3 電源

モレクトロン 要素の消費電力が少ないため、全面的に要素を使用しても全消費電力は 30 VA である。各直流電源の仕様を表 4.1 に示す。

表 4.1 電源の仕様 (LT-2300 形)

電 源	電 圧	負 荷	備 考
+ 12V	+11~+13V	0~500 mA	論理要素
- 2V	-1.8~-2.2V	0~ 50 mA	
- 12V	-11~-13V	0~120 mA	
+100V	90~105V	0~ 5 mA	数字表示管
-100V	- 90~-100V	100 mA	
+200V	190~210V	0~ 5 mA	ネオン

#### 4.4 使用法

各論理要素の入出力端子、数字表示管やネオン点灯のための入力端子、スイッチの各接点、クロックパルス発振器の出力などすべての端子がラパッチペイの端子に接続されているので、回路の構成はラパッチボード上で接続コードを用いて結線し、ペイに装着すればよい。

LT-2300 を使用する要領は LT-1000 で述べたものとほとんど同じであるが、ラパッチ方式をとっているため回路を構成するに

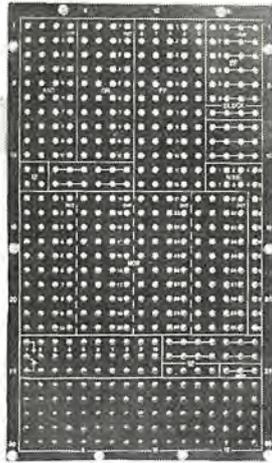


図 4.4 プレパッチ・ボード  
Fig. 4.4 Pre-patch board.

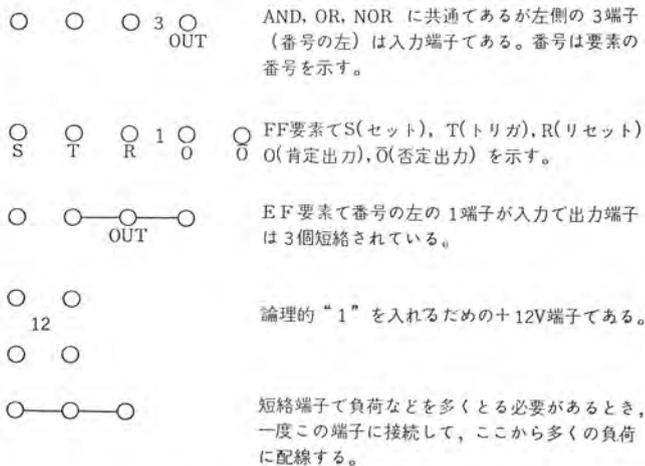


図 4.5 プレパッチボード上の記号  
Fig. 4.5 Symbol of pre-patch board.

あたって特別に注意することがあるので以下に列記する。

(1) プレパッチボードをベイからはずす。そのためには左側のレバーを手前に止まるまで引くとスプリングの力でボードが下方に押し下げられるから、ボードの左右についている金具部を持ってベイから引きががすようにするとクランプ機構がはずれてボードが離れる。(図 4.4)

(2) ボードを机上に置いて回路の接続を行なう。この場合図 4.5 に示す記号に注意すること。

(3) 回路構成が終わるとボードをベイに装着する。これは 1 と逆の要領で行なう。このときベイについている接触端子を損傷するおそれがあるので十分注意して慎重に操作しなければならない。

レバーを元の位置にもどすとボードが約 4mm 上に押し上げられてボードのプラグとベイの端子が接触して回路が完成される。

(4) もし誤配線などのために接続を変えなくてはならない場合は、レバーを手前に止まるまで引き、ボードのプラグとベイの端子の接触を離れた後に回路変更をしなくてはならない。もしそのままプラグを抜いたりそう入したりするとベイの端子を損傷するので注意しなくてはならない。

(5) ロジック・トレナーを使用しないときは必ず空ボードをベイに装着しておいて、不測の事故でベイの端子を傷つけないようにすること。

(6) プレパッチボードは必ず平面上に置いて保存すること。

三菱 ロジック・トレナー (デジタル 回路実験装置) ・小島・三道・鈴木



図 4.6 回路の構成  
Fig. 4.6 Construction of logical circuits.



図 4.7 プレパッチボードの装着  
Fig. 4.7 Fitting of pre-patch board.

(7) 予備の端子は外部との接続その他の用途に使用してさしつかえない。

## 5. LT-3010 形ロジック・トレナー

LT-3010 形のロジック・トレナーは図 5.1 でわかるように LT-1000 や LT-2300 とはだいぶ趣を異にしている。すなわち専用パネル方式を採用し、ビルディング・ブロック方式で全体が構成されている。たとえば NOR 要素であればそのパネルには NOR 要

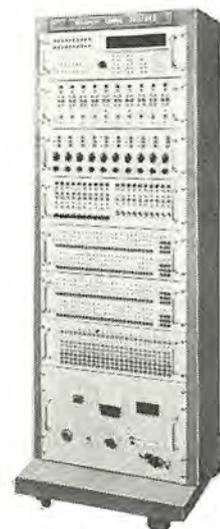


図 5.1 LT-3010 形ロジック・トレナー  
Fig. 5.1 Logic trainer LT-3010.

素と多くの負荷をとるとき必要な EF のみを収容し、他の要素たとえば FF や AND, OR などを実装されていない。このように機能的に分けられた各パネルを1架に7パネル収容でき、その標準の構成は表 1.1 に見られるとおりであるが、7パネルの範囲内では任意の構成が可能である。

LT-3010 はその標準構成からもわかるように NOR 要素を主体としているので、中級および上級者の実験装置あるいはシミュレータとして使用するのに適し、さらにオンラインのデジタル制御装置として用いることも可能である。そのために時間遅れ要素のような特殊な要素も標準構成に入れてある。

動作周波数は標準形は低速用で最高動作周波数は 10 kc であるが、とくに高速の要求があるときは 100 kc の高速用の用意がある。また標準の要素以外にソフト・レジスタ、テニマルカウンタ、ハーフ・アダーなどの専用パネルも要求があれば製作する。

また本装置においては、信号レベルは次のように定められている。

論理的 "1"	-12 V (-6 ~ -12 V)
論理的 "0"	0 V (0 ~ -0.25 V)

### 5.1 論理要素

LT-3010 に使用している論理要素はネオン点灯要素なども含めてカード方式を採用しており、後のカバーを取りはずせば容易にカードを着脱することができる。

NOR パネルは3入力の NOR 要素 52 個と EF 要素が6個実装されている。NOR の出力負荷としては NOR を5個までしかとることができないが、EF の出力負荷としては NOR を10個までとることができる。NOR および EF の表示法は図 5.2 に示すとおりである。

FF パネルには 24 個の FF が収容されており、各 FF には3個の入力端子があって、それらはおのおのセット入力、リセット入力および対称トリガ端子である。セット入力端子に "1" の信号を加えるとセット出力が "1" となって保持され、またリセット入力端子に "1" の信号を加えるとリセット出力が "1" となって保持される。対称トリガ端子に方形波が加えられるとそのたびに FF の状態が反転し、セット出力とリセット出力端子が交互に "1", "0" を繰り返す。すなわちこの端子は主としてカウンタを作るときに必要な入力である。

セット出力およびリセット出力ともに出力負荷として NOR 3

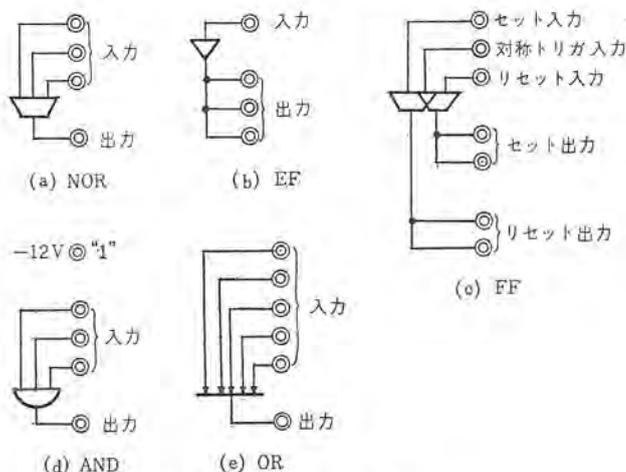


図 5.2 論理要素の表示  
Fig. 5.2 Symbol of logical elements.

個までとることができる。それ以上必要な場合は NOR パネルの EF を使用しなくてはならない。

AND・OR パネルは3入力 AND が12個、5入力 OR が12個収容されている。AND, OR とともに図 2.1 の (c), (d) に示すように NOR 要素で構成されており、ともに出力負荷として5個までとることができる。図 5.2 でわかるように AND 要素の入力ジャックの上部に -12 V の端子が出ているが、これは3入力 AND を2入力 AND として使用するとき残りの入力端子に "1" を入れるためのジャックである。

IND パネルにはネオン表示管が20個と数字表示管が4個実装してある。数字表示管の点灯は入力として2進10進数の 1, 2, 4, 8 の信号を入れてやれば、内部で10進数に変換して 0~9 を点灯するようになっているので、カウンタの内容を表示するのに便利である。

CONT パネルには5個の押しボタン・スイッチと5個のトグルスイッチおよびクロック・パルス発振器 (1, 10, 100 c/s, EXT) が実装されている。押しボタン・スイッチは1メグ、1ラレーの接点、トグルスイッチは1トランスファ接点を有し、各種入出力の制御、信号の ON, OFF および切り換えを行なう。クロック・パルスは非安定マルチバイブレータにより発振させ、1, 10, 100 c/s と切り換えることができ、また外部のクロック源から信号を取り入れることもできる。もしスイッチのチャタリングが問題となるときは図 3.8 に示すような防止回路をつけて使用する。

TD・RLY パネルは時間遅れ要素が5個とリレーが5個収容されている。リレーは入力端子に "1" が入ると駆動増幅器がリレーを動作させ、接点出力はリレー1個あたり2個のトランスファ接点である。リレーは外部からの信号を得て、ロジック・トレイの各部に信号を送る場合および外部へ信号を送り出す場合などに便利である。また内部において論理素子としてももちろん使用できる。

時間遅れ (TD) 要素の原理は図 2.3 と同じであるが、その詳細を図 5.3 に示す。遅れ時間 ( $t_d$ ) はスイッチの切り換えと可変抵抗器の変化によって約 0.1~10 秒の間を連続に変えることができる。

### 5.2 電源

本装置の電源は、オンラインの制御装置として現場で使用する場合を考慮に入れて 100 VA の自動電圧調整器を内蔵している。こ

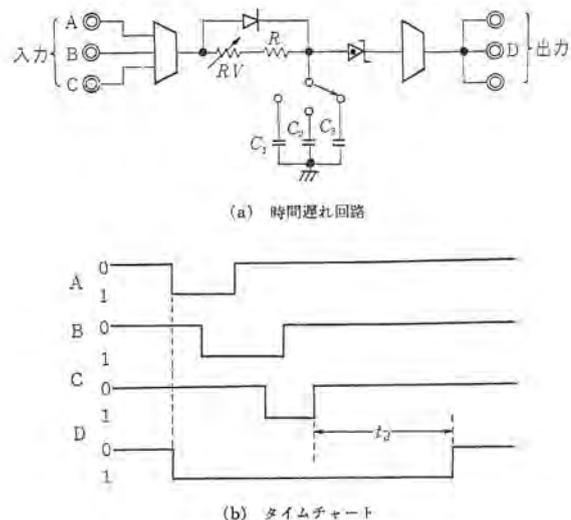


図 5.3 時間遅れ要素  
Fig. 5.3 Time delay element.

表 5.1 電源の仕様 (LT-3010 形)

電 源	負 荷	出 力 電 圧	備 考
+100V	0~30 mA	90~105V	} 数字表示管
-100V	500~700 mA	-90~-105V	
+12V	0~50 mA	11~14V	} 論理要素
-12V	0~800 mA	-11~-14V	
-24V	0~700 mA	-20~-26V	} リレー ネオン
+200V	0~20 mA	180~210V	

の AVR は入力電圧の 100 V+20 V~-30 V の変動に対して出力変動は 3% 以下である。

直流電源の仕様は表 5.1 に示すとおりで、7 個のパネルをどのような組み合わせにしても十分供給し得る容量をもっている。

また AVR は 50 c/s 用と 60 c/s 用を簡単にスイッチで切り換えることができる。

各直流電源は電圧計でチェックすることができ、また電源のパネルのジャックに接続されているので電源のほかへの流用などに便利である。また各直流電源と交流入力回路に警報ヒューズがはいっていて、過電流によって熔断すると内蔵の警報ラザーが鳴るので容易に確認できる。

### 5.3 使用法

LT-3010 を使用する要領は LT-1000 とまったく同じである。

## 6. 接続コード

接続コードはロジック・トレーナ全機種に共通に使用できるもので、両端にプラグがついている。このプラグはジャックもかねており、何段も重ねて接続することができるが、あまり多く重ねると機械的なショックに弱くなるので原則として2段以上は重ねないようにすることが必要である。したがってパネル上に1個だけしかジャックが出ていなくても多数のコードを接続することが可能である。

接続コードの着脱は必ずプラグの部分を持って行かない、コード部分をもって引き離すことは避けなくてはならない。

## 7. む す び

以上ロジック・トレーナの3機種についてその概要を述べてきた。考えるにアナログ計算機はアナログ演算要素の入出力端子を出しておき、それらを組み合わせることによって所期の演算を行なわせ

るものである。考え方としてロジック・トレーナはアナログ演算要素がデジタル論理要素に変わっただけであるのに、アナログ計算機は古くから使用されているにかかわらず、なにゆえにロジック・トレーナのごときものが世に出なかったか不思議に思われるほどに、使ってみて有効便利な装置である。

もしロジック・トレーナを教育面に応用するならばその効果は計り知れないものがある。単なるデジタル回路の実験装置としてのみでなく、ティーチング・マシンとしての用法など教育機関における応用は広い。

また研究所や工場などにおいて、デジタル機器の研究開発や設計をするおり、経験からしても不用意な誤りを数多くするものであり、装置完成後にその誤りを見出すのにばくだいな時間を必要とするが、設計の段階でこのロジック・トレーナでシミュレーションすることによってかかる誤りを完全に除くことができる。これは原価低減に大きな役割を演ずることにほかならない。

デジタル制御機器の製作に先だって、ロジック・トレーナでまず制御装置を組み、現場において十分その効果や結果を吟味し、確認することができる。またそのままロジック・トレーナを制御装置として使用してもなんらさしつかえない。

ロジック・トレーナは開発して日もまだ浅いため、その応用面においてそのすべてをつくすことはできないが、今後は機会があるごとにロジック・トレーナの応用に関して検討を重ねてゆきたいと思う。また今後上述の機種に続いて LT-4000 および LT-5000 の開発も計画しており、ロジック・トレーナのシリーズがより有効な応用面を見出し、デジタル技術の進展とともにいっそう広い分野において、ますます賞用されんことを期待してこの稿を終えることにする。

## 参 考 文 献

- (1) 浜岡・大野・山崎：トランジスタ形論理要素 NOR, 「三菱電機」34, 12 (昭 35)
- (2) 中嶋：三菱ロジック・トレーナ, 52, (1963)
- (3) 中嶋：論理設計の基礎とロジック・トレーナの応用「OHM」50, 12 (昭 38)
- (4) Compact Training Computer Performs Variety of Local Functions International Electronics p.25 (Aug. 1963).

## 北上川洪水計算用電子計算機

大鳥羽幸太郎\*・柴谷浩二\*・桑田博\*

## Flood Simulator for the River Kitakami

Kamakura Works Kōtarō ŌTOBA・Kōzi SHIBATANI・Hiroshi KUWATA

Marked development of electronic computers has resulted in the production of a variety of simulators. As one of the outcomes a hybrid computing system has been manufactured to perform analysis and trace of the flood for the river Kitakami. Having an analog computer as a main assembly, the system operates to indicate the level of water and the volume of flow at every moment in the main stream and each branch according to the volume of rain fall given by means of punched paper tape. It is an unprecedented, large scale special system put into practical use, moreover impression to a computer circuit of volume of rain fall with a multiplex time variable function generator and turning to production of the unit hydro graph through the transfer function representation are the most conspicuous among many features.

## 1. ま え が き

アナログ計算機(以下アナコンという)およびデジタル計算機の発達は、“生きた数学的モデル”の提供を可能にし、シミュレータ(simulator)なるものが出現した。従来まで“シミュレータ”は主として、航空機、ミサイルおよび原子炉のごとく、人工的な物体の制御に重点が置かれてきたが、最近では自然現象を対象とするようになってきている。

これから述べる北上川洪水計算用電子計算機もこの一例で、アナログ計算機を主体とし、雨量関数をデジタル的にそう入する方法をとっており、いわゆる一種のハイブリッドシステムを採用した画期的なものであり、国産実用機としてはわが国最初のものであり、海外においてもかかる大規模の専用機は例をみない。昭和38年3月東北地方建設局に納入され、現在順調に稼働している。その外観を図1.1に示した。

## 2. 背景となる北上川の特異性

北上川は東北第一の大河川であって、岩手県御堂村に発して、東側に北上山脈、西側に奥羽山脈から発する大小幾多の支川を合わせ、盛岡市、日詰町、花巻市、北上市、水沢市、前沢町、一の関市を縦貫し狭窄部に入り、県境川崎村を経て宮城県に流下柳津地先で新田河川に分流し、上流の洪水は(計画として)新川を流下して、飯野川を経て、追波湾へ注ぐ。このうち岩手県分流域は面積7,859 km<sup>2</sup>、流路195.3 kmにおよぶ。(図2.1参照)この北上川は次のような特異性がある。

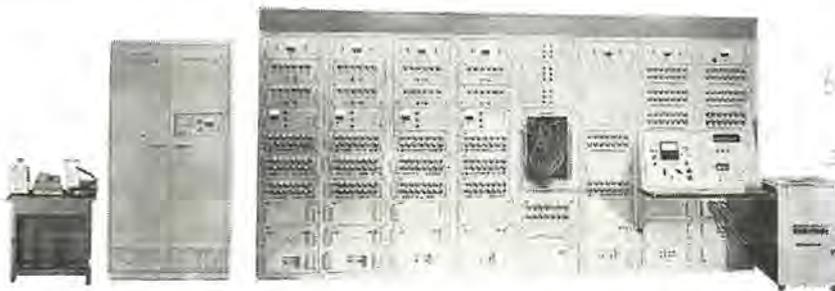


図 2.1 北上川流域(岩手県分)略図  
Fig. 2.1 A map of the Kitakami basin (part of Iwate prefecture).

(1) 奥羽、北上両山脈の間を流下しており、降雨分布が複雑なうえ、急激な洪水流出の大支川が各所で合流し、しかもこれらの支川は幹川の流況に支配的影響を与える。

(2) 一の関支流に大狭窄部があり、この狭窄部上流に洪水現象を生じる。

(3) 河川改修工事の進捗率は、小さくまだ無堤部が多く、はんらん現象が原始的に繰り返され、中小洪水といえども被害を生ずる。またダムよりの放流は、とくに慎重を要するとともに、工事の進むごとに、河況が著しく変化してゆく。



左端より光電式テープリダ、雨量関数発生器、アナログ計算機、4素子同時書オシロ

図 1.1 北上川洪水計算用電子計算機(MELCOM EA-7114形)  
Fig. 1.1 Flood simulator for the river Kitakami (MELCOM EA-7114 type).

(4) 洪水調節を主目的とするダム群を持ち流域の大きな部分を占めており、河道の各所で、洪水波形を予想しなければその万全を期し得ない。

これらの点よりの次のような、洪水計算用電子計算機の必要性がある。

- (a) 五大ダム群の合理的な統合操作
- (b) 北上川の特異な水理現象の解明にあたって、河状の変化による影響の解明、洪水現象の解明
- (c) 北上川の洪水予報にあたって、支川合流状況の解明による所要時間の短縮と精度の向上
- (d) ダムによる洪水調節効果の確認
- (e) 河川改修計画の問題点のはあく

### 3. 数学的モデルの構成

河川の流出機構については、降雨が河川の流域から流出し、河道に入って流下する現象を時間的にも位置的にも解析する必要がある。

したがって降雨が河道に入らるまでの、いわゆる水文現象と非定常な河道の流れである水理現象を総合的に対象としなくてはならない。

まず降雨の流出現象については、水文学の分野で Sherman のユニットグラフの方法、また Maskingam に始まる貯留関数法がよく知られている。(1)(2)(3)

前者は現象の線形性を前提とした理論法であるのに対し、後者は非線性を考慮した経験式といふことができ、実際の問題解決にあたり、どちらの方式を採用するかは、各河川に応じて過去のデータの解析により、決定すべき問題である

さらに本川の流量計算もどの程度まで行なうかによって、同じ河川についてもかわり、上流から下流までを総合的に行なう場合には、河道特性よりきまる運動式と連続式よりなる偏微分方程式を解く方法が用いられるのが一般である。ただし小規模の計算に際しては、流域における降雨流出現象と、河道における洪水追跡との両者の本質が非常に緩慢な不定流であるところに注目して、貯留関数法を適用する場合がある。採用すべき種々の方式についてもおのおの一長一短があり、土木工学的見地と計算機の見地の両者について論ずる必要がある(4)。

この北上川洪水計算に関しては、降雨より支川流出量についてはユニットグラフ法を用い、本川の流量計算については、運動式と連続式よりなる偏微分方程式を階差方程式に変換して解く方法を適用した。

#### 3.1 河道の基本式(1)(2)

河道を流下する不定流の運動の基本式は次式で与えられる。

$$\frac{\partial H}{\partial x} + \frac{1+\eta}{g} \frac{\partial v}{\partial t} + a \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{v^3}{xg} \right) + \frac{v^2}{C^2 R} = 0 \quad (3.1)$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} a &= \int_A \left( \frac{v}{v} \right)^3 \frac{dA}{A} \\ 1+\eta &= \int_A \left( \frac{v}{v} \right)^2 \frac{dA}{A} \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

- $H$ : 水位
- $A$ : 流積
- $x$ : 河床に沿って下流に測る長さ
- $v$ : 断面平均流速

$c$ : Chezy の平均流速係数

$R$ : 径深

$g$ : 重力加速度

$t$ : 時間

また流れの連続性から次式が与えられる。

$$\frac{\partial A}{\partial t} + \frac{\partial Q}{\partial x} = P \quad (3.3)$$

ここに

$Q$ : 流量

$P$ : 流域から河道へ流れこむ単位幅あたり横流入量 ( $P=q/L$ )

実際の洪水解析は、河道を適当な小区間に分割して、式(3.1)および式(3.3)を数値積分しなければならないが、非常に複雑で、手動計算による場合は、実用上ほとんど不可能に近い。

一方これをアナコンを用いて解析する場合、回路に用いられる演算素子をなるべく少なくしたいという、経済上の課題が与えられ、また既に知られているとおり、洪水波が波長の長い長波であり、時間的変動はきわめて緩慢で、かつ河道に沿う運動のエネルギー変化率はきわめて小さいものであるということがわかっている。したがって運動式の第2,3項(慣性項および波動項)は、他項に比べて比較的小さい値となり、これを省略することができる。

したがって、式(3.1)は次のようになる。

$$\frac{R^{\frac{2}{3}} A'}{n} \sqrt{-\frac{\partial H}{\partial x}} = F \sqrt{-\frac{\partial H}{\partial x}} = Q \quad (3.4)$$

ここに

$$v^2 = \frac{n^2 Q^2 c^2}{R^{2m-1} A^2} \quad m = \frac{2}{3} \text{ とする}$$

$n$ : 粗度係数

$A'$ : 流過断面

$$F = \frac{R^{\frac{2}{3}} A'}{n}$$

洪水の流下にあたって、河道は流れの通路として働くばかりでなく、その地点の河状に応じて、遊水、はんらんを起こし、流水の一部を貯留する作用が知られている。

洪水時、主水路に接する平地部において、主水路の水位上昇に伴って、同時に水位を上昇させ、とくにその部分の流速水頭が主水路に比べて、十分無視しうる場合、これを河道の静的遊水効果

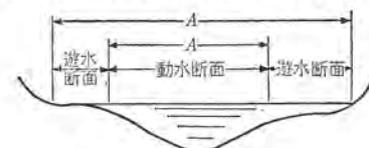


図 3.1 河川の断面図

Fig. 3.1 Cross section of a river channel.

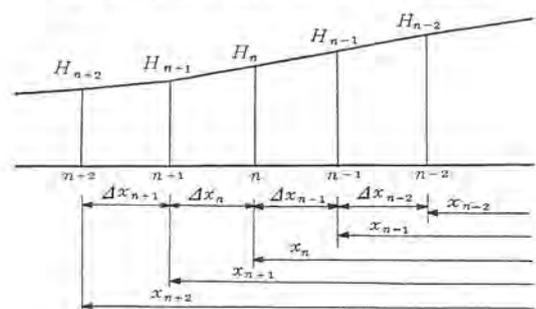


図 3.2 河道の階差化

Fig. 3.2 Difference of a river channel.

と定義する。すなわち図 3.1 に示すとおり、河道の全幅員は遊水断面と動水断面に区別され、解析にあたって運動式に含まれる断面として、動水断面 A' を、また連続式に含まれる断面には全断面 A を、それぞれ区別して用いる必要がある。

### 3.2 河道基本式の階差化

計算に先だて、距離  $x$  に関する階差式に変換しなければならない。式 (3.3), (3.4) を数値計算するため図 3.2 のごとく  $\Delta x$  区間を考え  $\frac{\partial H}{\partial x}, \frac{\partial Q}{\partial x}$  について、Lagrange の不等間隔についての内そう(挿)式を適用して、次の階差式を導入することができる。

$$\left(\frac{\partial H}{\partial x}\right)_{x=x_n} = \frac{H_{n+1} - H_{n-1}}{\Delta x_{n-1} + \Delta x_n} \dots\dots\dots(3.5)$$

$$\left(\frac{\partial Q}{\partial x}\right)_{x=x_n} = \frac{Q_{n+1} - Q_{n-1}}{\Delta x_{n-1} + \Delta x_n} \dots\dots\dots(3.6)$$

したがって式 (3.4), (3.3) はそれぞれ

$$F_n \cdot \sqrt{\frac{-(H_{n+1} - H_{n-1})}{\Delta x_{n-1} + \Delta x_n}} = Q_n \dots\dots\dots(3.7)$$

ここに式 (3.4) の  $F$  は区間  $n$  によって変わるので  $F_n$  と表わした。

$$\left(\frac{dA}{dt}\right)_n + \frac{Q_{n+1} - Q_{n-1}}{\Delta x_{n-1} + \Delta x_n} = P_n \dots\dots\dots(3.8)$$

連続式については、実際の現象と解析用の過去データ適用のため、後方階差を採用し

$$\left(\frac{\partial Q}{\partial x}\right)_{x=x_n} = \frac{Q_n - Q_{n-1}}{\Delta x_{n-1}} \dots\dots\dots(3.9)$$

$\Delta x$  の区間積分を行なうと

$$\int_{\Delta x} \left(\frac{dA}{dt}\right)_n dx + \int_{\Delta x} \frac{Q_n - Q_{n-1}}{\Delta x_{n-1}} dx = \int_{\Delta x} P_n dx$$

$$\frac{dV_n}{dt} + (Q_n - Q_{n-1}) = q_n \dots\dots\dots(3.10)$$

ここに

- $V_n$ : 区間貯留量
- $q_n$ : 区間流入流量

すなわち計算式には、式 (3.7) および式 (3.10) を適用する。

### 3.3 河道流水の境界条件

#### (1) 上流端境界条件

上流端、すなわち 0 断面においては、それより上流の流出関係から与えられる  $Q(t)$  のほかは、その断面の水位～流量関係を用いて、 $H(t)$  は省略する。

すなわち

$$\left. \begin{aligned} Q_0 &= Q_0(t) \\ H_0 &= \psi(Q_0) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3.11)$$

#### (2) 下流端境界条件

一般に河道の任意点が、解析の下流端となる場合は、前述のとおり、 $H(t), Q(t)$ 、ともにあらかじめ与えるということとはできない。

この場合の基本式、式 (3.5), (3.6) の階差化は、前述のとおり各計算点に対して、中心階差を用いて表現されているが、問題の最下流端において、次のように後方階差を用いて表現する。

すなわち

$$\left. \begin{aligned} -F_{n+1} \sqrt{\frac{H_{n+1} - H_n}{\Delta x_n}} &= Q_{n+1} \\ \frac{dV_{n+1}}{dt} + (Q_{n+1} - Q_n) &= q_{n+1} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3.12)$$

式 (3.12) は、最下流端断面を  $n+1$  として表現したものであるが、式 (3.12) を用いれば、最下流端面に必要とする境界条件を省略することができる。なおこの場合、式 (3.12) により後方階差を用いるための、誤差が心配される場合は、解析上必要な下流端断面から、余分に 1～数区間を下流に追加して、その最下流端断面に対して、式 (3.12) の処理を行なえばよいことになる。ただしこの場合  $F_{n+1}$  などの河道特性は実際の地理条件より求めるものを使用するかあるいは、ある程度理想化したものを使用するか、ここに若干の問題が残されている。

### 3.4 流域の集中現象

いままで河道流水の追跡について述べたが、連続式に含まれる横流入量  $q$ 、すなわち流域の集中現象が問題として残されている。降雨が流域の各点から、表面流出して支流、本川流と集まる、いわゆる集中現象については、現象の線形性を前提とするユニットグラフの方法を採用した。

すなわち

$$q_n = \int_0^t R(t-\tau)U(\tau)d\tau \dots\dots\dots(3.13)$$

ここに

- $q_n$ :  $n$  点の時刻  $t$  における横流入量
- $R(t)$ : 降雨(有効降雨)関数
- $U(t)$ : ユニットグラフ

## 4. 計算機用ブロック図の構成

### 4.1 計算区間

対象となるべき河道部分は北上川上流の明治橋より狐禅寺まで、約 106 km を 6 区間にわけ、平均約 17 km が一区間となる。区間定数一覧表は表 4.1 に示す。

### 4.2 表計算用階差式

アタコンにかかる計算式は式 (3.7) と式 (3.10) を使用しこれに関係づける式として

$$V_n = f\left(\frac{H_n + H_{n-1}}{2}\right) \dots\dots\dots(4.1)$$

$$F_n = f(H_n) \dots\dots\dots(4.2)$$

がある。式 (4.1), (4.2) は関数発生器で模擬することになる。この例を図 4.1 に示す。これらの式の アタコン 演算回路を図 4.2 に示す。

ここでアタコン 演算回路構成についての若干の特長事項について述べる。

- (1) 各区間計算部は各ブロックとも同一構成とする。

表 4.1 区間定数一覧

	階差式添字	基準水位 $H_{n0}^*$	一般支川数	ダム支川数	$\Delta x_n$
明治橋	0	115 m	3	2(四十四田, 御所)	0 m
紫波橋	1	89	2 { 鑿川 残流 2-1	0	17,730
朝日橋	2	65	3 { 鑿ヶ石川(下) 神貫川 残流 3-1	1 (田瀬)	24,370
男山	3	49	3 { 和賀川(下) 豊沢川	1 (湯田)	17,020
桜木橋	4	33	3 { 残流 4-2 広瀬川 残流 5-1	1 (石瀬)	13,170
大曲橋	5	23	2 { 荒川 残流 6-1	0	12,950
狐禅寺	6	22	3 { 衣川 盤井川 残流 7	0	18,120
銚子	7	10	0	0	9,880

\* 基準水位とはアタコン演算のためのもの  
添字 0 は上流端境界条件, 7 は下流端境界条件

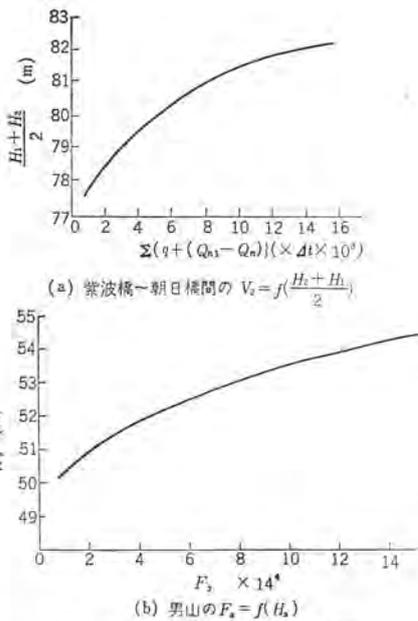


図 4.1 河道特性曲線の一例  
Fig. 4.1 Example of the river characteristics.

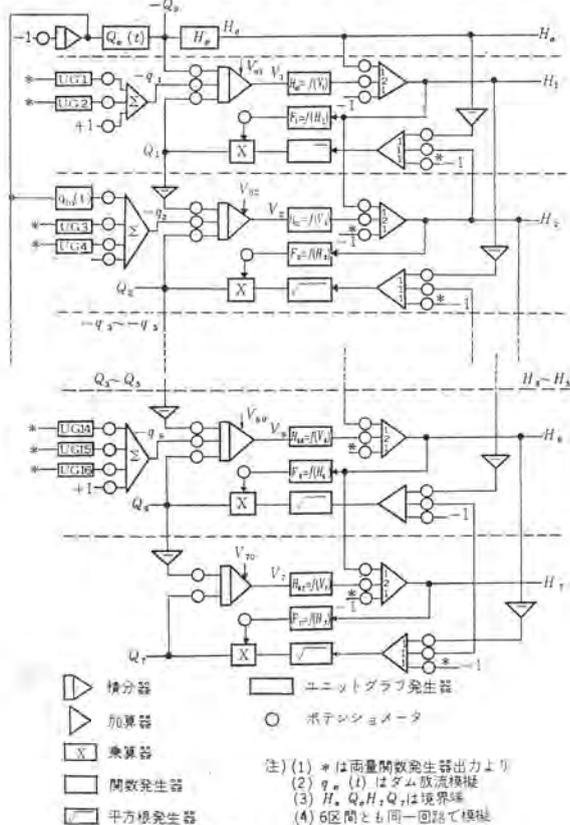


図 4.2 アナコン 演算回路  
Fig. 4.2 Connection diagram of the analog computer for flood simulation.

(2) 水位  $H_n$  は上流から下流まで 120 m ~ 10 m にわたるの  
で基準水位  $H_{n0}$  (ただし物理的な観察時の基準水位と一致しない)  
と変化分  $h$  にわけ、

$$H_n = H_{n0} + h \quad \dots\dots\dots(4.3)$$

区間別に  $h$  のみに対してスケール変換を施すとともに、区間別  
におのおの変換係数をかえていく部分変換法を採用したので、 $H_n$   
に対する模擬精度が向上した。図 4.2 の \* 印のポテンシオメータは  
このために使用している。

(3) 河川特性の  $V_n, F_n$  は図 4.1 に示すごとく比較的簡単  
な関数を示すので、5 折線の時分割形関数発生器 (X 軸可変のもの

の) を使用した<sup>(5)</sup>。

(4) 平方根発生器は 13 折線で模擬した専用の折線式を使用  
した<sup>(6)</sup>。

(5) 乗算器は時分割形(電子管式)関数乗算器を使用した。<sup>(6)(7)</sup>

#### 4.3 境界条件

上流端については式 (3.11) を関数発生器で模擬することにな  
る。なお  $Q_0(t)$  については関数発生器と積分器との組み合わせ  
による タイムプログラム で実現可能であるが、雨量関数同様紙テー  
プにパンチとしてそう入してもよい。下流端については式 (3.12)  
を各区間と同様に模擬する。

#### 4.4 雨量から支川流出量の計算

北上川の解析にあたっては式 (3.13) のユニットグラフ法を採用す  
る。式 (3.13) をそのままアナコンで模擬することは必ずしも不可  
能でないが、模擬要素が大きくなることより次の伝達関数法を用  
いる。<sup>(7)</sup> すなわち、自動制御工学における real-convolution の定  
理は入力  $x$ 、出力  $y$ 、重み関数  $w$  (伝達関数  $W$ ) とすると、

$$Y(s) = W(s) \cdot X(s) = \mathcal{L} \left[ \int_0^t w(\tau) x(t-\tau) d\tau \right]$$

$$y(t) = \int_0^t w(\tau) x(t-\tau) d\tau = \int_0^t x(\tau) w(t-\tau) d\tau \quad \dots\dots(4.4)$$

ただし  $\mathcal{L}$ : ラプラス演算記号

になる。式 (3.13)、式 (4.6) の数学的表示の同一性より  $U(t)$   
または  $R(t)$  のいずれかを伝達関数に変換し、他方を入力として  
この伝達関数を通すことにより出力には所要の横流入量が得られ  
る。実際の模擬では下記のようにする。

- (1) 形の一定している  $U(t)$  を伝達関数に変換する。
- (2) 等価伝達関数はユニットグラフの形より二次遅れとする。

$$\text{すなわち、} \quad U(s) = \frac{1}{(T_1s+1)(T_2s+1)} \quad \dots\dots\dots(4.5)$$

このような方式を採用することにより雨量からの支川流出量計算  
はきわめて簡単化され、小規模の演算回路で本川の河道洪水の追  
跡解析を組織的に行なうことが可能になった。式 (4.5) をアナコ  
ンで模擬すると図 4.3 のごとくなる。

図 4.3 より入出力特性は式 (4.6) になる。

$$\frac{e_0}{e_i} = \frac{K_1}{(1+T_1s)} \frac{K_2}{(1+T_2s)} = \frac{K}{(1+T_1s)(1+T_2s)} \quad \dots\dots\dots(4.6)$$

$$\text{ただし} \quad \begin{cases} K_1 = \frac{R_{f1}}{R_{f1}}, & K_2 = \frac{R_{f2}}{R_{f2}}, & K = K_1 K_2 \\ T_1 = a_1 R_{f1} C_1, & T_2 = a_2 R_{f2} C_2 \end{cases}$$

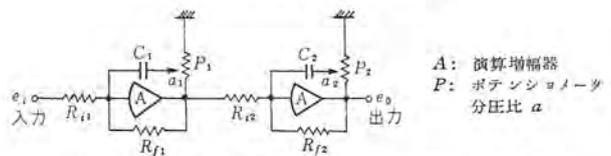


図 4.3 二次遅れ回路によるユニットグラフ発生器  
Fig. 4.3 UG generator using cascade delay circuits.

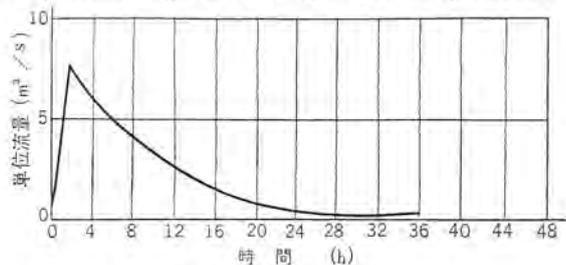


図 4.4 ユニットグラフの一例  
Fig. 4.4 Example of a unit hydrograph.

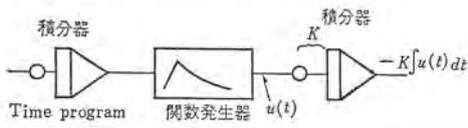


図 4.5 伝達関数決定のための接続図  
Fig. 4.5 Connection diagram for determination of the transfer function.

通常  $K_1=K_2=1$  とおき、時定数設定はポテンショメータ  $P$  および入力、帰還抵抗  $R_i, R_f$  の切換により 0.1 sec~10 sec で連続可変に設定できる。

なお、ユニットグラフの一例を図 4.4 に示す。実際の伝達関数法による時定数  $T_1, T_2$  の決定は種々の方法があるがここではもっとも実用的で簡単な文献 (8) の方法によった。まず  $U(t)$  の等価伝達関数を求めるためこれを関数発生器に設定してタイムプログラムする。図 4.4 の関数を系のインパルス応答とみなしてこれを積分してインディシャル応答を求める。インパルス応答波形より直接伝達関数は理論上求められるが、アナコンを使用して伝達関数を求める場合インディシャル応答波形はインパルス応答波形より実現しやすいので、インディシャル応答に変換して求める。この回路を図 4.5 に示す。インパルス応答が最大値  $x_{10}$  を与える時刻  $t_0$  とその 2 倍の時間経過時  $2t_0$  におけるインディシャル応答出力値、それぞれ  $x_{10}, x_{2t_0}$  を求めると文献 (8) の算式

$$C_1 = \frac{1-x_{10}}{x_{10}}, \quad C_2 = C_1^2 + \frac{x_{2t_0}-1}{(x_{10})^2} \quad \dots\dots\dots(4.7)$$

より二次方程式  $x^2 - C_1x + C_2 = 0$  の 2 根が、式 (4.5) の  $T_1, T_2$  を与えることになる。ユニットグラフ発生器に設定すべき  $T_1, T_2$  の試算結果を表 4.2 に示した。

雨量より流量の変換式は結局、式 (4.8) となる。

$$q_n = \frac{K_R}{(1+T_1s)(1+T_2s)} R \quad \dots\dots\dots(4.8)$$

ただし  $R$  : (有効) 雨量関数  
 $q_n$  :  $n$  点の時刻  $t$  における横流入量  
 $K_R$  : 雨量—流量係数

#### 4.5 ダム (支川) 流量の計算

ダムの放流量の模擬は関数発生器と積分器とを組み合わせた関数発生器のタイムプログラムによって行なう。なおダム地点における放流関数と横流入量として本川にそう入される流入関数とは流下時間だけのむだ時間があるので、時間関数の時間軸を流下時間だけずらす必要がある。

#### 4.6 雨量データのデジタル化 (雨量関数発生器)<sup>(9)</sup>

有効雨量の多チャンネル時間関数の発生はきわめて重要であり、ア

表 4.2 ユニットグラフの遅れ時間  $T_1, T_2$  定数

	$T_1^*$	$T_2^*$
築川	1.68 h	5.60 h
残流 2-1	1.64	6.80
猿ヶ石川(下)	1.38	6.74
碑貫川	1.70	6.50
残流 3-1	1.40	7.50
和賀川(下)	1.86	5.30
豊沢川	1.40	5.60
残流 4-1	1.82	5.80
胆沢川(下)	1.40	5.00
広瀬川	1.96	4.10
残流 5-1	0.88	6.00
荒川	1.24	6.40
残流 6-1	1.34	7.00
衣川	1.44	6.90
登井川	1.44	6.70
残流 7-1	1.22	8.10

\*  $T_1, T_2$  の値は若干修正された値である。

アナコンの入力そう入法としても問題となるところである。雨量関数そのものがランダム的な時間関数列であるとともに、長時間 (96 時間以上) の模擬が必要であり、多チャンネルの時間関数をアナコンの入力関数として時間的に並列同時に印加する必要がある。したがって、これにアナコンの要素である関数発生器の使用を考慮にしても、精度的にも経済的にも限界がある。一方ディジコンにおける迅速なデータ処理性の特長をいかして、これら有効降雨の関数列を場所的にも時間的にも直列化された一本のさん孔テープを作成することによって、上記の要求を満すことができる。これがさん孔タイプライタ、光電式テープリード、雨量関数発生器本体を含む多チャンネル時間関数発生器システムである。

#### 4.6.1 装置のおもな仕様

- (1) 入力 光電式テープリード出力 6 単位符号 (2 進化 10 進)
- (2) 出力 アナログ出力, 10 V, 10 mA
- (3) 出力チャンネル数 最大 24 チャンネル
- (4) 精度 10 進 2 ケタ,  $\pm 1\%$  以下
- (5) 制御 制御回路によるアナコンおよび光電式テープリード制御
- (6) 使用素子 トランジスタ論理回路 (NOR 要素)  
トランジスタ直流増幅器

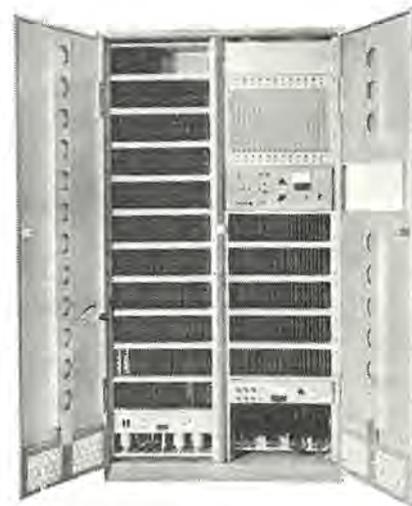


図 4.6 雨量関数発生器外観 (ドアを開いた所)  
Fig. 4.6 Appearance of the rain function generator (with a door open).



図 4.7 さん孔器外観  
Fig. 4.7 Appearance of the paper type puncher.

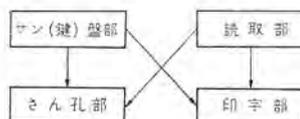


図 4.8 さん孔器機能図  
Fig. 4.8 Block diagram of the paper type puncher.

表 4.3 さん孔テープのコード (雨量関数発生器に使用されるコードのみ)

キー	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	U	V	W	X	Y	Z	SPACE	CARRIAGE RETURN	TAB	STOP	S	繰り出し	
A	●	●	●	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
B	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
C	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
D	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
E	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
F	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
G	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○

● マーク // はオールマーク  
○ スペース 繰り出しはオールスペース

観測箇所	1	2	3	4	5	23	24
1	S	2	3	27	16	24	50 27
2		16	33	68	67	82	52 7
96	0	1	2	4	1		0 0

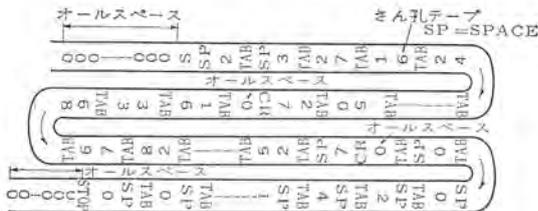


図 4.9 作表とさん孔テープの関係

Fig. 4.9 Relation between data logging and punched tape.

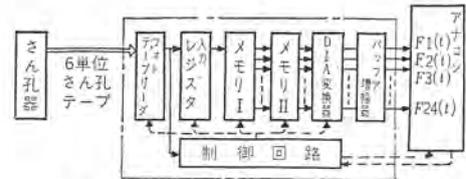


図 4.10 雨量関数発生器 ブロック線図

Fig. 4.10 Block diagram of the rain function generator.



図 4.11 雨量関数発生器のタイムシーケンス

Fig. 4.11 Time sequence of the rain function generator.



図 4.12 雨量関数発生器の制御部

Fig. 4.12 Control panel of the rain function generator.

- (7) チェック 奇数 パリティチェック
  - (8) 時間設定単位 1 秒単位 (標準)
- なお装置の外観を図 4.6 に示す。

#### 4.6.2 さん孔器

さん孔器ははん用の電動さん孔 タイプライタを使用する。その外観を図 4.7 に、機能ブロック図は、図 4.8 に示す。

すなわち打鍵(鍵)により印字、さん孔が読取部よりのテープ読み取りにより印字、さん孔が可能である。

なおコード表は、表 4.3 に、作表とさん孔テープの関係の一例を図 4.9 に示す。

すなわちデータの最初に S コードを打ち、その後同一時刻内のデータを 2 ケタずつさん孔し、同一データが終了後に CR コードをさん孔する。もちろんデータ間は区別のため TAB コードを打つ。データが全部そう入し終わったら、STOP コードを打って、一連のさん孔テープを作成することになる。誤さん孔にはオールマークを打つが、読取部で読出して、テープの複製の時カットされると同時に、オールマークのあるさん孔テープを雨量関数発生器に読みこんでも、雨量関数発生器内部でカットされるようになっている。

#### 4.6.3 雨量関数発生器本体

図 4.10 にシステムのブロック図を図 4.11 にタイムシーケンスを示す。まずさん孔器によって、雨量データは順次直列に(チャンネル的にも時間的にも)6 単位のさん孔テープに打ちこまれる。このテープは光電式テープリーダーにより 200 CH/s の速度で読みとられる。符号は数字データ符号と機能符号(命令符号)にわけられ、前者は入力レジスタに一時的にストアされ、後者は直接制御回路に

導入される。制御回路はまずこの状態でミスリードをチェックする。これが OK ならば、入力レジスタの数字データは制御回路の指令により、まずメモリ I の所定のアドレスにストアされる。アナコンによって決定された時間変換係数は並列アナログ出力の一次ホールド時間を指定するが、この標準タイミング指令 T (図 4.11-4) により、メモリ I の内容は、メモリ II に全並列に移す指令を出す。これで各チャンネルの出力は、並列にメモリ II に移され直ちに D-A 変換されて、アナログ出力としてアナコンの入力関数となる。一方テープリーダーは、タイミング指令により、間欠的にオンオフ制御される。(図 4.11-3) この方式の特長は、メモリを 2 種類設けて、リーダ速度とアナコンへの印加のタイミングを無関係にし、アナコンへの印加の時間的同時性を確立している点にある。図 4.11 よりわかるように第 n 時刻目の T 時間には、リーダおよびメモリ I は、第 n 時刻のデータを処理しているが、メモリ II は第 (n-1) 時刻のデータを D-A 変換してアナコンに供給しているから、アナコンの指令パルス、メモリ II セット指令パルスなどはメモリ II を主体として制御している。なおこの装置の制御部の外観を図 4.12 に示す。

### 5. 計算機の構成および性能

全体の構成および性能表を表 5.1 に示す。

### 6. 洪水解析例

この計算機を使用して、解析資料の整備された昭和 30 年 6 月(梅雨形) 昭和 33 年 9 月, 昭和 34 年 9 月(台風形) の 3 洪水の解析を行なったその演算例の一部を図 6.1 に示す。また昭和

表 5.1 構成および性能

要素名	要素数	方式	性能仕様	
			静的精度	その他の性能
演算増幅器	47	チョップ増幅器付 直流増幅器		直流利得 140 dB 以上 入出力 $\pm 100V$ 出力電流 20 mA ドリフト 50 $\mu V/h$ グリッド電流 $2 \times 10^{-10} A$ 以上 7 入力 (1, 1, 1, 1, 4, 4, 10, 10) 10 入力 (1, 1, 1, 1, 1, 1, 4, 4, 10, 10) および 6 入力 (1, 1, 1, 1, 2, 2) } 40 kc 3 dB 以内
加算積分器	7		$\pm 0.1\%$	
加算係数器	21		$\pm 0.1\%$	
符号変換器	14		$\pm 0.1\%$	
はん用増幅器	5		$\pm 0.1\%$	モード切換可能 初期条件せり入可能
ポテンショメータ	98	手動	$\pm 0.1\%$	30 k $\Omega$ 10 回転 係数設定用および初期値設定用
リミッタ (はん用)	14	2 極管+ポテンショメータ	$\pm 0.1\%$	飽和、不感格、バックラッシュ模倣可能
関数乗算器	7	電子管式時分割形	$\pm 0.3\%$	UX $\times 2$ 100 c/s 3 dB 以内 ドリフト 30 mV/h
関数発生器 A	6	電子管式時分割形	$\pm 0.5\%$	F(x) $\times 13$ 折線 $\times$ 軸可変 100 c/s 3 dB 以内 ドリフト 50 mV/h
関数発生器 C	14	電子管式時分割形	$\pm 0.5\%$	F(x) $\times 2.5$ 折線 $\times$ 軸可変 100 c/s 3 dB 以内 ドリフト 50 mV/h
平方根発生器	7	電子管式折線近似形	$\pm 0.5\%$	$\sqrt{x} \times 3$ 利得切換有 100 c/s 3 dB 以内 ドリフト 50 mV/h
ユニットグラフ発生器	24	二次遅れ回路	$\pm 0.5\%$	時定数設定範囲 0.1 秒~10 秒利得 1 ドリフト 5 mV/h
演算抵抗器	1 式	精密巻線抵抗	$\pm 0.1\%$	温度係数 $\pm 5 \times 10^{-6}/C^\circ$ 以内
演算器電器	1 式	スチロールコンデンサ	$\pm 0.5\%$	温度係数 $150 \times 10^{-6}/C^\circ$ 以内
演算制御盤 A	1 式			演算制御 (B, C, Reset, Comp. Hold, Rec. ON-OFF) アロブテムチェック (スタック) 自動ホールド、出力監視 (メータレンジ切換およびメータ保護回路合) 過負荷警報、印加関数制御、電源制御 精密抵抗ブリッジ (4 デケード 20 k $\Omega$ 0.01%)
演算制御盤 B	1 式			自動バランスチェック (増幅器および乗算器) 自動出力点走査 (増幅器および乗算器任意出力 20 点)
デジタル電圧計	1	逐次比較形	$\pm 0.01\%$	符号+数字 4 ケタ 入力インピーダンス 10 M $\Omega$ 計測時間 2 秒
パッチベイ	1 式	はん用専用組合式		1,320 点 絶縁抵抗 $10^{12}\Omega$ 以上
スイッチ盤	1 式			はん用増幅器のモード切換
電源	1 式			
箱体 (アナコン)	1 式			8 架構成
雨量関数発生器	1	全トランジスタ式	10 進 2 ケタ	入力 6 単位さん孔テープ (奇数パリティチェック) 出力 10 V 10 mA 24 チャンネル 時間設定単位 1/3,600 (1 sec 単位) アナコンおよび光電式テープリーダー制御
6 単位テープさん孔器	1			6 単位 (奇数パリティチェック) 収容活字 48, 速度 500 字/min
光電式テープリーダー	1			6 単位 (奇数パリティチェック) テープ送り速度 508 mm/sec 読取速度 200 ch/sec 外部パルス方式
定電圧装置	1	磁気増幅器形		15 kVA 出力電圧精度 $\pm 1\%$ 応答速度 0.2 sec
4 素子解記録装置	4	同時書方式	$\pm 0.5\%$	記録最大増幅 250 m/m 感度 $\pm 0.15\%$ 記録速度 0.5 sec 以下 記録紙送り速度 6 段切換速兩操作可能
湿度調整器	1 式			
付属品予備品	1 式			

33 年 9 月の洪水を デイジコン で解析した結果 (デイジコンの解析結果は、東北地方建設局で行なわれたものである) と比較したものを図 6.2 に示した。この解析は狐禅寺を下流境界条件として行なわれたものであり、支川流入量のそり入条件が アナコン の場合と デイジコン の場合と若干異なるが、次のようなことが結論される。

- (1) アナコン 計算での ピーク 値は、各地点とも実測値とよく一致している。
- (2) 桜木橋までは、デイジコン、アナコンとも実測値にかなり似ているが、大曲橋、狐禅寺との流量は、アナコンの計算値が実測値より高い。これは下流境界条件に問題があると推測される。

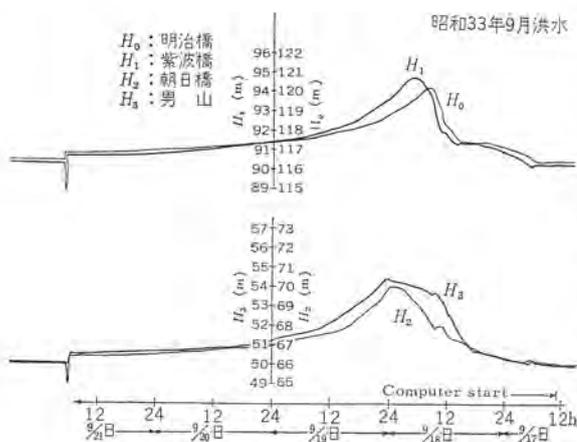


図 6.1 洪水解析のアナコン解の一例  
Fig. 6.1 Example of solution for flood analysis by the analog computer.

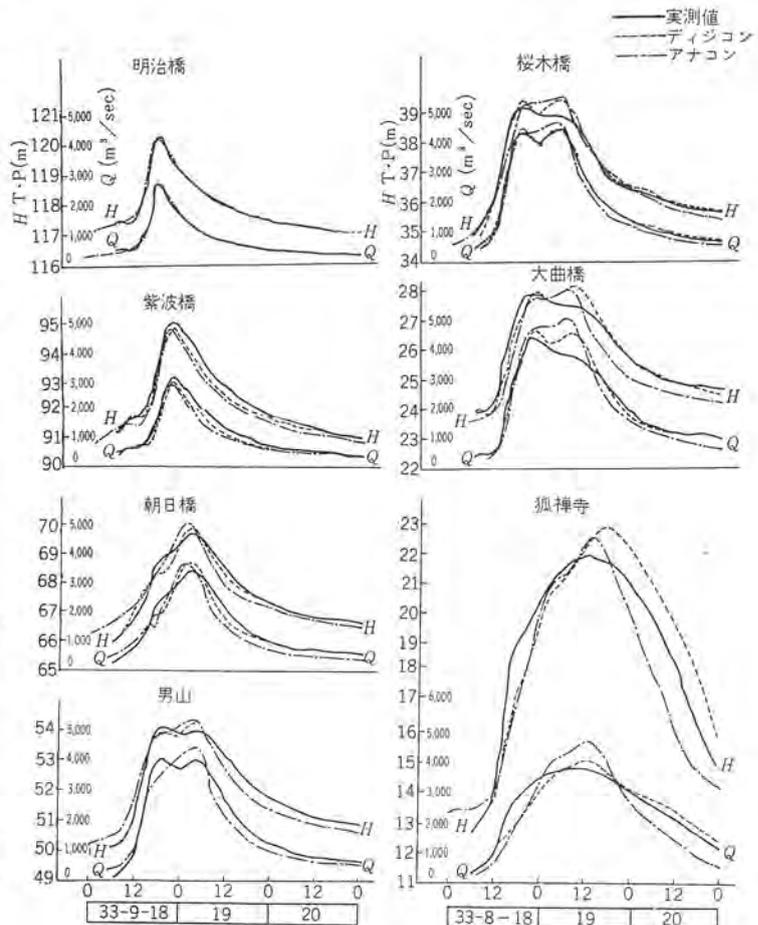


図 6.2 北上川洪水解析例 (昭和 33 年 9 月)  
Fig. 6.2 Flood analysis of the Kitakami by computers. (in sept. 1958)

## 7. 北上川洪水計算機の特長

- 11
- 107 (1) この計算機はハイブリッドシステムを採用した。洪水計算用低速精密形アナログ計算機であり、降雨量を入力として支川流出量の決定、本川河道の解析を非線形階差方程式として、7区間にわけて組織的に高精度に計算することができる。
- 169 (2) 従来降雨量から、支川流量の演算においても、かなり大規模な装置が必要とされてきたが、ユニットグラフ法による計算をreal convolutionの定理を応用して、伝達関数に変換し、等価伝達関数を二次遅れで模擬したので(ユニットグラフ発生器の採用……特許出願中)著しく演算装置が簡略化され、本川の組織的計算にウェイトをおくことが可能になり、比較的少ない規模の演算要素で広範囲の模擬演算を可能にした。
- 202 (3) 多チャネルの雨量関数をデジタル的に処理してそう入する方法を採用した。すなわちさん孔器によって、作表およびさん孔を行ない、チャネル的にも時間的にも直列化された一本のさん孔テープを高速の光電式テーラードで読み取り、雨量関数発生器内で記憶、D-A変換し並列化してアナログ計算機の入力として、時間的に並列印加する方式(特許出願中)を採用したので取り扱いがきわめて便利である。なお雨量関数発生器は全トランジスタ化され信頼度の向上をはかった。
- 53 (4) 本川計算部の各区間計算部は、各ブロックとも同一構成とし、水位に対しては、精度の向上をはかるため、部分変換法を採用した。
- 74 (5) 解析演算用および追跡演算用に、便利にするために、専用はん用組合せの、ラレパッチボード方式を採用した。
- 31 (6) 特長ある関数発生器など高精度の非線形演算要素を多数実装している。
- 129 (7) 雨量関数発生器との、連動動作によりアナログ計算機の演算制御および光電式テーラード制御を、自動的に行なうことができるとともに、アナログ計算機内部においても、自動点検(Auto-balance check)、自動出力走査(Automatic output scanning)、プログラムチェック、自動ホールド、メータ保護回路など、多くの演算自動化を採用して、取り扱いの簡便さを目指した。
- 45 (8) 記録器として四素子同時書オシロを採用し、記録の読取精度の向上、現象の同時性のはあくに役立てた。

## 8. む す び

以上で北上川洪水計算用電子計算機に関する数学的モデル、計算機構成演算例などを述べて、その全ぼうをここに紹介した。

なお、洪水計算の問題点として

- (1) 流出機構、河川特性のより適確な究明
- (2) 観測雨量関数列の計算機そう入法
- (3) 追跡時の入力パターンの設定法
- (4) 追跡時の修正計算法

などがあげられる。終わりに本計算機の設置計画に際して、約3年の長きにわたり検討された、東北大岩崎教授をはじめとし、東北地方建設局アナコン建設委員会諸氏、および設置後の解析演算に、ご指導賜わった、岩手工事事務所、狩野調査課長以下関係者諸氏、また社内には、研究所電気第一研究室、電気第二研究室、無線機製作所、第一品質管理課の関係者一同に対して万腔の謝意を表する次第である。

## 参 考 文 献

- (1) 井田：“北上川洪水解析について”  
昭和36-11月、土木学会東北支部大会
- (2) 東北地方建設局編集“北上形洪水計算機について”
- (3) たとえば木村“洪水流水計算に関する研究(1)”  
昭和35-1月、土研報告105号の5
- (4) 大鳥羽、柴谷、桑田：“ハイブリッドシステム、コンピュータの洪水予想への適用”「OHM」50巻9号(昭和38-9月)
- (5) 馬場、大鳥羽、柴谷、松本、桑田：“MELCOM精密低速形アナログコンピュータ(2)”  
「三菱電機」34巻3号(昭35)
- (6) 大鳥羽、桑田：“電子管式時分割関数乗算機の動特性”  
自動制御連大283(昭35)
- (7) 大鳥羽、柴谷、桑田：“アナコンによる伝達関数近似法の一応用例について”  
電気四学会連大238(昭37)
- (8) 相良：“過渡応答による伝達関数決定法”  
「電気学会誌」p700~706 6月(昭34)
- (9) 大鳥羽、桑田“多重式時間関数発生装置”  
電気学会関西支部連大4-14(昭38)

## ME-9 形 7Gc 帯トランジスタ化多重無線装置

阿部 修\*・尾形むつを\*\*・天野 旭\*\*・金子正治\*\*

## Type ME-9 7Gc Band Transistorized Multiplex Radio Equipment

Kamakura Works Itami factory

Osamu ABE・Mutsuo OGATA・Akira AMANO・Masaharu KANEKO

Numerous kinds of multiplex radio equipment have been transistorized heretofore with those used on the 160 Mc band, 400 Mc band and 12Gc band. To these groups are added multiplex radio equipment on the 7Gc band which have been transistorized except micro-wave tubes and now put on the market. This equipment, being combined with carrier telephone terminal equipment and parabolic antenna, is suitable in the SS-FM system for use on circuit composition of 60 or 120 channel capacity medium distant sections. Through the video repeating system the equipment permits relaying up to ten span at the maximum. Small size, high reliability, small power consumption and simple maintenance are outstanding features.

## 1. ま え が き

近年の電話、テレメータおよびテレファクスなどの伝送回線の需要の急激な増加により、マイクロ波による多重通信回線の数も増大しつつあるが、中でも7Gc帯の利用度が最も多いと思われる。これはこの周波数帯におけるマイクロ波管などの開発が進み、また反射板中継を用いる中・長距離通信に適し、さらに比較的大容量の回線構成もできるという利点によるとと思われる。

今回開発したME-9形多重無線機はマイクロ波管以外をすべて半導体化し、SS-FM方式で標準60CH、最大120CHの通信路容量を有し、中距離区間の回線構成に適している。以下にこの無線機の概要を報告する。

まずこの装置のおもな特長は次のとおりである。

(1) 消費電力が少ない。

従来の真空管式装置に比べて、消費電力は半分程度、すなわち無線機1台あたり約300VAである。

(2) 交流、直流いずれでも運転可能である。

AC100/200V単相またはDC24Vのいずれでも動作するので、蓄電池を用いれば無停電運転ができる。

(3) 小形である。

半導体によって小形化され、標準架1架に現用機、予備機を収容できる。

(4) 保守が容易である。

各盤はプラグイン方式の実装で、操作はすべて前面から行なうことができ、点検箇所も少ないので保守が容易である。

(5) 信頼度が高く、安定度も良い。

## 2. 装置の概要

## 2.1 構成および構造

通信装置としては、ME-9形多重無線送受信機、MX-3J形搬送電話端局装置およびMA-70形空中線を組み合わせて、SS式60CHまたは120CH容量の7Gc帯多重電話回線を構成する。

図2.1はME-9形無線送受信機の外観で、幅520mm、奥行225mm、高さ2,750mmの鉄架に現用機、予備機を収容することができる。写真は現用機のみを実装した場合を示している。

各盤はプラグイン方式で、図2.1のように実装されている。とくに、送信部および受信部は、それぞれ一つのブロックとして着脱

できる構造である。したがって、操作はすべて前面から行なうことができ、保守が容易であり、back-to-back設置が可能である。

## 2.2 回路系統および定格

## 2.2.1 回路系統

ME-9形無線送受信機の回路系統は図2.2に示すとおりで、導波管回路部、送受信部、電源部および制御部に大別され、それぞれを系統図(a)と(b)に示す。

導波管回路部は、送受信分波器と送信および受信導波管回路からなる。送信導波管回路は単向管および送信π波器および方向性結合器で分岐された基準空洞からなる。基準空洞は送信AFCの基準となるほかに、常時はこの検波出力を送信モニタ回路に接続して送信出力の監視に使用する。

受信導波管回路は、受信π波器、単向管、局発用π波器および混合器から構成され、ミキサダイオードには、IN263を用い順方向に直流バイアスを与えて雑音指数を向上した。

送信および受信部の活性回路は、すべて半導体化している。送信部は、送信ビデオ増幅器および送信AFC部からなり、受信部は、70Mcの中間周波部、受信ビデオ増幅器、モニタ部および受信AFC部から構成される。



図 2.1 ME-9 形多重無線機  
Fig. 2.1 Type ME-9 multiplex radio equipment.

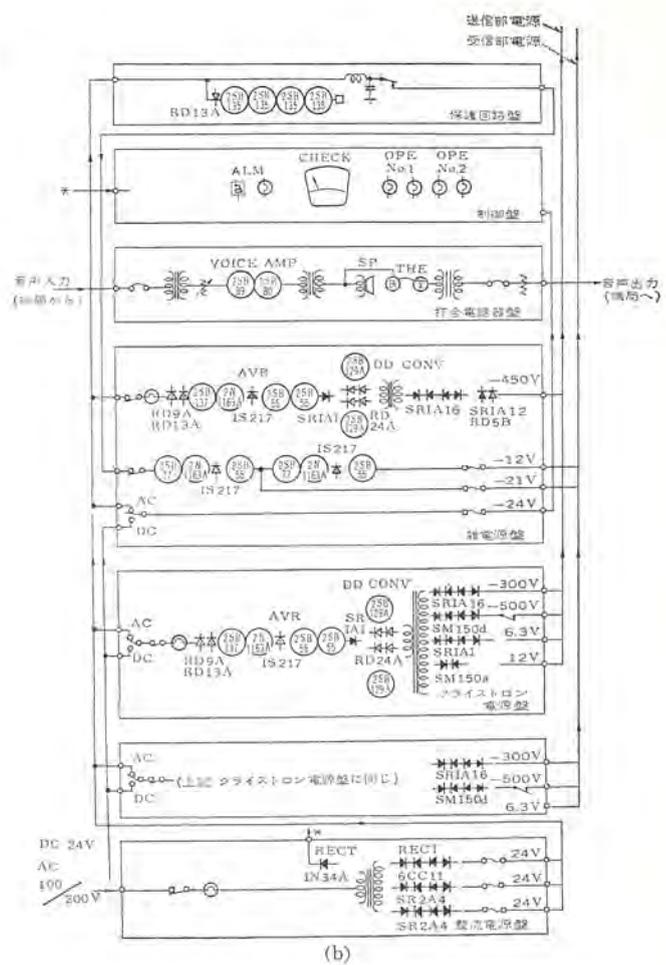
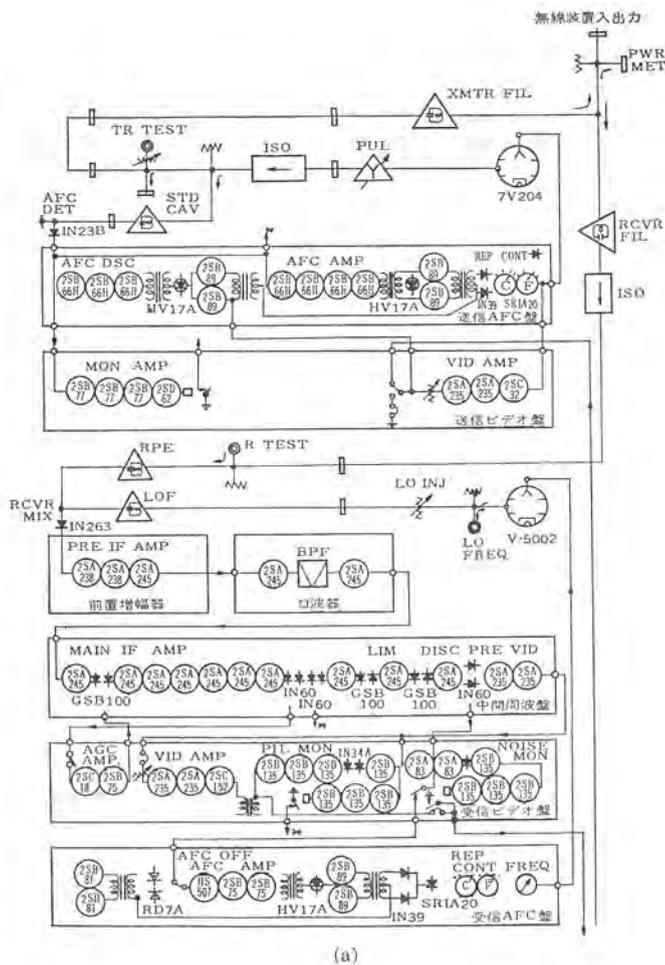


図 2.2 ME-9 形多重無線機系統図

Fig. 2.2 Schematic diagram of type ME-9 radio equipment.

表 2.1 定格

(1) 周波数範囲	6,570~6,870 Mc
(2) 変調方式	FM
(3) 電波形式	F3 または F9
(4) 送受周波数間隔	160 Mc
(5) 使用クライストロン	VA-244 または相当管
(6) 送信出力	0.8 W
(7) 送信周波数安定度	$\pm 3 \times 10^{-4}$ 以内 (AFC 付)
(8) AFC 方式 送信側	空胴基準独立 AFC
(8) AFC 方式 受信側	追跡形 AFC
(9) 伝送周波数範囲	0.3~3.4 kc および 12~252 kc (60CH) 60~552 kc (120CH)
(10) 伝送周波数特性	12~552 kc の範囲で $\pm 1.5$ dB 以内
(11) 周波数偏移	$\pm 100$ kc rms/CH
(12) 受信方式	スーパーヘテロダイナ
(13) 中間周波数	70 Mc
(14) 中間周波帯域幅	約 6 Mc
(15) スレッシュホルドレベル	-85 dBm 以下
(16) AGC 特性	入力 -40~-80 dBm の変動に対して出力レベル変動 $\pm 2$ dB 以内 送受合計 4 dB 以下 (単向管損失を含む)
(17) 送受共用回路損失	-25 dB/CH
(18) 標準入力レベル	-15 dBm/CH
(19) 標準出力レベル	入出力とも $75 \Omega \pm 20\%$ , 不平衡
(20) 入出力インピーダンス	60 dB 以上
(21) 映像周波数抑圧度	DC -24 $\pm$ 2 V または AC 100/200 V $\pm$ 5%, 50/60 c/s, 単相
(22) 電源	室温 0~+40°C 湿度 90% 以下
(23) 周囲条件	室内
(24) 消費電力 (無線機1台あたり)	DC の場合 200 W 以下 AC の場合 350 VA 以下
(25) 使用定格	連続

電源は、直流 24 V 供給の場合は半導体回路用には定電圧回路を使用し、またクライストロン用には定電圧回路と DC-DC コンバータを動作せよ必要な直流電圧を得ている。もちろんこれはすべて半導体化されている。交流 100 V または 200 V 供給の場合はシリコン整流器を用いた整流電源盤によって直流 24 V に変換したの

ち、直流供給の場合と同じ回路構成で必要な電圧を得る。

制御には、各部の電圧、電流などのチェックメータがあり、機器の動作状態がチェックできるほかに、障害時の警報回路、送受信機の切換回路の一部などが収容されている。また無線機にも打合せ電話器盤を実装した。

### 2.2.2 定格

この無線機の定格は表 2.1 に示すとおりである。

## 3. 主要回路

### 3.1 導波管回路

導波管回路の構成を図 3.1 に示す。そのおもな特長は、周波数、電力の測定および自局試験を容易にする各測定端子を設けたこと、局発用クライストロンを導波管出力形としたこと、このためクライストロン動作が安定で寿命が長く、かつ初期周波数変動も少なくなって保守調整が容易となったことなどである。

送信導波管回路には、単向管を設けて変調特性を改善し、送信機のヒズミ特性を向上させた。送信クライストロンは強制空冷形を採用したが近い将来には自然空冷形に置き換える予定である。

受信混合回路は T 分岐による分波形式とした。これによって受信電力および局発電力の混合器への導入が容易となった。

### 3.2 中間周波増幅回路

中間周波増幅器は中心周波数 70 Mc 帯域幅 30 Mc 以上の広帯域増幅器で、周囲条件の変化の影響は少なく安定な特性を得ている。トランジスタは、回路構成上利得の大きくとれるエミッタ接地で

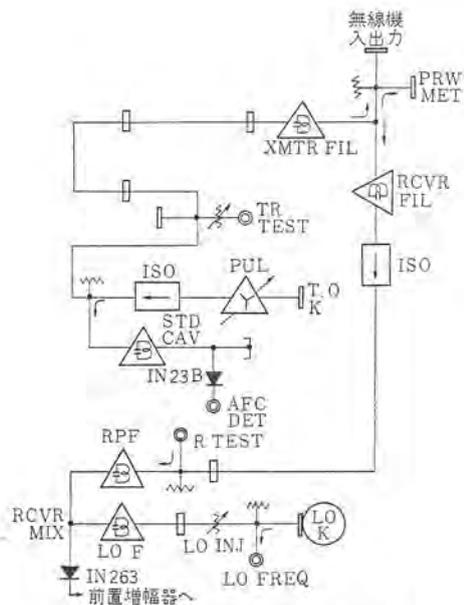


図 3.1 導波管回路系統図  
Fig. 3.1 Schematic diagram of wave guide circuits.

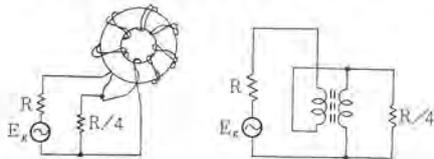


図 3.2 4:1 インピーダンス変成器  
Fig. 3.2 4:1 Impedance transformer.

使用した。

前置増幅器は3段から成り、2SA238 と 2SA245 を使用して、利得 30 dB、雑音指数 6 dB 以下を得ている。

主中間周波増幅器は 2SA245 7段から成り、段間には広帯域インピーダンス変成器<sup>(1)(2)</sup>を用いて、1段あたり 30 Mc 以上の帯域幅と約 8 dB の利得を得ている。広帯域インピーダンス変成器は、図 3.2 に示すように、外径約 4 mm のトロイダル形フェライト系コイルをバイファイラ巻きにして 4:1 のインピーダンス変成器を形成したもので、数 Mc から 100 Mc 以上まで平坦な周波数特性をもっている。またこの変成器は伝送線形式であるから電源側のインピーダンス変化が周波数特性に影響しないという利点があり、トランジスタの入出力インピーダンスの変化に対しても広帯域に安定な増幅を行なわせることができる。

受信機の総合帯域幅は前置増幅器と主中間周波増幅器の間に設けた帯域ロ波器によって決定される。AGC は、ダイオードによる AGC<sup>(3)</sup> で中間周波出力を検波してトランジスタ 2SC18 と 2SB75 の2段で直流増幅したのち主中間周波増幅器の段間にそう入されたダイオード GSB 100 にバイアスを加え、内部抵抗の変化を利用して信号の伝送量を 35 dB 以上にわたって制御している。

### 3.3 変復調部

入力ビデオ記号は、送信ビデオ増幅器で所要のレベルまで増幅されてクライストロンのリバラに加えられる。送信ビデオ増幅器はトランジスタ 2SA235 と 2SC32 で構成した3段負帰還増幅器で、25 dB 以上の電圧利得があり、試験音より 20 dB 高い 100 kc 信号に対する二次ヒズミ減衰量は 55 dB 以上である。

復調回路は、ダイオード形リミッタ、周波数弁別器および受信ビデオ増幅器で構成される。

周波数弁別器は直列2同調形で、図 3.3 (a) に示す特性をも

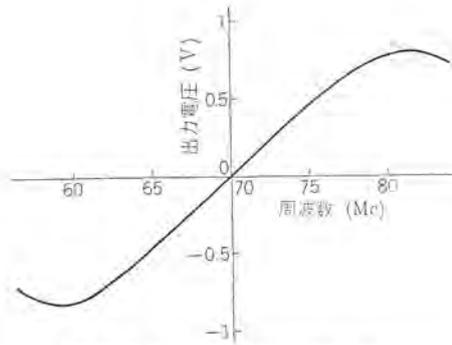


図 3.3 (a) 周波数弁別器の特性  
Fig. 3.3 (a) Discriminator characteristics.

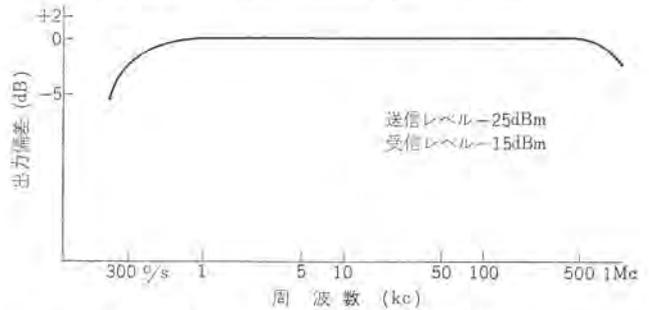


図 3.3 (b) 送受総合ビデオ周波数特性  
Fig. 3.3 (b) Over-all baseband frequency response.

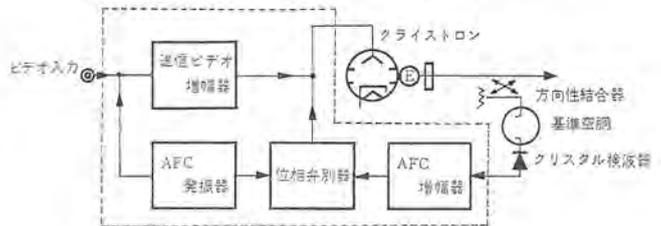


図 3.4 (a) 送信 AFC 系統図  
Fig. 3.4 (a) Block diagram of T AFC.

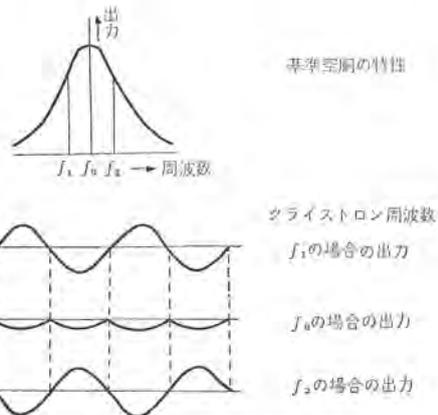


図 3.4 (b) 検波信号出力波形  
Fig. 3.4 (b) Wave forms of detector output.

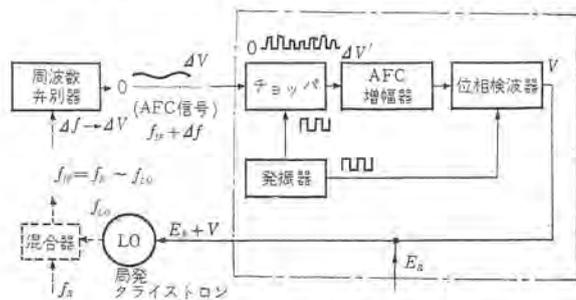


図 3.4 (c) 受信 AFC 系統図  
Fig. 3.4 (c) Block diagram of R AFC.

ち、復調感度がよく、また直線性は  $\pm 5$  Mc 以上で良好である。

周波数弁別器で得られた復調記号は、受信ビデオ増幅器で増幅されて、75  $\Omega$  の出力インピーダンスで端局装置に送出される。受信ビデオ増幅器はトランジスタ 2SA235 と 2SC152 で構成した3段負帰還増幅器で、電圧利得は約 20 dB、試験音より 20 dB 高い 100 kc 信号に対する三次ヒズミ減衰量は 60 dB 以上である。

送受信総合のビデオ周波数特性を図 3.3 (b) に示す。

### 3.4 AFC 回路

#### 3.4.1 送信 AFC<sup>(3)</sup>

送信 AFC は空洞基準独立形で電氣的 AFC である。図 3.4 (a) に示すように、AFC 発振器で得た 5 kc の正弦波パイロット信号の一部を端局装置から到来したビデオ信号に重畳してクライストロンを変調する。クライストロン送信出力の一部は方向性結合器を経て基準空洞に加えられる。基準空洞は正確に規定の送信周波数に同調した High-Q 回路で、これに加えられた FM 信号は、空洞の選択特性によって振幅変調波に変換されたのち、鉱石検波器で検波、復調される。復調パイロット信号の波形は、送信周波数に基準空洞の共振周波数との関係に応じて、図 3.4 (b) に示すごとく変化する。この信号を AFC 信号増幅器で増幅し、原パイロット信号と位相検波して、3 種の出力波形に応じた極性と大いさの直流電圧とし、クライストロンのリペラに帰還して周波数の自動制御を行なう。

AFC 増幅器の利得は 80 dB 以上、ループ利得は約 50 で、引込範囲は  $\pm 7$  Mc 以上あり、 $\pm 10$  Mc の周波数変動に追従できる。

#### 3.4.2 受信 AFC

受信 AFC は追従形電氣的 AFC である。受信周波数または受信局発クライストロン周波数が規定値からずれた場合、周波数弁別器の出力にえられる。正または負の直流電圧をトランジスタ・チョップを用いて交流に変換し、AFC 増幅器で交流増幅ののち、チョップの原波形と位相検波し、得られた直流電圧を局発クライストロンのリペラに帰還して AFC を行なわせる。その回路系統を図 3.4 (c) に示す。AFC 増幅器の利得は 80 dB 以上、ループ利得は 40 以上で、引込範囲は  $\pm 8$  Mc、追従範囲は  $\pm 10$  Mc 以上である。

### 3.5 制御および監視回路

制御盤において保守、操作上必要な諸量のチェックが行なえるほか、障害時の警報表示、および予備機のある場合には切換動作を行なう。送信監視は送信 AFC 用基準空洞の直流検波出力を指示計器に与えて送信周波数および出力を表示するとともに、半導体化シュミットからなる送信モニタ回路で監視している。このモニタ回

路は低レベルの入力および微小変化に反応するに十分な感度と、広い温度範囲の安定性を有している。また相手局送信部で変調された送信 AFC 用の 5 kc パイロット信号を自局受信部の受信モニタで監視し、区間および受信パイロットとして使用する。受信部にはさらに雑音モニタがあって受信ビデオ帯域外の雑音を監視し、これら両モニタの組み合わせによって相手局または局間および自局の故障を分析、判断し、所要の警報、切換を行なう。

### 3.6 電源

電源の系統図は図 2.2 (b) に示すとおりで、クライストロン電源盤および雑電源盤は DC 24 V をうけ、半導体化 DC-DC コンバータによって必要な直流出力を得ている。したがって、蓄電池を用いれば簡単に無停電運転が可能である。クライストロン電源盤は DC 入力を用いたトランジスタとゼナーダイオードによる直列制御形 AVR 回路で十分安定化したのち、方形波発振器を動作させ、コンパトランスの出力を整流、平滑してクライストロン用ヒータ電圧、空洞電圧、リペラ電圧などを得ている。クライストロン電源としては電圧変動、リップル電圧などが問題になるが、本装置では DC 24 V  $\pm 2$  V の変化に対し、各出力電圧変動は 0.5% 以内で、リップル電圧も小さい。雑電源盤はトランジスタ回路用の低圧電源と DC-DC コンバータによる 450 V の高圧電源があり、後者はクライストロン電源盤の 300 V と直列に接続され、750 V となって送信クライストロン空洞に供給される。トランジスタ回路用の低圧電源も AVR 回路により十分安定化されている。

## 4. む す び

以上、今回開発した 7 Gc 帯トランジスタ化多重無線装置の概要を報告した。通信機の半導体化においては温度に対する安定法、保守、点検の容易さなど、検討すべき問題があり、今後さらに改良を続けて行くつもりである。

終わりにこの装置の製作にあたってご指導、ご協力をいただいた北垣課長はじめ関係各位に深く謝意を表する次第です。

### 参 考 文 献

- (1) C. L. Ruthroff: Some Broad-Band Transformers, Proc I.R.E., p. 1337~1342 Aug. (1959)
- (2) 渡辺・滝田・二宮: 広帯域インピーダンス変成器を用いたトランジスタ 70 Mc 中間周波増幅器, 電気通信学会, トランジスタ研究専門委員会資料, 12 月 (昭 35)
- (3) 阿部・室田・尾形・沼田: 12 Gc 帯簡易多重通信装置, 「三菱電機」36, 595 (昭 37)

## トランジスタ式 10 / 25W 400 Mc / FM 無線電話装置

黒田 忠光\*・奥村 徹\*・桂川 弘\*・中村 信弘\*

## Transistorized 10 / 25 Watts 400 Mc / FM Radio Equipment

Tadamitsu KURODA・Tōru OKUMURA

Kamakura Works Itami factory

Hiroshi KATSURAGAWA・Nobuhiro NAKAMURA

Release of 400 Mc band for public use and establishment of type certificate standard have helped advance the transistorizing techniques a great deal so as to cry for turning radio equipment small sized and less power consuming. This has resulted in the completion of type FM-11D transistorized radio equipment for mobile use with RF power output of 5 W, which pioneered the full transistorization of 400 Mc receivers. However, to broaden the service area, it is necessary to increase the RF power output of transmitters at mobile and fixed stations. This paper deals with the brief description of transistorized radio equipment of type FM-12D for mobile use and type FS-12D for fixed use with RF power output 10/25 W and also touched upon the service area. These device all come up to the standard of approval by authorities and are capable of responding all services falling under 400 Mc band.

## 1. ま え が き

400 Mc 帯は昭和 34 年末より増大する電波需要に対して開放された。筆者らは 5 W 移動用 FM-11D 形を完成し<sup>(1)</sup>、400 Mc 帯受信機の全 トランジスタ 化を行なったが、サービスエリアを広くするためには、移動局および固定局の送信出力を増大することが必要で、それに使用する移動用 10/25 W FM-12D 形および同一チャンネル利用の固定用 10/25 W FS-12D 形を完成した。上記各機種機の完成により 400 Mc 帯のあらゆる業種のサービスに應ぜられることができ、以下にその概要を紹介する。なお上記の機種はいずれも郵政省型式検定に合格しているものである。

## 2. サービスエリア

無線機のサービスエリアは

(1) 伝搬損失

(2) 送信出力、受信機感度、空中線利得など設備に関するもの

(3) 受信点における外部雑音

などの諸要素によって決まる。

伝搬に関して、移動無線では、地物の影響を考慮した次の実験式<sup>(2)</sup>が提唱されている。

$$P_r/P_t = (h_1 h_2 / d^2)^2 (40/f)^2 g_t g_r \dots\dots\dots (2.1)$$

$P_t$  : 送信電力 (W)

$P_r$  : 受信電力 (W)

$h_1, h_2$ : 空中線高 (m)

$d$  : 空中線間隔 (m)

$g_t, g_r$ : 送受信空中線利得 (isotropic gain)

$f$  : 使用周波数 (Mc)

電界は建物、地形による反射波のために距離的に定在波を生じ、電界の落ち込みの深さは周波数によって異なり、式 (2.1) によって導かれた電界強度 50% 値に対して図 2.1 の地形による補正が発表されている<sup>(3)</sup>。これによると 400 Mc においては電界強度 90% 値を考えた場合には 50% 値よりも 14dB 低く考えなければなら

ないことがわかる。

図 2.2 は大阪方面における実測データで図中の計算値は式 (2.1) によって算出したもので計算値と比較的よく合っていることがわかる。

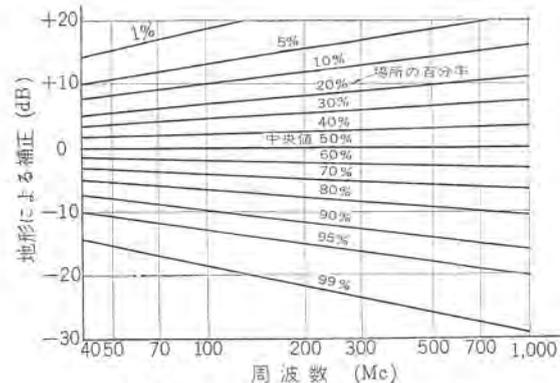


図 2.1 電界強度の地形による補正  
Fig. 2.1 Field strength terrain factor.

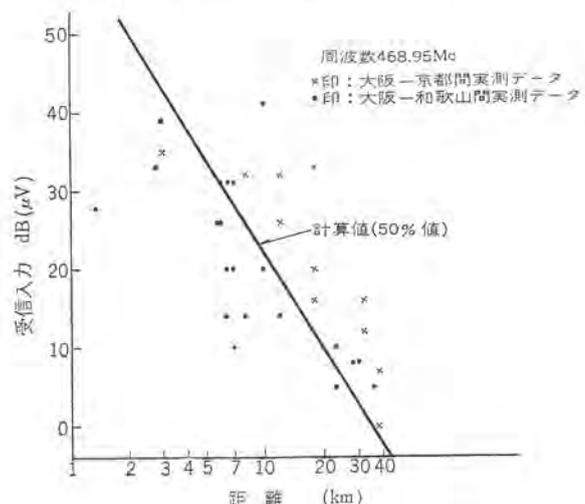


図 2.2 基地局における受信入力電圧  
Fig. 2.2 Receiving input voltages at a base station.

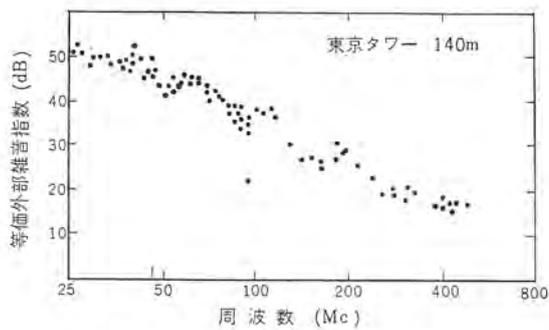


図 2.3 都市雑音の周波数特性  
Fig. 2.3 Frequency characteristics of city noises.

サービスエリアを大きくするためには、式(2.1)よりも明らかなように、

- (1) 送受信空中線利得
- (2) 基地局の空中線高
- (3) 移動局の送信出力

を増すことが必要で、(1)、(2)の増加にもおのずから限界があり、なお広範囲のサービスエリアを得るためには移動局の送信出力を増すことが問題となり、ここに大出力移動局の意義が生じてくる。送信出力を5Wより10Wおよび25Wに増加すると、式(2.1)より通達距離は約1.2倍および1.5倍に増加することがわかる。

また移動無線の通話品質を左右するものとして外部雑音が考えられる。一般に高い周波数ほど外部雑音は少なくその特性は図2.3<sup>(4)</sup>に示すとおりで、このような外部雑音はオクターブあたり約10

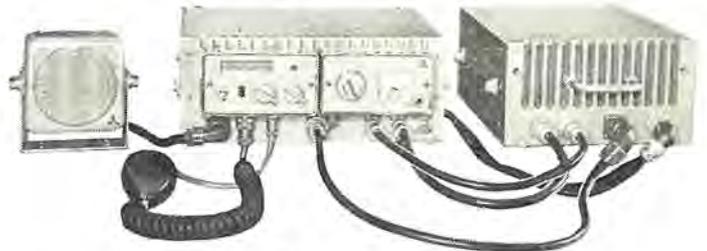


図 3.1 FM-12D 形無線電話装置の外観  
Fig. 3.1 External view of type FM-12D radio equipment.

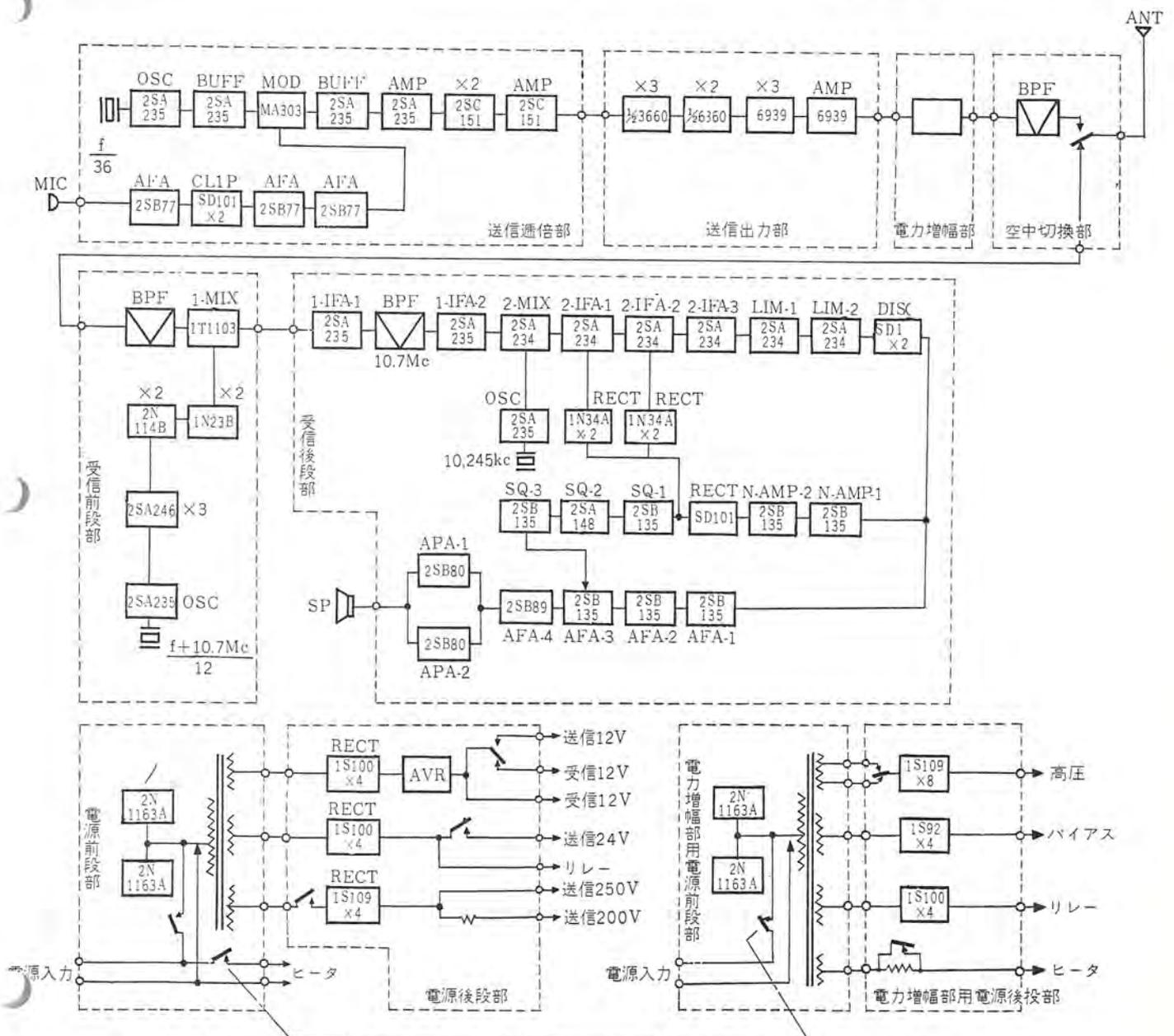


図 3.2 FM-12D 形無線電話装置系統図  
Fig. 3.2 Schematic diagram of type FM-12D radio equipment.

dB の割合で低下するので、この点から 400 Mc 帯が都市で有利なことがわかる。

### 3. 10/25 W 400 Mc/FM 無線電話装置

2章で述べたようにサービシテを増大するために、移動用 10/25 W FM-12D 形、固定用 10/25 W FS-12D 形を完成したので、以下にこれら機種のパフォーマンスの概略について述べる。

#### 3.1 FM-12D 形 UHF 無線電話装置

本機は 5 W 移動用 FM-11D 形に別箱の電力増幅装置を付加することによって送信出力を 10/25 W に増力する方式をとり、電力増幅部に必要な電源はすべて電力増幅装置箱体内に収容し、制御は本体側ですべて行なえるようにしている。したがって電力増幅装置を主にして述べることにする。

##### 3.1.1 構造および構成

自動車内部の温度上昇からすれば、機器全体をダッシュ板に取

り付けるのが寿命の点からも望ましいので、図 3.1 に示すように本体、電力増幅装置ともダッシュ板に取付可能な構造とし、また据え置くことも可能とした。また両箱体とも密閉構造とし、放熱

表 3.1 FM-12D 形無線電話装置の構成

パネル名称	電源電圧の区別	
	DC 6/12V	DC 24V
送信通倍部	○	○
送信出力部	○	○
受信前段部	○	○
受信後段部	○	○
電源前段部 (6/12V)	○	
＊ (24V)		○
電源後段部	○	○
空中線接続部	○	○
電力増幅部	○	○
電力増幅部用電源前段部 (6/12V)	○	
＊ ＊ (24V)		○
＊ 電源後段部	○	○

表 3.2 トランジスタ式 400 Mc 帯無線電話装置性能一覧

項目		移動用 FM-12D	固定用 FS-12D
概 要	1 周波数	364.5~415.5 Mc	364.5~415.5 Mc
	2 通話方式	プレストーク方式	プレストーク方式
	3 使用定格	送信 1 分、受信 3 分の割合で連続使用	送信 1 分、受信 3 分の割合で連続使用
	4 周囲条件	周囲温度 -10~+50°C 相対湿度 +35°C で 95% 電圧変動 DC 6/12V ±10% または DC 24V ±10%	周囲温度 -10~+50°C 相対湿度 +35°C で 95% 電圧変動 AC 100V ±10% または DC 6/12V, 24V ±10%
送 信 部	1 空中線電力	10 W または 25 W	10 W または 25 W
	2 空中線電力偏差	+20~-50%	+20~-50%
	3 最大周波数偏差	±12 kc	±12 kc
	4 周波数許容偏差	1×10 <sup>-5</sup>	1×10 <sup>-5</sup>
	5 通倍率	36 (=2×3×2×3)	36 (=2×3×2×3)
	6 変調方式	可変リアクタンス位相変調	可変リアクタンス位相変調
	7 占有周波数帯幅	30 kc 以内	30 kc 以内
	8 スプリアス放射強度	1 mW 以下 かつ -60 dB 以下	1 mW 以下 かつ -60 dB 以下
	9 ヒズミ	1 kc 70% 変調で -20 dB 以下	1 kc 70% 変調で -20 dB 以下
	10 S/N	1 kc 100% 変調で 45 dB 以上	1 kc 100% 変調で 45 dB 以上
受 信 部	1 受信方式	水晶制御二重スーパーヘテロダイン方式	水晶制御二重スーパーヘテロダイン方式
	2 第一中間周波数	10.7 Mc	10.7 Mc
	3 第二中間周波数	455 kc	455 kc
	4 周波数許容偏差	1×10 <sup>-5</sup>	1×10 <sup>-5</sup>
	5 感 度	20 dB QS 6 dB (μV) 以下	20 dB QS 6 dB (μV) 以下
	6 S/N	1 kc 70% 変調 30 dB (μV) 入力時 40 dB 以上	1 kc 70% 変調 30 dB (μV) 入力時 40 dB 以上
	7 通過帯域幅	6 dB 低下 26 kc 以上	6 dB 低下 26 kc 以上
	8 選択度	70 dB 低下 50 kc 以内	70 dB 低下 50 kc 以内
	9 スプリアス感度	-70 dB 以下	-70 dB 以下
	10 感度抑圧効果	±50 kc で 80 dB (μV) 以上	±50 kc で 80 dB (μV) 以上
	11 相互変調特性	同方向 50 kc, 100 kc で 65 dB (μV) 以上	同方向 50 kc, 100 kc で 65 dB (μV) 以上
	12 低周波出力	1 kc 70% 変調 20 dB (μV) 入力で 30 dB (mW)	1 kc 70% 変調 20 dB (μV) 入力で 30 dB (mW)
	13 ヒズミ	-20 dB 以下	-20 dB 以下
そ の 他	1 電力消費	DC 12V にて送信時 25 W 約 15 A ＊ 10 W 約 12 A 待受時 約 5 A 受信時 約 0.8 A	AC 100V で送信時 25 W 約 2.0 A ＊ 10 W 約 1.6 A 待受時 約 0.6 A 受信時 約 0.2 A
	2 寸 法	本 体 140 mm (高)×350 mm (幅)×300 mm (奥行) 電力増幅装置 140 mm (高)×250 mm (幅)×300 mm (奥行)	1,350 mm (高)×520 mm (幅)×225 mm (奥行)
	3 重 量	本 体 約 15 kg 電力増幅装置 約 11 kg	約 72 kg

はラジエータによって行なっている。パネルはすべて上面からそう入する構造でプラグイン方式を採用しているので、着脱は非常に容易である。電源電圧によって機器の構成が異なるが、それを表 3.1 に、系統を図 3.2 に、また性能の一覧を表 3.2 に示す。

### 3.1.2 電力増幅部

#### (1) 設計方針

次のような方針により電力増幅部の設計を行なった。

- 400 Mc 帯の全域にわたり高効率で定格出力を安定に得ること
- 構造はできるだけ簡単なものとする
- 保守を容易にするため、出力管は余裕のあるものを使用し、故障率を小さくする

すなわち、出力管として板極管 4F16R を角形半同軸回路に組み込んで使用し、放熱は伝導方式を採用することにより自然空冷とした。励振は FM-11D 形無線機の出力をそのまま使用し、400 Mc 帯の全バンドにわたり陽極効率 55% 以上で定格出力 25 W を安定に得ることができた。

#### (2) 角形半同軸回路の構造

タンク回路としては、板極管 4F16R の第 1 グリッドと第 2 グリッド間の結合を極力少なくするため、それぞれの電極とアース間のパイパス容量が十分大きくとれるように考慮した構造の角形半同軸回路を用いることによって、自己発振などの不良動作はまったくなく非常に安定に動作させることができた。またこの構造はほとんどすべての部分を板金加工で製作できるのが大きな特長である。

#### (3) 放熱の問題

板極管 4F16R は強制空冷用の送信管であるが、送風するためには送風機、風道などが必要であり、また送風機フィルタの清掃、板極管電極部に付着するゴミの問題など、製作および保守の面で手間がかかる。このような不都合をなくするため、冷却の問題は伝導放熱で処理することにし、強制風冷は行なわないことにした。

一般には、このような同軸回路における板極管と同軸回路との熱的結合は非常に薄い。フィンガを介して行なわれているので、板極管の熱が広面積の金属よりなっている同軸回路の方に容易に伝導しない。

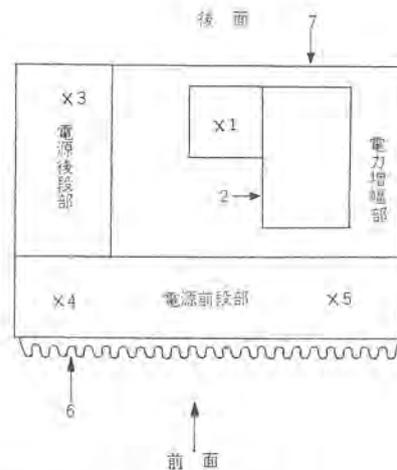
この同軸回路では、板極管のラジエータ部分と同軸回路とをベリリヤ磁器を介して広い面で熱的に結合させ、さらに同軸回路の外周の一部にラジエータを設けて放熱を効果的にした。

この結果、同軸回路自体の温度はかなり上昇するが、板極管と同軸回路間の温度勾配を小さくすることができたので、強制空冷することなしに出力管を余裕をもって使用できるようになった。上記のような構造にして、出力 25 W で動作させた場合の各部の温度は次のようであった。図 3.3 に 3 時間連続送信の場合の各部温度および 8 時間連続試験の場合の各部の温度を示す。上記のデータより板極管の接合部温度は周囲温度が +60°C に達した場合でも (60°C - 26°C) + 184°C 以下 = 218°C 以下となつて、220°C を超えることはない。使用している板極管 4F16R はセラミック封止のため接合部温度の許容値は +250°C である。

### 3.1.3 電力増幅部用電源部

電力増幅装置の電源部も本体電源部と同様に各種の電源電圧に簡単に応ぜられるために、

- トランジスタコンバータを採用して小形高効率化をはかり
- 電池電圧を方形波にして希望電圧にする回路（電力増幅部用電源前段部）と、



測定点	各部温度 (°C)		測定法
	3 時間連続送信	送信 1 分, 受信 3 分繰返 8 時間	
1	84	82	電子温度計
2	75	74	・
3	50	50	・
4	48	44	・
5	47	44	・
6	—	60	・
7	—	37	・
4F16R 接合部	184(以下)	—	サーモポイント

測定条件: 1. 送信出力 25 W  
2. 周囲温度 +26°C (試験終了時)

図 3.3 連続試験終了の各部温度

Fig. 3.3 Temperatures at each section at the finish of continuous tests.

(3) その方形波を整流して平滑にする回路（電力増幅部用電源後段部）とにわけ、

(4) 電池側は回路をアースから浮かして電池の接地が+ - いずれでも使用できるようにしてある。

また出力管 4F16R を保護するため電源投入後、ヒータ予熱時間を維持するタイマを使用している。

### 3.2 FS-12D 形 UHF 無線電話装置

本機は移動機に対する固定基地局用で、次に示す方針によって設計を行なった。

- 主要パネルは移動用、固定用のいずれにも使用できる。
- 簡単な手段により同時送受話用に変更できる。
- プリント配線をできるだけ使用して性能のパラツクを極力小さくする。
- 機能回路ごとに、できるだけユニット化し、必要に応じてこれらユニットの組み合わせによりパネルを構成し、簡単に所要の性能の回路をつくらることができる。
- 各パネルはプラグイン方式とし、保守、点検、取り換えが容易にできる。
- 電源部は交流電源部と直流電源部を差し換えることにより、交直いずれにも使用できる。
- 制御部は着脱可能とする。
- 遠隔制御、交換制御、自動中継などの付属装置を簡単に付加することができる。
- 架はバック・ツウ・バック構造とする。

#### 3.2.1 構造および構成

以上の方針により電源電圧による機器構成を表 3.3 のようにし、各種需要に対して迅速に応ぜられるようにした。

表 3.3 FS-12D 形無線電話装置の構成

パネ ル 名 称	電 源 電 圧 の 区 別		
	AC 100V	DC 6/12V	DC 24V
送 信 通 倍 部	○	○	○
送 信 出 力 部	○	○	○
受 信 前 段 部	○	○	○
受 信 後 段 部	○	○	○
交 流 電 源 部	○		
直 流 電 源 前 段 部 (6/12V)		○	
* * (24V)			○
直 流 電 源 後 段 部		○	○
電 力 増 幅 部	○	○	○
電 力 増 幅 部 用 交 流 電 源 部	○		
* 直 流 電 源 前 段 部 (6/12V)		○	
* * * (24V)			○
* * 電 源 後 段 部		○	○
空 中 線 接 続 部	○	○	○
制 御 部	○	○	○



図 3.4 FS-12D 形無線電話装置の外観  
Fig. 3.4 External view of type FS-12D radio equipment.

また性能は表 3.2 のようで、外観構造は図 3.4 に示すように高さ 1,350 mm、幅 520 mm、奥行 225 mm の架よりなり、バック・ツウ・バック が可能のため狭い場所に設置することができる。

### 3.2.2 各種パネル

(1) 送信、受信関係のパネルは移動用 FM-12D 形と同一であり、

(2) 電源関係は交流の場合は 5 W 用と電力増幅部用の交流電源パネルを使用し、直流の場合は FM-12D 形に使用のものに差し換えることにより簡単に変更できる特長を有している。

(3) 制御部はすべての操作をこの面で行なうことができ、各部電圧、送受信部各部電流のチェックが行なえ、また変調監視スイッチを備えており、自局内で折り返しチェックができるため、変調のチェックはもちろんのこと周波数えの補正も行なうことができる。このパネルは回転させて裏面を点検することができ、また簡単にはずせるため、種々の制御要求に速応することもできる。

(4) 架の下部には相当のスペースを有しているため、この場所に中継用、交換制御用、遠隔制御用、AC 100/200 V 変換用などのパネルを付加することができ、多用途に広げられるようになっている。

(5) 架の最下部には端子部を設けており、電源端子、電源ヒューズ、AC コンセントなどを備えている。

## 4. む す び

以上トランジスタ式 10/25 W 移動用 FM-12D、固定用 FS-12D 無線電話装置の概要についての紹介を終えるが、今後 400 Mc 帯の陸上移動無線は急激に進展することが予想され、さらに高周波大出力トランジスタの出現と相まって、小形小電力消費の全トランジスタ式無線機時代の訪れる日も間近かと思われ、われわれはそれに対処するためいっそうの努力を誓うとともに、ここに改めて種々のご指導ならびにご協力をいただいた関係者各位に対し厚く謝意を表する次第である。

### 参 考 文 献

- (1) 黒田忠光ほか 3 名：トランジスタ式移動用 400 Mc/FM 無線装置、「三菱電機技報」Vol. 37, No. 4, (昭 38)
- (2) 岩井文彦、森永隆広：移動無線通信（電子通信工学講座）、5, (昭 34)
- (3) J. J. Egli: Radio Propagation Above 40Mc Over Irregular Terrain, I. R. E., Vol. 45, 1386, (1957)
- (4) 深海規：自動車無線の現状とその問題点、「電気通信」、Vol. 24, No. 172, 3 (昭 36)

## トランジスタ式 VHF 対空無線装置

黒田忠光\*・山口哲夫\*・片山泰一\*・斎藤義輝\*

## Transistorized VHF Ground to Airborne Radio Equipment

Kamakura Works Itami Factory

Tadamitsu KURODA・Tetsuo YAMAGUCHI  
Yasukazu KATAYAMA・Yoshiteru SAITÔ

VHF ground to airborne radio equipment is the one to be installed at an airport to communicate with aircraft radio equipment. It has been developed with an aim of compactness, lightweight, small power consumption and simplicity in handling. The equipment, consisting of a receiver-transmitter and their controls, permits the control of the receiver-transmitter from 2~3 km distant point by means of control lines of a two line system. The receiver-transmitter is very small sized with no requirement of a large space. The inspection adjustment, removal of the chassis and such all operations can be made from the front. The circuit system is simplified by the use of single super heterodyne system and fully transistorized in the receiver section. The transmitter section and the power supply section are also used very simple circuit to assure easy maintenance and high reliability.

## 1. ま え が き

最近わが国においても、航空機の利用が盛んになってきた。航空機用 VHF 無線装置としては、当社も標準機種として、MAR-4 形無線機を有しており、ひろくご使用いただいているが、これに対向する当社製の基地局用 AS-5 形 VHF/AM 対空無線装置は、その設計時点が古く、外形寸法も大きいため、トランジスタ化などによる小形化、消費電力の節減などの要求が漸増してきた。

これらの要求にこたえて、各需要先の希望を調査のうえ、新電波法の規格を満足し、かつできるだけ価格の低減をはかるように留意して開発したのが、AS-6 形 VHF 対空無線装置である。

この無線装置は、周波数範囲 118~144 Mc の、振幅変調送受信装置で、送信出力 50 W の、床立架構造のものであるが、高さは 1,000 mm で、従来のものと比較して、かなり小形になっており、とくに受信回路は、小形軽量化などの目的から、全部トランジスタ化を行なっている。

以下、本機的设计にあたり、考慮した点と、仕様の概要とを紹介する。

## 2. 設計上考慮した点

本機の開発に当って、まず需要調査検討の結果、だいたい次の基本的要求がまとまった。

- (1) 箱体は床立形とし高さは約 1,000 mm とする。
- (2) シャーシは垂直形とする。
- (3) 送信出力は 40~50 W とする。
- (4) チャンネル数は 1 チャンネルでよい。
- (5) 遠隔制御器を付属させる。

多チャンネル、ララグインユニット式、卓上式という要求も中にはあったが、取り扱いが便利で、低価格であるという要求が強く、極力単純な構造を考え、上記のような基本設計とした。

## 2.1 架構造

本機の架構造は、とくに占有床面積を小さくするという観点から、従来の後面トビラを廃止し、背面を壁面に密着して取り付けることができる構造とした。各部のシャーシは幅 100 mm の標準寸法に合わせ、操作ならびに通常動作点検、調整などはすべて前

面から行なえるようにしたが、各シャーシの修理および細部点検にそなえて架は各シャーシを取り付けたまま前方へ 90° 倒れるようにした。この構造は単に保守に便利なばかりでなく、材料および製作工数の点で従来のもより原価面で有利である。

図 2.1 は送受信機の外観を示し、図 2.2, 2.3 は、送受信機の架構造を示す。

## 2.2 電気的設計

本機の電気的设计については、経済性および信頼性の点から、極力簡単な回路とするように努めた。以下回路について概略説明する。

## (1) 送信回路

現在 118~144 Mc 帯で 40~50 W の出力を出すトランジスタがないので、全電子管式回路として、終段管には 2B94 を使用した。この電子管は 400 Mc まで使用可能のものであるが、この種の電子管のうちでヒータ電流も少なく、励振電力も少ないためとくに採用したものである。50 W 送信時におけるプレート入力は約 85 W である。

系統図は図 2.4 に示すとおりであって、水晶発振周波数は搬送周波数の 1/4 である。励振管 6360 は双ビーム管であるが、グリ



図 2.1 送受信機  
Fig. 2.1 Receiver-transmitter.



図 2.2 送受信機内部(架正面)  
Fig. 2.2 Interior of receiver-transmitter (front of rack)



図 2.3 送受信機内部 (架後面)  
Fig. 2.3 Interior of receiver-transmitter (rear of rock)

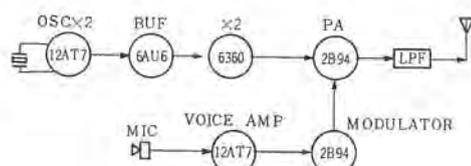


図 2.4 送信機系統図  
Fig. 2.4 Transmitter schematic diagram.

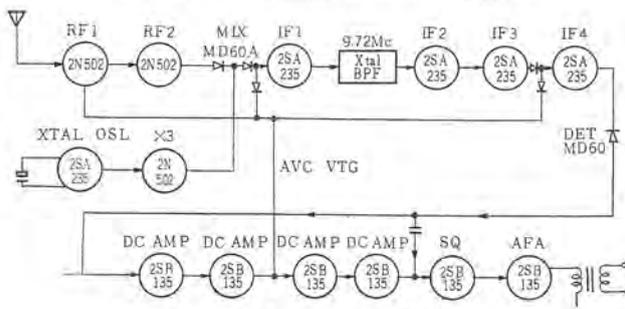


図 2.5 受信機系統図  
Fig. 2.5 Receiver schematic diagram.

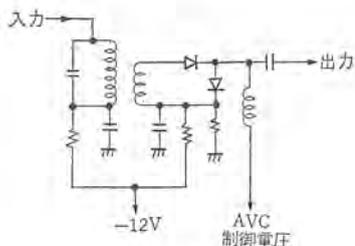


図 2.6 (a) AVC 制御回路  
Fig. 2.6(a) AVC control circuit.

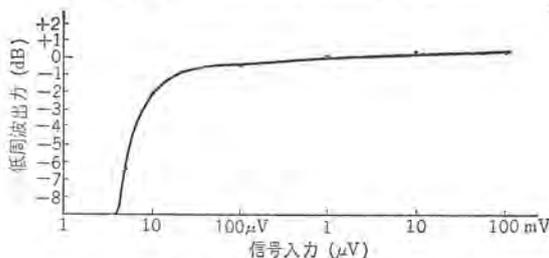


図 2.6 (b) AVC 特性  
Fig. 2.6 (b) AVC characteristics.

ッド側をラッシュ・プルとし、両プレートと並列に接続して、2 通倍しているために、搬送波の 1/2 の成分、すなわちグリッドに加わる周波数は、プレート側では打ち消されて、ほとんどプレート側には現れない。

スプリアス放射の強度は、電波法の規定が、 $-60$  dB 以下であるが、この無線装置は、出力管に、UHF 用の 2B94 を使用したことと、出力回路の損失を少なくするように設計したこととによって、周波数によっては、出力側に、第 4、第 5 高調波成分が、搬送波成分よりも、 $30$  dB 程度しか減衰しない場合があった。そのために、出力回路に、定 K 形 1 段、誘導 M 形 2 段の、性能のよいローパスフィルタをそう入し、搬送波にはほとんど減衰を与えないで、高調波成分を能率良くおとすことができた。またこの他、プレート回路から直接放射される成分の抑制にも留意している。

### (2) 変調回路

最近、高出力、高能率のトランジスタが、実用されてきたので、トランジスタ化も検討したが、この場合には、変調回路の電源として  $30$  V  $3$  A 程度の直流電源を必要とし、電源フィルタが大きくなるとともに、電圧の変動も大きくなるので、本機ではあえて電子管式を採用した。電子管としては、低周波増幅管の 12AT7 と、変調管の 2B94 の 2 本のみである。この場合電源は、送信回路用の  $450$  V と  $250$  V とを共用したが、電源の整流回路には、シリコンダイオードを使用しているために、レギュレーションはよく、変調時と無変調時におけるプレート電圧の変化は、 $5\%$  程度となるため、 $95\%$  変調時においても、搬送波の低下はほとんどなく、経済的で性能のよいものとなった。

### (3) 受信回路

受信回路は、電力消費の減少のためすべてトランジスタ化し、加

工費の低減と品質向上のためプリント配線化した。受信方式は従来、二重スーパー・ヘテロダインであったものを一重スーパーにしたため回路は簡単になり、スプリアス周波数も少なくなり、スプリアス感度比も上昇した。中間周波数は MAR-4 形無線機と同じく  $9.72$  Mc を採用し、水晶フィルタを使用して急しゅんな減衰特性を得た。受信部は高周波部と中間周波以降の二つのプリント配線基板に分けられており、組立作業および保守に便利である。

受信部の系統図を図 2.5 に示す。

トランジスタ増幅回路は、とくに AVC 電圧の加え方がむずかしいとされているが、受信入力  $10$   $\mu$ V から  $100$  mV までの広範囲のレベル変化に対して出力がほぼ一定となるよう、ダイオードの

インピーダンス変化を利用した図 2.6 (a) のごとき回路を 2 組中間周波増幅回路にそう入し、図 2.6 (b) に示すような良好な AVC 特性を得ることができた。

また、対空無線装置は空港に設置される場合が多く、近距離に相当強力な近接周波数を持つ送信局がある場合が考えられるので、受信機の入力回路には、初段増幅用のトランジスタを保護するためのダイオードを付加した。スケルチ回路は他の方式のものに比べて切れのよい搬送波スケルチ方式を採用している。

### (4) 遠隔制御回路

送受信機は小形で占有床面積が小さく設計されているので、空中線が近くに設置できれば、机の横などに置いて操作することができる。しかし遠隔制御の場合はかなりの遠隔地からの制御も必要になってくるので、制御ラインは 2 線式を採用し、できるだけ多くの制御ができるように考慮した。

通常 2 線式の遠隔制御で、制御に直流だけを用いた場合、音声信号の伝送の他は、送受信の切り換えとスケルチレベルの調整しかできず、電源の制御は困難であった。しかし AS-6 形では、この欠点を解消し、2 線式であるにもかかわらず遠隔制御器によって本体の電源の接断を行なうこともできるようにした。

動作原理を示す回路は図 2.7 に示すごときものである。

制御方法の原理を述べると、まず遠隔制御器から  $-24$  V の電圧を 2 線式制御ラインに加え、本体の電源リレー M を「接」にしてロックする。本体の電子管のヒータが十分暖まると遅延リレー T が動作して受信状態となる。受信のスケルチコントロールは送信リレー D が動作しない電圧 ( $0$  ~ 約  $-3$  V) を制御ラインに加えそれを変化することによって行ない、遠隔制御器から本体の動作を確認することができる。この状態でプレストークボタンを押せば、制御ラインに

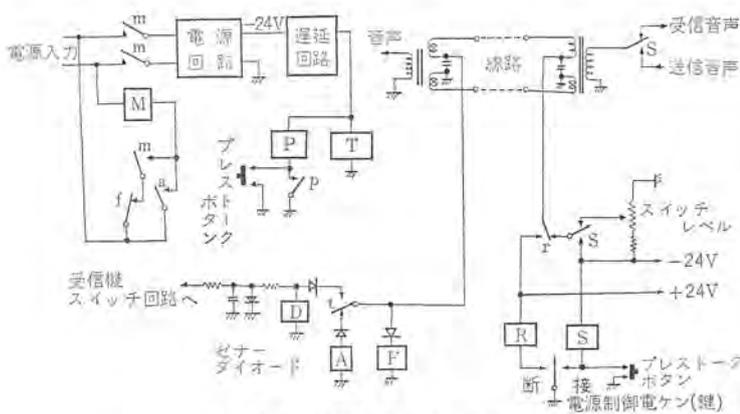


図 2.7 遠隔制御回路の原理図  
Fig. 2.7 Principle circuit diagram of remote control.



図 2.8 遠隔制御器  
Fig. 2.8 Remote control.

-24V が印加され、送信 リレー D が動作して送信状態となる。電源を断とする場合には、+24V を制御ラインに加え、電源リレー M のロックをはずし、電源を「断」にする。  
遠隔制御器の外観を図 2.8 に示す。

### 3. 仕様の概要

#### 3.1 構造および寸法

この無線機の外形寸法は 480 mm(幅)×225 mm(奥行)×1,000 mm(高さ)である。送受信機上部には計器、スピーカのほかに調節器操作スイッチがあり、平常の操作、監視などは前面のフタを閉じたまま行なうことができる。計器は電源電圧計と各部電流計であり、後者は切換スイッチにより送信部、受信部の各動作状態を点検することができる。

#### 3.2 定格

無線機の定格を列記すると次のとおりである。

##### (1) 一般的性能

周波数範囲 118~144 Mc  
電波形式 A3  
通話方式 プレストーク方式

##### (2) 送信部性能

送信出力 定格 50 W  
変調方式 終段陽極およびシ+ハイ 格子変調  
変調周波数特性 300 ないし 3,000 c/s において 6 dB 以内  
変調直線性 1,000 c/s において 95% 変調可能  
変調ヒズミ 1,000 c/s 80% において 5%以下  
変調雑音レベル 1,000 c/s 80% 変調において -40 dB 以下  
変調入力インピーダンス 1,000 c/s において 60±30Ω  
周波数偏差 -10°C~+40°Cの間で ±5×10<sup>-5</sup> 以下  
不要波含有率 -60 dB 以下  
出力インピーダンス 50 Ω 定格

##### (3) 受信部性能

受信方式 水晶制御一重 スーパーヘテロダイ  
受信感度 1,000 c/s 30% 変調入力 5 μV  
で S+N/N 比 6 dB 以上  
中間周波数 9.72 Mc  
帯域幅 6 dB 低下の幅 40 kc 以上  
選択度 60 dB 低下の幅 160 kc 以下  
スリアス 感度比 60 dB 以上  
AVC 特性 入力 10 μV~100 mV において出力変化 10 dB 以内  
定格出力 1 W  
雑音レベル 入力 100 μV において -25 dB 以下  
総合周波数特性 350~2,500 c/s において 6 dB 以内  
周波数偏差 スケルチ 可変範囲 入力 3~30 μV

##### (4) その他

電源入力 AC 100 V 50/60 c/s  
単相 受信時約 55 VA  
送信時約 300 VA  
使用条件 ±1 分送信, 3 分受信の連続  
周囲条件 温度 -10~+40°C  
湿度 95% 以下

### 3.3 使用電子管, トランジスタ

使用電子管, トランジスタ を表 3.1 に示す。

表 3.1 使用真空管 トランジスタ 類一覧

品名	形名	送信部	変調部	受信部	高圧電源部	低圧電源部	操作部	遠隔制御器	合計	
真空管	12A T7	1	1						2	
	6AU6	1							1	
	6360	1							1	
	2B94	1	1						2	
トランジスタ	2N502			3					3	
	2S A235			5					5	
	2S B135			5					5	
	2S B136			1			1	1	3	
	2S B137						1	1	2	
ダイオード	MD60A			8					8	
	MD34	1							1	
	S R1A-20			12					12	
	S R1A-16			8					8	
	S R1A-4			1	1		4		6	
	S R1A-2			4	4	2	4		14	
	I N38A						1		1	
	RD13A						1		1	
合計			5	2	22	25	5	6	10	75

### 4. む す び

以上が今回開発した VHF/AM 対空無線装置 AS-6 形の概要である。このトランジスタ式 AM 無線機は、消費電力、スペースの点で従来のものに比べて非常に有利であり、今後の需要が期待できるものと思う。今回は 50 W という送信出力の要求から受信部のみトランジスタ化した。将来はさらに高能率化をめざして、送信部もトランジスタ化し小形で使いやすく、信頼性の高い無線機をできるだけ低原価で製作することを考えている。

おおかた諸覧のご批判とご指導をお願いする次第である。

(昭 38-11-18 受付)

## パラメトリック増幅器の実用化に関する諸問題 (1)

喜連川隆\*・白幡 潔\*\*

## Problems on Parametric Amplifiers (1)

Research Laboratory Takashi KITSUREGAWA・Kiyoshi SHIRAHATA

Parametric amplifiers are under intensive study for the improvement of performance. These low noise micro wave amplifiers are acclaimed of their capability among various receiving systems, playing indispensable part in the radar and communication equipment aiming at a long distance service. Mitsubishi has been studying and developing diode type parametric amplifiers since 1959 and successful in putting practical operation many numbers of circulator type diode parametric amplifiers of various frequency bands to long distance radar. The article sets forth a number of problems in bringing these amplifier to practical service, starting from the expansion of amplifier bands, promotion of gain stability, improvement of noise characteristic and suppression of phase fluctuation. The rest will be stated in the next issue.

## 1. ま え が き

パラメトリック増幅器は現在なお性能向上のため、強力な研究が進められている一方、この低雑音マイクロ波増幅器は種々の受信システムの中にあつて、その有能性を発揮しつつあり、長距離を目的とするレーダ、通信機にとってパラメトリック増幅器はほとんど不可欠な装置となっている<sup>(1)</sup>。

当所においても1959年末から、ダイオード形パラメトリック増幅器の研究開発に努めてきたが、今日すでに各周波数帯のサーキュレータ形ダイオードパラメトリック増幅器を長距離レーダやモナルスレーダに多数実用しつつある。パラメトリック増幅器が研究され始めたころは雑音特性はあまり良好といえず、帯域幅は針のように狭く、かつ動作は不安定でその実用性があやぶまれていたから、研究開発にあたっては、まずこのような種々の欠陥の性質解明とその排除を主目標にしてきた。

本文はサーキュレータ形ダイオードパラメトリック増幅器の実用化にあたって問題となった諸点を顧み、今まで行なってきた研究開発の結果をまとめ、統一された立場に立って、それらの性質を論じその改善の対策と実験結果をやや詳細に述べるのが目的で、明日への発展の足場としようとするものである。

まずはじめに種々の問題を述べるための準備として一般的な理論の概要を述べ、次に広帯域化、利得の安定化、位相の安定化および低雑音化などの理論とその対策について記す。なお具体的な増幅空洞の構成法、およびその他の問題点、ならびに実用例については、続編として稿を新たに述べる予定である。

## 2. 一般理論

バクスタダイオードの等価回路は図2.1のように接合容量 $C$ と直列抵抗 $R_S$ のほかリード線のインダクタンス $L$ 、カートリッジの容量 $C_H$ からなる。ここでとくに重要なのは $C$ であつてこれはバイアス電圧によって

$$C = \frac{C(0)}{\left(1 - \frac{V_B}{\phi}\right)^n} \quad (2.1)$$

のように変化する。ここに

- $C(0)$ :  $V_B=0$  での  $C$
- $V_B$ : バイアス電圧
- $\phi$ : 接触電位差

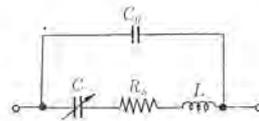


図2.1 バクスタダイオードの等価回路  
Fig. 2.1 Equivalent circuit of varactor diode.

$n$ : 階段状接合のとき  $\frac{1}{2}$ , 拡散接合のとき  $\frac{3}{3}$  である。したがつて適当な  $V_B$  に重畳して周波数  $\omega_P$  の大きなポンプ電圧を重畳すれば、 $C$  の変化の模様は

$$C = C_0 + C_1 \cos \omega_P t + \dots \quad (2.2)$$

と表わしうる。今このように励振されている  $C$  に周波数  $\omega_1$  の微小信号電圧  $V_1$  が印加されたとすると多くの側帯波、高調波が生ずるが、パラメトリック増幅器には Manley Rowe の式<sup>(2)</sup>によつて信号 ( $\omega_1$ ) およびアイドラ ( $\omega_2 = \omega_P - \omega_1$ ) の二つの周波数しか必要としないので、これ以外のものは阻止しなければならない。阻止の方法としては等価回路的にはふたとおりある。<sup>(3)</sup> 一つは不要周波数で  $C$  からみた外部回路が短絡されると考へる短絡仮定 (アドミタンス的手法)、他は開放仮定 (インピーダンス仮定) である。

前者の場合  $V_1(\omega_1)I_1(\omega_1)$  と  $V_2(\omega_2)I_2(\omega_2)$  との関係は

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} j\omega_1 C_0 & j\omega_1 \frac{C_1}{2} \\ -j\omega_2 \frac{C_1^*}{2} & -j\omega_2 C_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

となる。また式(2.3)をインピーダンスマトリックスの形に書けば

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{C_0}{j\omega_1(C_0^2 - \frac{C_1^2}{4})} & \frac{\frac{C_1}{2}}{j\omega_2(C_0^2 - \frac{C_1^2}{4})} \\ \frac{\frac{C_1^*}{2}}{j\omega_1(C_0^2 - \frac{C_1^2}{4})} & \frac{C_0}{j\omega_2(C_0^2 - \frac{C_1^2}{4})} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2^* \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

となる。式(2.3)では  $C_0$  と  $C_1$  が並列に接続された形式であるが、式(2.4)では  $C_0/(C_0^2 - C_1^2/4)$  と  $C_1/2(C_0^2 - C_1^2/4)$  なるエラスタンスが直列に接続された形式である。図2.1にみるように  $R_S$  が  $C$  に直列に接続されているので、後者の形式のほうがつごうがよい。しかし不要周波数を短絡するという仮定は  $R_S$  が直列に接続されている限り厳密にはいずれの形式にしても成立しない。一方、開放仮定では  $\omega_1, \omega_2$  間の電圧電流の関係はインピーダンスマトリックスの形で

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{j\omega_1 K_0} & \frac{1}{j\omega_2(2K_1)} \\ \frac{1}{j\omega_1(2K_1^*)} & \frac{1}{j\omega_2 K_0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2^* \end{pmatrix} \dots\dots\dots(2.5)$$

と表わされる。ただし

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{K_0} - \frac{1}{K_1} \cos \omega p t + \dots\dots\dots(2.6)$$

である。以上のように外部回路が異なれば、 $\omega_1 \omega_2$  間の相互作用にも若干の差異が生ずる。

パラクタダイオードの  $Q$ ,  $Q_D$  は  $C_1=0$  のときの  $C$ , すなわち  $C_0$  と  $R_S$  とで

$$Q_D = \frac{1}{\omega C_0 R_S}$$

と定義<sup>(4)</sup>されているが、式(2.4)および式(2.5)のインピーダンスマトリックスの反対角項のエラスタンスと  $R_S$  とで

$$\tilde{Q} = \frac{|C_1|}{2\omega(C_0^2 - \frac{C_1^2}{4})R_S} = \frac{Q_D}{\left(\frac{2}{\gamma} - \frac{\gamma}{2}\right)}, \quad \gamma = \frac{|C_1|}{C_0} \text{ (短絡仮定)} \dots\dots\dots(2.7)$$

$$\hat{Q} = \frac{1}{2\omega |K_1| R_S} \text{ (開放仮定)} \dots\dots\dots(2.8)$$

なる dynamic  $Q$ ,  $\tilde{Q}$  が定義<sup>(5)</sup>されている。 $Q_D$ ,  $\gamma$  が同一でも短絡仮定もしくは開放仮定をとるかで、 $\tilde{Q}$  の値は異なるが、 $\gamma$  があまり大きくない場合は両仮定ともに

$$\tilde{Q} \doteq \frac{Q_D \gamma}{2} \dots\dots\dots(2.9)$$

となる。いずれにしても、 $\tilde{Q}$  さえ等しければ式(2.5), (2.6)は式(2.10)のように同一の式で表わせる。

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & j\tilde{Q}_2 R_S \\ -j\tilde{Q}_1 R_S & Z_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2^* \end{pmatrix} \dots\dots\dots(2.10)$$

実際のマイクロ波回路が両仮定のいずれに属するようになるかは明確には決めえないから、 $\tilde{Q}_1$ ,  $\tilde{Q}_2$  は実測して求めなければならない。しかし一般には式(2.9)が  $\gamma$  の大きいときにも成立するとして、 $\tilde{Q}$  の最大は

$$\begin{aligned} \tilde{Q}_{\max} &= 0.5Q_D \\ &\doteq 0.2 \sim 0.25Q_{D\max} \dots\dots\dots(2.11) \end{aligned}$$

とおいてよい。 $Q_{D\max}$  は  $C_{\min}$ , すなわち  $V_B$  が降服電圧での  $C$  と  $R_S$  で決まる  $Q_D$  である。 $\tilde{Q}_1, \tilde{Q}_2$  はパラメトリック増幅器に対するパラクタダイオードの良さを表わす一つの代表的なパラメータである。式(2.10)をもとにしてインピーダンス形式、あるいはアドミタンス形式の等価回路がかかるが、式(2.9)が成立する限り、式(2.10)は式(2.3)となるから、従来筆者らがとってきたアドミタンス形式の等価回路でよいことになる。

式(2.3)の相互作用を示すマトリックスを介して信号、アイドラ回路を接続した等価回路を示せば図2.2となる。

マトリックスの対角項で示されるサセプタンスは外部回路に含めて考える。

- ここに  $G_y$ : 信号負荷のコンダクタンス  
 $G_1$ : (ダイオードの  $R_S$  による  $\omega_1$  でのコンダクタンス)  
 + (信号共振器の共振コンダクタンス)  
 $G_2$ : (ダイオードの  $R_S$  による  $\omega_2$  でのコンダクタンス)  
 + (アイドラ共振器の共振コンダクタンス)

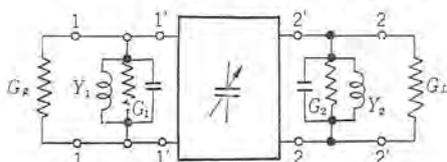


図 2.2 パラメトリック増幅器の等価回路  
 Fig. 2.2 Equivalent circuit of the parametric amplifier.

$G_L$ : (アイドラの外部負荷)

信号源コンダクタンスはサーキュレータを用いるため増幅器からはみえない。サーキュレータを用いたパラメトリック増幅器の電力利得  $G$  は端子 1-1' における電力反射係数である。

計算によって<sup>(5)</sup>

$$G = \frac{\left| \frac{(1-Y_1)(1+Y_2^*) + \frac{\omega_1 \omega_2 C_1^2}{4G_y G_L}}{(1+Y_1)(1+Y_2^*) - \frac{\omega_1 \omega_2 C_1^2}{4G_y G_L}} \right|^2}{\dots\dots\dots(2.12)}$$

を得る。ここに

$$\begin{aligned} Y_1 &= \left[ g_1 + j2 \frac{Q_{X1}}{\omega_{01}} \Delta\omega \right] \\ Y_2 &= \left[ g_2 - j2 \frac{Q_{X2}}{\omega_{02}} \Delta\omega \right] \end{aligned} \dots\dots\dots(2.13)$$

$$\begin{aligned} g_1 &= G_1/G_y \\ g_2 &= G_2/G_L \end{aligned} \dots\dots\dots(2.14)$$

$$\omega_1 = \omega_{01} + \Delta\omega$$

$$\omega_2 = \omega_{02} - \Delta\omega$$

$Q_{X1}, Q_{X2}$ : 信号およびアイドラ共振器の外部  $Q$

また高利得の下では

$$(1+Y_1)(1+Y_2^*) \doteq \frac{\omega_1 \omega_2 C_1^2}{4G_y G_L} \dots\dots\dots(2.15)$$

から

$$G \doteq \frac{2(1+Y_2^*)}{\left| (1+Y_1)(1+Y_2^*) - \frac{\omega_1 \omega_2 C_1^2}{4G_y G_L} \right|^2} \dots\dots\dots(2.16)$$

における。利得は  $C_1$  の大きさを調整できる。

次に利得が 3dB 減のときの帯域幅を  $B$  として  $\sqrt{G_0} B$  積を求めれば

$$\sqrt{G_0} B = \frac{1}{1+g_1} \frac{2}{B_1 + B_2} \dots\dots\dots(2.17)$$

ここに  $B_1 = (1+g_1)f_{01}/Q_{X1}$ : 信号共振器の受動回路的な帯域幅

$B_2 = (1+g_2)f_{02}/Q_{X2}$ : アイドラ共振器の " "

また利得の十分大きいときの雑音指数  $F$  は

$$F = 1 + \frac{T}{T_0} \left( g_1 + \frac{\omega_1}{\omega_2} + g_1 \frac{\omega_1}{\omega_2} \right) - \frac{T-T_L}{T_0} \left( \frac{1+g_1}{1+g_2} \right) \frac{\omega_1}{\omega_2} \dots\dots\dots(2.18)$$

と算出される。ここに

$T_0$ : 290°K

$T$ :  $G_1, G_2$  の実温度

$T_L$ :  $G_L$  の " "

である。 $T = T_L = T_0$  であれば

$$F = (1+g_1) \left( 1 + \frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \dots\dots\dots(2.19)$$

となる。雑音温度  $T_e$  と雑音指数との関係は

$$T_e = T_0(F-1) \dots\dots\dots(2.20)$$

である。

以上、今後の種々の問題解析の基礎となる式を式(2.3)のアドミタンス形式から出発して求めた。これを  $\tilde{Q}$  を使った形式に書き改めると

$$G_1 \doteq (\omega_1 C_0)^2 R_S \quad G_2 \doteq (\omega_2 C_0)^2 R_S$$

であるから、式(2.15)の右辺は

$$\begin{aligned} \frac{\omega_1 \omega_2 C_1^2}{4G_y G_L} &= \frac{\omega_1 C_1}{2G_1} \frac{\omega_2 C_1}{2G_2} \frac{G_1 G_2}{G_y G_L} \\ &\doteq \left( \frac{C_1}{2C_0} \frac{1}{\omega_1 C_0 R_S} \right) \left( \frac{1}{2C_0} \frac{1}{\omega_2 C_0 R_S} \right) \left( \frac{G_1 G_2}{G_y G_L} \right) \\ &= \frac{\gamma Q_{D1}}{2} \frac{\gamma Q_{D2}}{2} g_1 g_2 = \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 g_1 g_2 \dots\dots\dots(2.21) \end{aligned}$$

となる。この結果を式(2.16)に代入し  $\Delta\omega=0$  のときの共振利得  $G_0$  を求めれば、

$$G_0 = \frac{4(1+g_2)^2}{\{(1+g_1)(1+g_2) - \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 g_1 g_2\}^2}$$

$$= \frac{4K_1^2(1+K_2)^2}{\{(1+K_1)(1+K_2) - \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2\}^2} \quad (2.22)$$

$$K_1 = \frac{1}{g_1}, \quad K_2 = \frac{1}{g_2}$$

となる。式(2.21)を高利得条件をあてはめれば

$$1+g_1 = \frac{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2'}{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2' - 1} \quad (2.23)$$

$$\tilde{Q}_2' = \frac{\tilde{Q}_2}{1+K_2} = \frac{\tilde{Q}_2}{1+g_2} \quad (2.24)$$

を得るから、式(2.17)に代入して

$$\sqrt{G_0} B = \frac{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2' - 1}{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2'} \frac{2}{\frac{1}{B_1} + \frac{1}{B_2}} \quad (2.25)$$

を得る。もし信号およびアイドラの共振器が容量性リアクタンスとして  $\omega C_0$  しか持たないと仮定すると、 $B_1, B_2$  も  $Q_D$  で表わして、式(2.25)は

$$\frac{\sqrt{G_0} B}{f_1} = \frac{2 \left\{ \frac{\tilde{Q}_1^2}{1+K_2} \left( \frac{\omega_1}{\omega_2} \right) - 1 \right\}}{Q_{D1} \left\{ 1 + \left( \frac{\tilde{Q}_1^2}{1+K_2} \right) \left( \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2 \right\}} \quad (2.26)$$

となる。次に雑音指数の式(2.19)に式(2.23)を代入すれば

$$F = \frac{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2'}{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2' - 1} \left( 1 + \frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \quad (2.27)$$

を得る。 $G_L = 0$ , すなわち  $K_2 = 0$  の状態では

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{1 + \tilde{Q}_1^2} - 1 \quad (2.28)$$

で最小となり

$$F_{\min} = \frac{\sqrt{1 + \tilde{Q}_1^2} + 1}{\sqrt{1 + \tilde{Q}_1^2} - 1} = 1 + \frac{2}{\tilde{Q}_1} \left( \frac{1}{\tilde{Q}_1} + \sqrt{1 + \frac{1}{\tilde{Q}_1^2}} \right) \quad (2.29)$$

となる。

以上、アドミタンス仮定から導いた形式と、これに  $\tilde{Q}$  を導入して各式を  $\tilde{Q}$  で表わしたふたとおりの形式を示した。前者の利点は実験的に非励振の状態から励振したときの諸特性を推定するのに便であり、後者は特定のダイオードが与えられた場合、電気的設計方針をたて、とくに雑音指数を推定するのに便利である。式(2.26)の  $\sqrt{G_0} B$  積は種々の理由で実際とは大きくかけはなれる。

### 3. 広帯域化

式(2.17)にみるように、信号およびアイドラが単一共振器からなる場合、パラメトリック増幅器の  $\sqrt{G_0} B$  積は一定であるから、広帯域化ということは  $\sqrt{G_0} B$  積を上げることである。

このためには  $g_1$  を小さく  $B_1$  および  $B_2$  をやや同じ程度に大きくすればよい。 $B_1, B_2$  を増すには  $Q_{T1}, Q_{T2}$  を小さく、すなわち  $G_0, G_L$  を大きく、共振器のサセプタンスを小さくすればよい。 $G_0, G_L$  を大きくということは共振器をできるだけ過結合 ( $K_1 > 1, K_2 > 1$ ) ということであるが、式(2.22)にみるように、これには限界がある。共振器のサセプタンスを小さくということは、共振器を構成するに際してダイオード以外のサセプタンスを極力押えることで、その極限では、共振器の内部  $Q$  は  $Q_D$  に等しい。

過結合すなわち  $K$  の限界は、 $K_1$  について、式(2.23)から

$$K_1 = \frac{1}{g_1} = \frac{G_0}{G_1} = \frac{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2'}{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2' - 1} \quad (3.1)$$

となる。このとき  $G_0$  で規準化した接合容量の変換範囲は<sup>(3)</sup>

$$\frac{\Delta B_1}{G_0} = \frac{\omega_1 C_1}{G_0} = \frac{2\tilde{Q}_1}{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2' - 1} \quad (3.2)$$

となる。式(3.1)および式(3.2)で信号共振器がチェックできる。

またアイドラ側については

$$\frac{\Delta B_2}{G_L} = \frac{2G_1 \tilde{Q}_2}{G_L} \quad (3.3)$$

となる。 $\omega_1 = \omega_2$  の縮退形については

$$\left. \begin{aligned} G_0/G_1 &= \tilde{Q}_1 - 1 \\ \frac{\Delta B}{G_0} &= \frac{2\tilde{Q}_1}{\tilde{Q}_1 - 1} \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

となる。

回路の容量性サセプタンスがパラクタダイオードの  $C_0$  のみとした極限のときの高利得条件での  $\sqrt{G_0} B$  積は式(2.26)に示されている。

この式はさらに、

$$\left. \begin{aligned} 1+K_2 &= \frac{\omega_1}{\omega_2} \left\{ \sqrt{1 + \tilde{Q}_1^2 \left( \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2} - 1 \right\} \\ 1+K_1 &= \frac{\omega_2}{\omega_1} \left\{ \sqrt{1 + \tilde{Q}_1^2 \left( \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2} + 1 \right\} \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

のとき最大となり、比帯域幅は、

$$\frac{\sqrt{G_0} B}{f_1} = \frac{2}{Q_{D1}} \frac{\frac{\omega_2}{\omega_1} \left\{ \sqrt{1 + \tilde{Q}_1^2 \left( \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2} + 1 \right\} - 1}{1 + \frac{1}{\tilde{Q}_1^2} \left\{ \sqrt{1 + \tilde{Q}_1^2 \left( \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)^2} + 1 \right\}^2} \quad (3.6)$$

となる。

#### 3.1 共振器の内部 $Q$

先に共振器の容量性サセプタンスは  $C_0$  のみという理想の場合について述べたが、現実の回路構成では一般にそうはならない。ダイオードを同軸線路に直列にそう入した場合と導波管に並列にそう入した場合について述べる。

同軸に直列にそう入した場合<sup>(4)</sup>は、等価回路は図3.1(a)のように書けるから、基準面を  $C_0$  の両端にとって、 $Y = G + jB$  の形に整理して共振回路の  $Q$  を求めれば、

$$Q = \frac{\omega}{2G} \frac{\partial B}{\partial \omega}$$

$$= \frac{Q_D}{2} \left[ 1 + \frac{\omega^2}{\omega_D^2} + \frac{2\theta\omega}{\sin 2\theta\omega} \left( 1 - \frac{\omega^2}{\omega_D^2} \right) \right] \quad (3.7)$$

となる。ここに

$$\omega_D^2 = 1/LC_0 \quad L: \text{直列インダクタンス}$$

$\theta\omega$  に関する  $Q$  最大の条件は

$$2\theta\omega = \tan 2\theta\omega \quad (3.8)$$

であり、これを満足するのは

$$\left. \begin{aligned} 2\theta\omega = 0 & & 2\theta\omega/\sin 2\theta\omega = 1 & & \omega_D > \omega \\ 2\theta\omega = 257.5^\circ & & 2\theta\omega/\sin 2\theta\omega = -4.6 & & \omega_D < \omega \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

であるから、このような長さになるように  $Z_0$  を選ばばよい。す

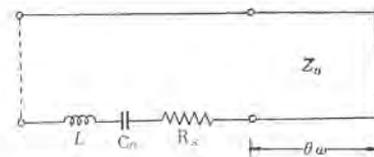


図 3.1 (a) 同軸線路に直列にマウントしたダイオードの等価回路  
Fig. 3.1 (a) Equivalent circuit of a diode mounted in series in a transmission line.

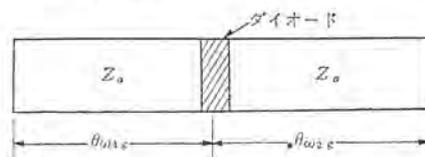


図 3.1 (b) 導波管に並列にマウントしたダイオードの等価回路  
Fig. 3.1 (b) Equivalent circuit of a diode mounted in parallel in a waveguide.

なわち前者にあっては  $Z_0$  をできる限り高くとり、 $\theta\omega$  を極力小さくすることが共振器の内部  $Q$  を低くする手段である。これらのとき

$$\begin{aligned} \omega_D \gg \omega & \quad Q = Q_D \\ \omega_D \ll \omega & \quad Q = 2.8Q_D \left(\frac{\omega}{\omega_D}\right)^2 \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(3.10)$$

となる。共振条件は  $\omega C_0 = (\omega L + Z_0 \tan \theta\omega)^{-1}$  である。

次に導波管に並列にダイオードをそう入したときには(図 3.1(b))

$$Q = \frac{Q_D}{2} \left[ 1 + \frac{\omega^2}{\omega_D^2} + \frac{1 - \frac{\omega^2}{\omega_D^2}}{\frac{\omega_{cg}^2}{\omega^2} - 1} [\theta_1 \omega_g \cot \theta_1 \omega_g + \theta_2 \omega_g \cot \theta_2 \omega_g - (\theta_1 + \theta_2) \omega_g \cot (\theta_1 + \theta_2) \omega_g - 1] \right] \dots\dots\dots(3.11)$$

$\omega_{cg}$ : 導波管の  $TE_{10}$  モードの  $\pi/4$  断周波数

で共振条件は

$$\cot \theta_1 \omega_g + \cot \theta_2 \omega_g = \frac{Z_0}{R_S} \frac{1}{Q_D} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_D^2}\right)^{-1}$$

である。ただし

$$Z_0 (TE_{10}) = \frac{2b}{a} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cdot \left(1 - \frac{\omega_{cg}^2}{\omega^2}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

以上から次の事項が結論される。

- (a)  $\omega = \omega_D$ , すなわち共振周波数をダイオードの直列共振周波数に選べば,  $Q = Q_D$
- (b)  $\omega \gg \omega_D$  になると,  $Q \gg Q_D$  となる。
- (c)  $\omega \rightarrow \omega_{cg}$  になると,  $Q \gg Q_D$
- (d) 共振条件から,  $Z_0$  が小さければ  $\theta\omega_g$  を小さくし得,  $Q$  は下がる。

なお外部  $Q$ ,  $Q_x$  は内部  $Q$  と  $g$  との積, 負荷  $Q$  は内部  $Q$  を  $(1+K)$  で割ってあるいは  $Q_x$  を  $(1+g)$  で割って求められる。

### 3.2 複共振器化

中心周波数から離れると利得が下がるのは離調によりサテライトが増加するためであるから, この増加を補助回路を付けて消去してしまい, 増幅帯域幅を拡大しようというのが基本的な考えである。このために共振回路を多重化するのであるが, 信号とアイドラ共振回路との組み合わせとなるから, 解析<sup>(7)(8)(9)</sup>も実際構造としてもかなり複雑となる。実用的には簡単のためいずれか一方だけを複共振器にするのが一般である。信号とアイドラの共振器のどちらを複共振化すべきかについては, 増幅帯域幅だけについて考えれば, 受動的な帯域幅  $B_1, B_2$  の狭いほうに施行したほうが効果が大きく, また雑音をも考慮すれば, 信号側で行なったほうがよい。それは信号側の場合もともと不可欠な  $G_0$  が補助共振器の負荷となるのに対し, アイドラ側に施行する場合は補助共振器の負荷として, 外部負荷  $G_L$  を付け加えなければならないからである。 $F(G_L)$  と  $F(0)$  とを比較すると式 (2.27) および (2.24) から

$$\frac{F(0)}{F(G_L)} = 1 - \frac{K_2}{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 - 1} \dots\dots\dots(3.12)$$

となる。したがって  $\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2 \gg 1$  であれば  $K_2 = 1$  ( $G_L = G_2$ ) 程度では大した影響はない。

図 2.2 の等価回路のように両共振器とも単一共振器  $Y_1, Y_2$  とせずさらに一般性あるものとして, 図 3.2 のように一般 4 端子網とおく。これによって利得を計算すると<sup>(5)</sup>

$$G = \left| \frac{(A_1 - C_1)(C_2^* + D_2^*) - \frac{\omega_1 \omega_2 C_1^2}{4G_0 G_L} (B_1 - D_1)(A_2^* + B_2^*)}{(A_1 + C_1)(C_2^* + D_2^*) - \frac{\omega_1 \omega_2 C_1^2}{4G_0 G_L} (B_1 + D_1)(A_2^* + B_2^*)} \right|^2$$

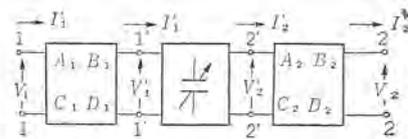


図 3.2 パラメトリック増幅器の等価回路  
Fig. 3.2 Equivalent circuit of the parametric amplifier.

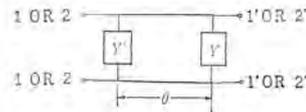


図 3.3 複共振回路  
Fig. 3.3 Double resonating circuit.

$$G = \left| \frac{2(C_2^* + D_2^*)}{(B_1 + D_1)^2 (A_2^* + B_2^*)} \right|^2 \dots\dots\dots(3.13)$$

となる。共振器 ABCD はどのような形式でもよい。

今, アイドラ共振器が図 3.3 のように電気角  $\theta$  なる線路を介した二つの共振器からなるとすると,

$G_L$  で規準化した共振器のマトリクスは,

$$\begin{pmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta + jY_2' \sin \theta & j \sin \theta \\ (Y_2 + Y_2') \cos \theta + j(1 + Y_2 Y_2') \sin \theta & \cos \theta + jY_2 \sin \theta \end{pmatrix}$$

となる。電気角  $\theta$  を  $\frac{\pi}{2}$  に選び, これが考えているわずかの周波数に対して変化しないものとする

$$\begin{pmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} jY_2' & j \\ j(1 + Y_2 Y_2') & jY_2 \end{pmatrix} \dots\dots\dots(3.14)$$

となる。

$$Y_2 = g_2 - j2Q_x \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

$$Y_2' = -j2Q_x' \frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

信号側は単一共振回路とし, 式 (3.14) を (3.13) に代入すれば

$$G = \left| \frac{2(1 + Y_2^* + Y_2^* Y_2'^*)}{(1 + Y_2^*)} \right|^2 \dots\dots\dots(3.16)$$

となる。式 (3.16) はパラメータが多いため簡単にその特性を知り得ないので, 数値計算を試みることにする。簡単のため  $g_1 = g_2 = 0$  において, 中心利得が 20 dB となるよう  $\omega_1 \omega_2 C_1^2 / 4G_0 G_L$  の値を固定し  $Q_x / f = 1/b$  の関数として数値計算を試みたのが図 3.4 である。

これによって, 帯域を数倍と広くなしうることがわかる。

また, 縮退形の場合は

$$G = \left| \frac{2(1 + Y_1 + Y_1 Y_1')}{(1 + Y_1')^2} \right|^2 \dots\dots\dots(3.17)$$

となり, 同様の計算を行なえば図 3.5 を得る。

次に信号共振器が図 3.6 に示すものである場合は

$$\begin{pmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & Z_1 \\ Y_1 & 1 + Y_1 Z_1 \end{pmatrix} \dots\dots\dots(3.18)$$

となるから, これをアイドラ側は単一共振回路において式 (3.13) に代入すれば,

$$G = \left| \frac{2(1 + Y_2^*)}{(1 + Z_1 + Z_1 Y_1)^2} \right|^2 \dots\dots\dots(3.19)$$

を得る。式 (3.19) によってもまた式 (3.18) と同様広帯域となる

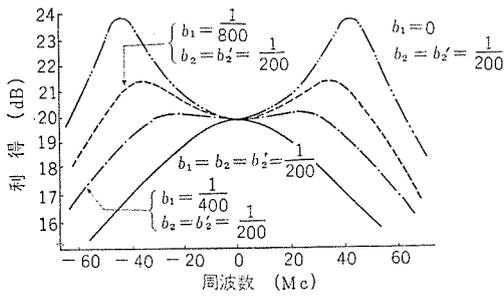


図 3.4 二つの共振器の  $Q$  の比の増幅特性に与える影響 (非縮退形)  
Fig. 3.4 Effects of the ratio of two cavities'  $Q$  on amplification characteristics.

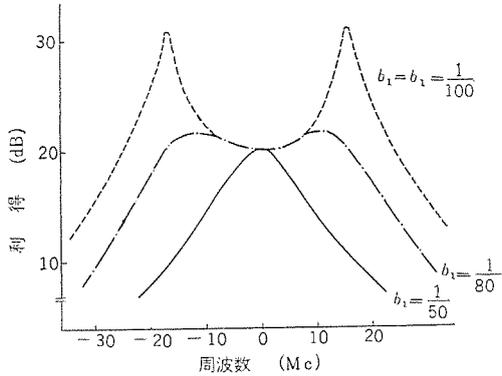


図 3.5 二つの共振器の  $Q$  の比の増幅特性に与える影響 (縮退形)  
Fig. 3.5 Effect of the ratio of two cavities  $Q$  on amplification characteristics.

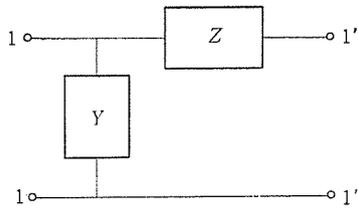


図 3.6 複共振回路  
Fig. 3.6 Double resonating circuit.

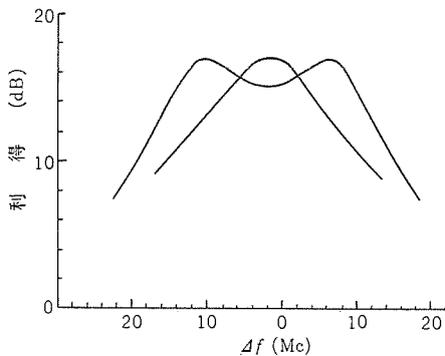


図 3.7 単一同調形とセプタツスそう入による広帯域化  
Fig. 3.7 Amplification characteristics of a single tuned type and a wide band type.

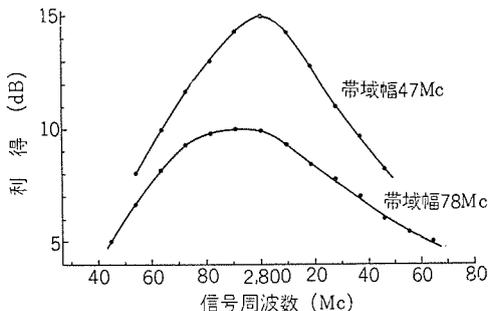


図 3.8 2,800 Mc パラメトリック増幅器の増幅特性  
Fig. 3.8 Amplification characteristics of 2,800 Mc parametric amplifier.

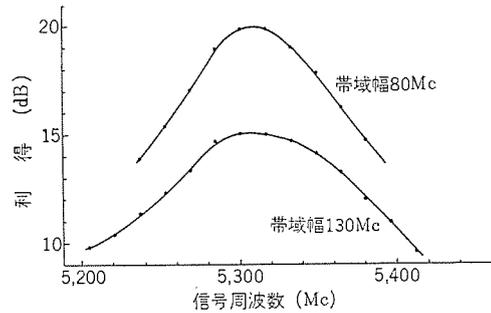


図 3.9 5,300 Mc パラメトリック増幅器の増幅特性  
Fig. 3.9 Amplification characteristics of 5,300 Mc parametric amplifier.

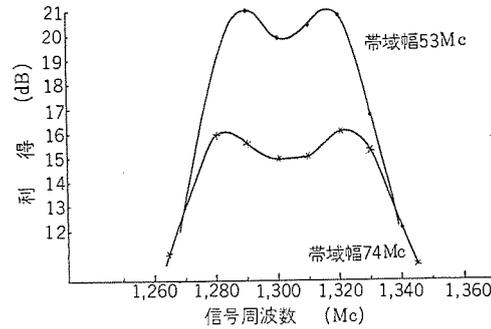


図 3.10 1,300 Mc パラメトリック増幅器の増幅特性  
Fig. 3.10 Amplification characteristics of 1,300 Mc parametric amplifier.

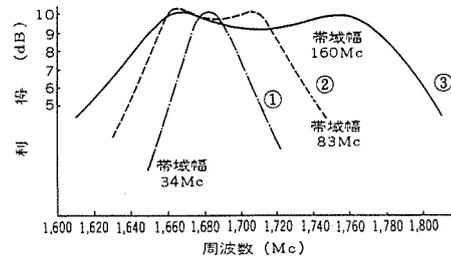


図 3.11 1,680 Mc パラメトリック増幅器の増幅特性  
Fig. 3.11 Amplification characteristics of 1,680 Mc parametric amplifier.

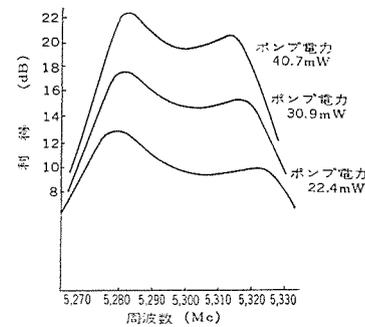


図 3.12 5,300 Mc パラメトリック増幅器の増幅特性  
Fig. 3.12 Amplification characteristics of 5,300 Mc parametric amplifier.

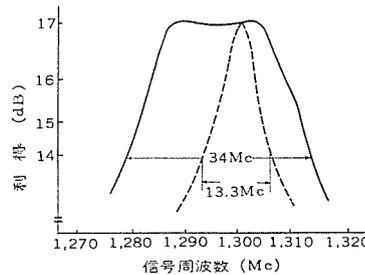


図 3.13 セプタツス そう入による広帯域化  
Fig. 3.13 Broad banding with susceptance element in the signal circuit.

ことがわかる。

また、複共振器は主共振器とそれからある線路長の離れたところにそう入されたセパランスとでも構成できる。すなわち、信号線路にこれをそう入したとすると<sup>(10)</sup>

$$G = \left| \frac{2(1+Y_3^*)}{(1+Y_1)(1+Y_3^*) + jB'e^{-j2\theta_1} - \frac{\omega_1\omega_2 C^2}{4G_0 G_L}} \right|^2 \dots\dots (3.20)$$

$B'$  はセパランス、 $\theta_1$  は信号共振器とセパランスそう入位置との間の電気角で、長さが  $L$  だとすると

$$\theta_1 = \frac{L_1}{C}(\omega_{01} + \Delta\omega) = \theta_{01} + d\Delta\omega$$

であって、 $\Delta\omega=0$  のとき、 $jB'e^{-j2\theta_1} = -jB'$  のように  $L_1$  を選ぶ。そして一例として

$$b_1 = b_2 = \frac{1}{100} (\text{Mc})$$

$$jBe^{-j2\theta_{01}} = B = 0.15, d = \frac{\pi}{40} (\text{Mc}), \frac{\omega_1\omega_2 C^2}{4G_0 G_L} = 0.8$$

と選んで  $G$  を求めれば図 3.7 のようになる。

以上、種々の広帯域化の方法について理論的な概要を述べたが、要点をまとめれば次のようになる。

(a) ダイオードの直列共振周波数より低い周波数か、それ自身の周波数を共振周波数とするような構成にすれば、それ自身で増幅帯域幅はかなり広帯域となる。

(b) さらに広帯域化を望むときは、まず、非励振時の帯域幅の狭いほうを複共振器化するのがよい。ただし、アイドラ側を複共振器にしたときには、一般にわずかながら雑音特性が悪化することになる。

### 3.3 実験例

以上の事項を考慮して設計した広帯域パラメトリック増幅器の実験例について述べる。なお、構造は構成法の章に、また、データの詳細は試作例の章に述べる。

図 3.8 は非縮退形で、 $f_1 = 2,800 \text{ Mc}$ 、 $f_2 = 7,702 \text{ Mc}$ 、信号共振器は同軸形、アイドラは導波管形で、アイドラ周波数ではシャ断領域にある。ダイオードは XD-501 のピル形である。

図 3.9 は縮退形で、 $f_1 = f_2 = 5,300 \text{ Mc}$  共振器は同軸形でダイオードの直列共振周波数は約  $7 \text{ Gc}$  であった。ダイオードは MS-2503 である。図 3.10 は  $f_1 = 1,300 \text{ Mc}$ 、 $f_2 = 9,500 \text{ Mc}$  信号共振器は同軸形、アイドラは導波管形で H 面の幅はアイドラ、ポンプ両周波数で通過帯域となっており、アイドラを複共振器にした。ダイオードは大形の MA-460G である<sup>(11)</sup>。

図 3.11 は  $f_1 = 1,680 \text{ Mc}$ 、 $f_2 = 9,600 \text{ Mc}$  で構造は図 3.10 の  $1,300 \text{ Mc}$  のものと同様である<sup>(5)</sup>。図 3.12 は  $f_1 = f_2 = 5,300 \text{ Mc}$  の縮退形で共振器は導波管の複共振器である。ダイオードは MA-460G である<sup>(5)</sup>。

図 3.13 は信号線路に適当なセパランスをそう入したときの特性で、広帯域にしたもので、 $f_1 = 1,300 \text{ Mc}$ 、 $f_2 = 9,375 \text{ Mc}$  である。使用したダイオードは MA-460E である<sup>(12)</sup>。

次に広帯域化を行なわず、構造簡潔にして、瞬時帯域幅は狭いが、増幅中心周波数を簡単な方法で移動させ、使用周波数の拡大を図る方法が考えられる<sup>(13)</sup>。簡単のため調整箇所は 1 箇所と限定すれば、信号あるいはアイドラ共振器の離調あるいはポンプ周波数の変移の 3 とおりの方法があるが、信号およびアイドラ共振器がそれぞれ同軸導波管形の場合はアイドラ共振器を離調させるのが実用的である。この離調はショートランジナ、スタブを動かすか、ダイ

パラメトリック増幅器の実用化に関する諸問題 (1)・喜連川・白幡

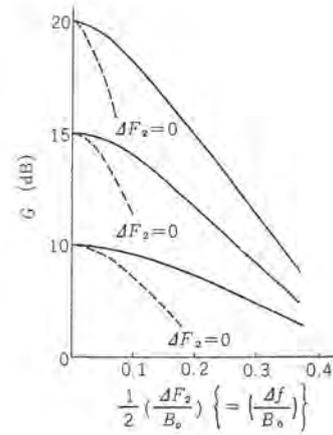


図 3.14 アイドラによる利得の Tunability  
Fig. 3.14 Gain tunability with idler resonator detuning.

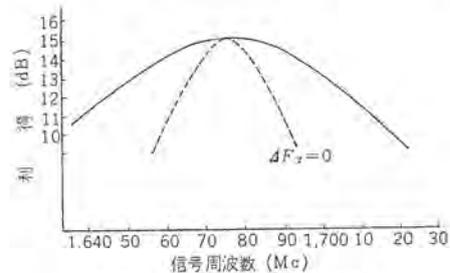


図 3.15 極大利得の包絡線  
Fig. 3.15 Experimental characteristics of gain tunability.

オードのバイアス電圧を変えて行なえるが、後者の場合は信号側も変化する。

今、利得は十分高いとし、最適状態からのアイドラ側の離調を  $\Delta F_2$  とすれば、信号周波数  $(f_{10} + \Delta f)$  での利得は

$$G = \frac{4}{\left\{ \frac{2}{\sqrt{G_0}} - \frac{4}{B_1 B_2} (\Delta f + \Delta F_2) \Delta f \right\}^2 + \left\{ \frac{2}{B_1} \Delta f + \frac{2}{B_2} (\Delta f + \Delta F_2) \right\}^2} \dots\dots (3.21)$$

であって、利得極大となる信号周波数は

$$B_1 \gg B_2 \text{ のとき } \Delta f = -\Delta F_2$$

$$B_1 \approx B_2 = B_0 \text{ のとき } \Delta f = -\Delta F_2 / 2$$

であり、このとき利得は

$$G_{B_1 \gg B_2} \approx \left\{ \frac{1}{G_0} + \left( \frac{\Delta F_2}{B_1} \right)^2 \right\}^{-1} \approx G_0 \dots\dots (3.22)$$

$$G_{B_1 = B_2 = B_0} \approx 4 \left\{ \frac{2}{\sqrt{G_0}} + \left( \frac{\Delta F_2}{B_0} \right)^2 \right\}^{-2} \dots\dots (3.23)$$

である。これを図 3.14 に示す。後者について、 $G = G_0/2$  となる周波数幅  $(2\Delta f)$  と増幅帯域幅  $B$  との比を求めれば

$$\frac{2\Delta f}{B} = 0.91 G_0^{1/4} \dots\dots (3.24)$$

となる。実験結果として、供試増幅器は信号周波数  $1,680 \text{ Mc}$ 、 $B_1 \approx B_2$  に設計されており  $\sqrt{GB}$  積は  $125 \text{ Mc}$  である。最適動作状態から、ほか、いっさいは固定のままアイドラ短絡板のみを動かして増幅中心周波数を移行させ、極大値の包絡線を書いたのが図 3.15 である。バイアス電圧を変えることにより、この方法が行なえれば便利である。

### 4. 利得の安定化<sup>(14)</sup>

ダイオードを用いたパラメトリック増幅器のうち、いわゆる進行波形は利得の安定性がよいといわれているが、本文に述べているいわゆる共振形は、いわば正帰還増幅器であるから、そうでないもの

に比べて安定性が劣るのはやむをえない。安定性が劣るといのは種々の要素の影響を受けやすいということで、原因なく動作が始終つらつらするというのではない。

本章には各要素の変動に対する利得の変動の関係を考察し利得の変動を押える方法について述べてある。増幅器の利得に影響を与える増幅器本体以外の要素はポンプ電力、ポンプ周波数、バイアス電圧および温度と考えられる。

#### 4.1 ポンプ電力の変動

電力利得は式(2.12)で示される。 $\Delta\omega=0$ の共振時の利得 $G_0$ は

$$G_0 = \left\{ \frac{(1-g_1) + \frac{\omega_1\omega_2 C_1^2}{4G_0 G_L(1+g_2)}}{(1+g_1) - \frac{\omega_1\omega_2 C_1^2}{4G_0 G_L(1+g_2)}} \right\}^2 \quad \dots\dots\dots(4.1)$$

となる。右辺の分母、分子の第2項は $C_1^2$ に比例する項で、 $C_1^2$ は近似的に印加ポンプ電力に比例するから、第2項はポンプ電力 $P$ に比例するとしてよい。さらに $G_0=\infty$ のときの $P$ を $P_0$ とおけば

$$G_0 = \left( \frac{1-g_1 + \frac{P}{P_0}}{1 + \frac{P}{P_0}} \right)^2 \quad \dots\dots\dots(4.2)$$

となる。式(4.2)からポンプ電力に対する変動率を求めれば、

$$\frac{\frac{dG}{G}}{\frac{dP}{P}} = \frac{G-1}{\sqrt{G}} + g_1 \frac{(\sqrt{G}+1)^2}{\sqrt{G}} = \sqrt{G}(1+g_1) \quad \dots(4.3)$$

を得る。 $g_1$ は式(2.17)および(2.19)のように $\sqrt{G_0}B$ 積や雑音に関係するほか、利得の安定度にも影響を与える。式(4.3)から $g_1 \ll 1$ であれば、 $G=15\sim 20$  dBの間ではポンプ電力0.1 dBの変動に対し利得変動は1 dBと考えるとよい。式(4.2)と(4.3)を図4.1, 4.2に示す。

以上の考察では、接合容量の電圧特性の高次項の影響および $C_1$ の振幅飽和特性を無視しているが、実際には、 $C_1$ の振幅が大きい場合にはこれらは無視できない。高次項の影響によってまた信号およびアイト共振器の離調をひき起こす。

増幅器の利得の安定には、以上の考察からわかるように、

- (a) 必要なだけポンプ電力を安定化する。
- (b) 高次項および飽和特性を積極的に利用して増幅器自体の変動率を下げる。

の二つの方法がある。

ポンプ電力の安定化については図4.3にそのブロック線図を示す。APC(自動電力制御装置)をつけ、その変動を0.1 dB以内に制御することは容易である。ただし、従来からあるこの方法では、制御される電力はダイオードへ入射する電力であって、ダイオードに実際に消費される電力でないため、温度の変動などでポンプ回路の特性が変動したときには、APCは完全に動作していても、反射電力の増減によって利得は変動する。したがって、完全にはダイオードに消費される実効的なポンプ電力を一定に保つよう制御しなければならぬ。

接合容量を大きく励振したときに流れるダイオードの微小電流の、いわゆるX点を基準として実効電力を制御する方法が発表され<sup>(15)</sup>また実験されているが、これはダイオードの特性にも影響し、必ずしも一般的なものでない。

実効電力は透過電力と考えても実際の場合さしつかえないであろうから、入射電力の代わりに、入射電力と反射電力との差を一定に保つように制御してもよい。この考えに基づくブロック線図

を図4.4に示す。この改良形APCは従来のAPC増幅器と比較して、APC増幅器が多少複雑になるようにも考えられるが、検出器にサーミスタ形電力計を使用した場合、これにもし温度補償用サーミスタが付いていれば、これを反射電力検出用に使えばよい。この場合のブロック線図を図4.5に示す。こうすればこのサーミスタは反射電力と温度の両方を補正する。

第2の方法に属するものは、過励振したときダイオードに直流電流が流れ障壁抵抗が下がることと、接合容量の高次非直線のため $C_0$ の増大から起こる離調効果とを利用するもので、回路構成の仕方によっては、雑音特性を実質的に悪化しない程度の微小ダイオード電流点を境として、ポンプ電力の増大によりかえって利得の低下することが知られている。理論的には<sup>(16)</sup>、接合容量に並列に $g_0+g_0' \cos \omega_p t$ なる障壁コンダクタンスが現われるとして、式(2.3)を

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_0 + j\omega_1 C_0 & \frac{1}{2}(-g_0' + j\omega_2 C_1) \\ \frac{1}{2}(g_0' - j\omega_1 C_1^*) & g_0 - j\omega_2 C_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2^* \end{pmatrix} \quad \dots(4.4)$$

と変形して求められる。この式からダイオードおよび増幅器の各定数を仮定して数値計算を行なった増幅特性の例が図4.6である。

ポンプ電力の増大に従って、増幅中心周波数がずれているのは $C_0$ の増大からくる離調効果のためである。したがって利得の飽和点にポンプ電力を設定すれば、多少のポンプ電力の変動に対しては、利得は安定となる。

#### 4.2 ポンプ周波数の変動<sup>(17)</sup>

ポンプ周波数 $f_p$ の変動に伴う利得の変化は、一般に二つの原因で起こると考えられる。第1はポンプ周波数の変動 $\Delta F$ のもたらすアイト共振器の実効的な離調によるもの、第2はポンプ回路の離調のもたらす実効ポンプ電力の減少によるものである。

パラメトリック増幅器の周波数関係は

$$f_1 + f_2 = f_p \quad \dots\dots\dots(4.5)$$

であって、 $f_p$ が $\Delta F$ だけ変動すれば、アイト周波数も $f_2 + \Delta F$ だけ変化する。したがって、式(2.12)に

$$\left. \begin{aligned} Y_1 &= g_1 \\ Y_2 &= g_2 \left( 1 + j2 \frac{\Delta F}{B_2} \right) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots(4.6)$$

を代入し、近似的に $g_1=0$ 、 $g_2=0$ とおいて利得を求めれば

$$G = \frac{(1-P)^2 + \left(2 \frac{\Delta F}{B_2}\right)^2}{(1-P)^2 - \left(2 \frac{\Delta F}{B_2}\right)^2} \quad \dots\dots\dots(4.7)$$

となる。ここに $P = \omega_1 \omega_2 C_1^2 / 4G_0(G_L + G_2)$

また $\Delta F=0$ のときの $G$ を $G_0$ とし、式(4.7)に代入すれば

$$\frac{G}{G_0} = \frac{(1+N)^2}{(1+N)^2 + \left(\frac{2\Delta F}{B}\right)^2} \quad \dots\dots\dots(4.8)$$

を得る。ここに $B$ : 増幅帯域幅、 $N = \frac{B_2}{B_1}$

次にポンプ回路の離調によるものは、ポンプ回路の実効 $Q$ を $Q_p$ とすれば、実効ポンプ電力の離調による減少は

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{Q_p^2 \left(\frac{2\Delta F}{f_p}\right)^2}{1 + Q_p^2 \left(\frac{2\Delta F}{f_p}\right)^2} \quad \dots\dots\dots(4.9)$$

となる。式(4.9)を式(4.3)に代入すれば

$$\frac{G}{G_0} = \frac{1 - \sqrt{G_0} Q_p^2 \left(\frac{2\Delta F}{f_p}\right)^2}{1 + Q_p^2 \left(\frac{2\Delta F}{f_p}\right)^2} \quad \dots\dots\dots(4.10)$$

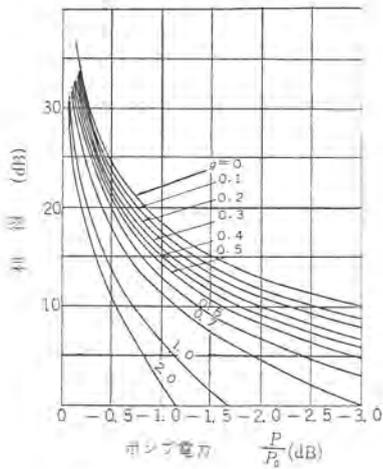


図 4.1 ポンプ電力と利得  
Fig. 4.1 Gain and pumping power.

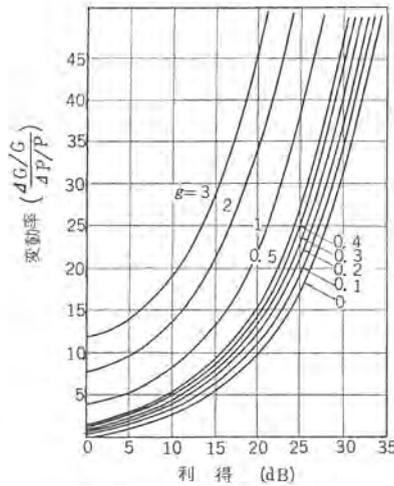


図 4.2 利得と変動率  
Fig. 4.2 Gain sensitivity to pumping power.

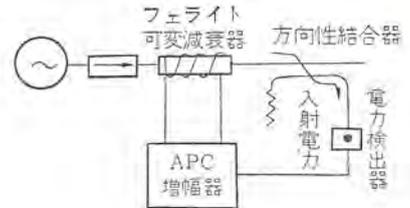


図 4.3 従来の APC  
Fig. 4.3 Conventional APC.

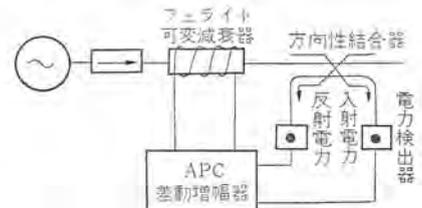


図 4.4 改良形 APC  
Fig. 4.4 Improved APC.

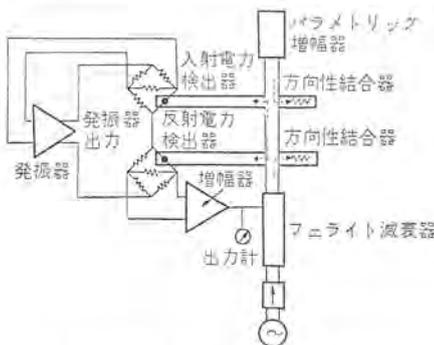


図 4.5 改良形 APC 回路構成  
Fig. 4.5 A circuit of the improved APC.

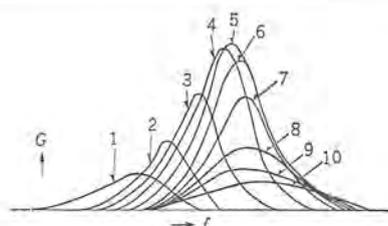


図 4.6 種々のポンプ電圧において、周波数を変えたときのパラメトリック増幅器の利得曲線 (ポンプ電圧の増加する順に番号をつけた)  
Fig. 4.6 Gain-curve of the parametric amplifier when frequency is varied at various pump power levels. The larger number of curve corresponds to larger power.

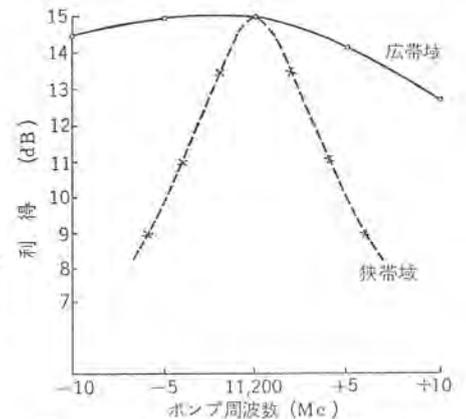


図 4.8 1,680 Mc パラメトリック増幅器のポンプ周波数特性  
Fig. 4.8 Pumping frequency characteristics of 1,680 Mc parametric amplifier.

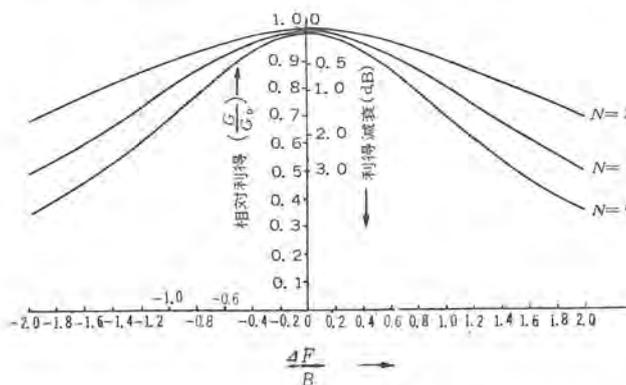


図 4.7 (a) ポンプ周波数によるアイドラ共振器の離調の及ぼす利得変動  
Fig. 4.7 (a) Gain variation caused by detuning of idler resonator due to pumping frequency.

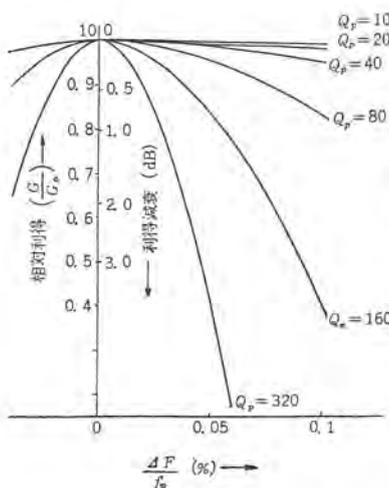
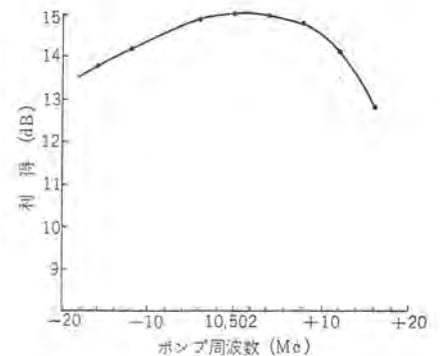
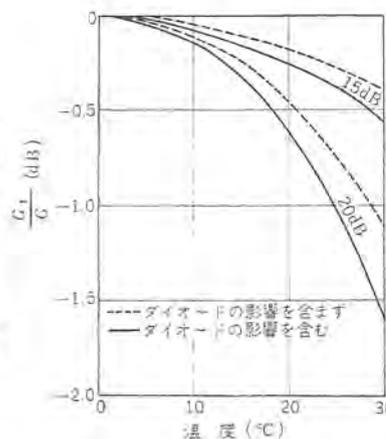


図 4.7 (b) ポンプ周波数変動によるポンプ電力の反射の及ぼす利得変動 ( $G_0=15$  dB)  
Fig. 4.7 (b) Gain variation caused by reflection of pumping power due to pumping frequency variation. ( $G_0=15$  dB)



▲ 図 4.9 2,800 Mc パラメトリック増幅器のポンプ周波数特性  
Fig. 4.9 Pumping frequency characteristics of 2,800 Mc parametric amplifier.



◀ 図 4.10 利得の温度特性  
Fig. 4.10 Temperature characteristics of the gain variation (calculated values.)

を得る。図 4.7 (a) (b) は式 (4.8) および式 (4.10) を示す。

以上の検討によって、ポンプ周波数に対して安定化するほか、増幅器自体として

- (a) 増幅帯域幅を広く
- (b)  $N = \frac{B_2}{B_1}$  を大きく
- (c) ポンプ回路の  $Q$  を低く
- (d) 利得を不必要に高くしない

方法で安定化がはかられる。結論として、 $B_1=B_2$  であっても、 $Q_P$  がきわめて低ければ、ポンプ周波数だけ動いても利得の低下は 1dB 以内である。また  $Q_P$  が 60 以下であれば、ポンプ周波数が 0.1% 動いても、変動は 0.1dB 以下である。

図 4.8 は、ポンプ回路の改善によるポンプ周波数特性の改善を示すものである。すなわち、点線アイドラ共振回路に  $f_P$  の B.P.F. を接続し、B.P.F. の入口端で  $f_P$  の整合をとった狭帯域のポンプ回路の特性の一例で、ポンプ回路実効  $Q$  は 400 である。実線は B.P.F. の代わりに  $f_2$  がシャ断領域にあるような細い導波管を縦続し、広帯域になるように整合をとった場合である。供試増幅器は  $f_1=1,680$  Mc,  $f_2=9,520$  Mc,  $\sqrt{GB} \approx 100$  Mc である。また図 4.9 は  $f_1=2,800$  Mc,  $f_2=7,702$  Mc の増幅器で、 $\sqrt{GB} \approx 260$  Mc のもので、ポンプ導波管は  $f_2$  でシャ断領域である。

### 4.3 温度特性

バクタダイオードが半導体であるゆえに、増幅器の温度特性はきわめて劣るものと考えられがちである。しかし、バクタダイオードの半導体材料は doping の強い金属に近い材料であって、従来の半導体装置に比較してかなり良好である。接合容量の温度依存性は主として、式 (2.1) の接触電位差  $\phi$  の温度依存性で決まる。

したがって、バイアス電圧が負であり浅くなければ、接合容量の温度に対する影響はさほど大きくない。実験的に、MA-460G のバイアス -1V における接合容量の温度依存性を測定してみたが、室温付近で  $1 \times 10^{-4}/^\circ\text{C}$  すなわち、黄銅の 5 倍に過ぎなかった<sup>(14)</sup>。

したがって、このダイオードを含む共振器の温度膨張係数はダイオードと共振器との結合の強さによって、 $2 \sim 10 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$  の値をとるはずである。共振器の温度変化  $\Delta t$  に対する共振周波数の変化は一般に

$$\frac{\Delta f}{f} \approx -\alpha' \Delta t \quad \dots \dots \dots (4.11)$$

$\alpha'$ : 実効的温度膨張係数

であるから、

$$\frac{G}{G_0} = 1 - \{Q_1' - Q_2'\}^2 G + 4Q_1' Q_2' \sqrt{G} \} \alpha^2 \Delta t^2 \quad \dots (4.12)$$

となる。また利得最大の周波数の変動は

$$\Delta f = \sqrt{G_0} B (Q_2' - Q_1') \alpha \Delta t / 2 \quad \dots \dots \dots (4.13)$$

ここに  $Q_1' \alpha = Q_1 \alpha'$ ,  $Q_2' \alpha = Q_2 \alpha'$

であって、便宜上  $\alpha$  は黄銅の  $\alpha$  とする。

今、 $f_1=1,680$  Mc,  $f_2=9,520$  Mc,  $\sqrt{GB}=150$  Mc の  $B_1=B_2$  の増幅器で、実験的に  $\alpha_1'=3\alpha$ ,  $\alpha_2'=1.5\alpha$  が得られたから、式 (4.13) によって計算すると、図 4.10 となる。ところが実際に測定してみると、理論値から推定されるよりはその変動はかなり大きい。

その原因はポンプ回路の温度特性に起因すると考えられる。

これによる利得の変動は

$$\frac{G}{G_0} = \frac{1 - 4\sqrt{G_0} Q_P^2 \alpha_P' \Delta t}{1 + 4Q_P^2 \alpha_P'^2 \Delta t^2} \quad \dots \dots \dots (4.14)$$

で表わされる。ここに  $\alpha_P'$  は実効的なポンプ回路の熱膨張係数で

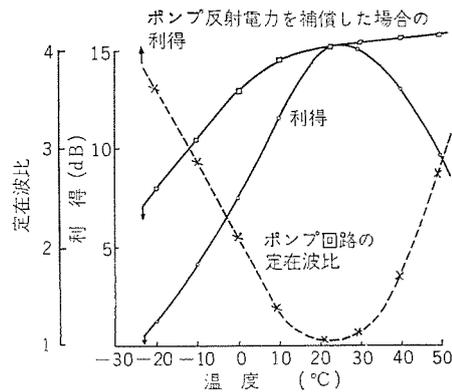


図 4.11 利得と VSWR との温度特性  
Fig. 4.11 Temperature characteristics of resonance gain and VSWR.

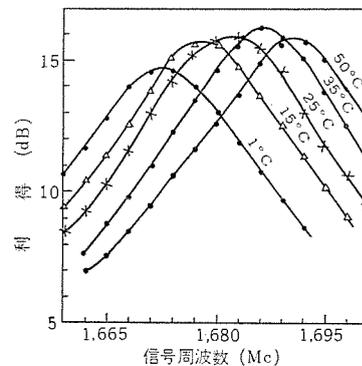


図 4.12 利得の温度特性  
Fig. 4.12 Temperature characteristics of gain.

ある。これら温度の問題を解決するには、4.2 節で述べたポンプ周波数変動に対する増幅器自体の問題 (a), (b), (c), (d) がそのままあてはまるほか式 (4.12) から  $Q_1'=Q_2'$  とするのが効果がある。

式 (4.14) への対策として、4.1 節の改良形 APC が有効である。図 4.11 はポンプ回路高  $Q$  のまま改良形 APC によって温度特性が改善された場合<sup>(17)</sup>、また、図 4.12 は信号およびアイドラ共振回路の広帯域化によって  $Q$  を低め、ポンプ回路も広帯域化したときの改善の様子である<sup>(18)</sup>。共振器の  $Q$  が低ければ増幅帯域幅は広いから、広帯域の増幅器ほど、温度特性もよいことになるが、しかし高  $Q$  共振器の組み合わせの複共振器であるので増幅帯域幅の広い増幅器の温度特性は必ずしもよいといえないことには注意を要する。

### 4.4 バイアス電圧の変動

バイアス電圧によっては、主として、平均接合容量  $C_0$  の変動と励振率  $\gamma$  が変化し、利得を変動させる。しかし、バイアス電圧を一定に押えることは容易である。

## 5. 雑音指数の改善<sup>(19)</sup>

常温動作のダイオード形パラメトリック増幅器の雑音指数はダイオードが与えられたとき、式 (2.29) からその最良値が推定できる。また、実際に組み上がった増幅器についてはポンプ電力を入れ、増幅させてみなくても、式 (2.19) から  $g_1$  を測定することにより雑音指数が推定できる。

パラメトリック増幅器の諸特性のうち、雑音特性だけはこのように比較的簡単に推定できるのはおもしろい。

これは増幅器の内部雑音が原理的に不可避な、いわゆるアイドラ雑音と、ダイオードの  $R_S$  および若干の回路損失による熱雑音のみと仮定したことによる。

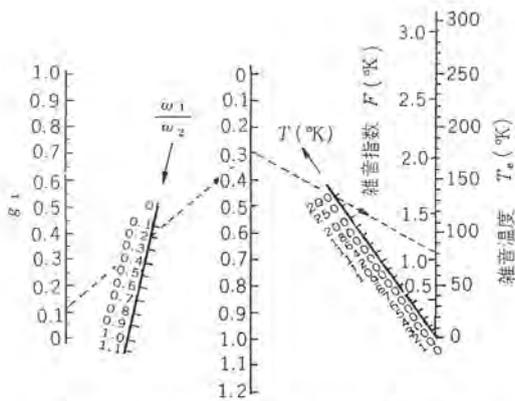


図 5.1 雑音温度 (指数) を求める ノモグラフ  
Fig. 5.1 Nomograph for noise temperature.

雑音特性をよくするには、

- (a) まず  $\bar{Q}$  の高い、すなわち  $Q_{max}$  の高いダイオードをとること
- (b) アイドラ外部負荷はつけない ( $G_L=0$ , 式 (3.12) 参照)
- (c) 式 (2.28) で示される最適条件に近く  $\omega_1/\omega_2$  を選ぶこと。ただし、この近傍では  $\omega_1/\omega_2$  の変化に対する雑音指数の変化は比較的小さいから、 $\omega_1/\omega_2$  はあまり厳密に考える必要はない。

(d) 式 (2.15) の高利得条件の許すかぎり  $g_1$  を大きく、すなわち信号共振器と回路とをできるだけ過結合にする。

組み上がった増幅器については  $g_1$  を測定し、式 (2.19) によって実際の雑音指数が算出できる。ノモグラフを図 5.1 に示した。

式 (2.19) および ノモグラフは複共振器のために、アイトラ負荷があったとしても変わらない。 $G_L$  は式 (2.19) には表だって現われていないが式 (2.23) にみるように  $g_1$  の中に潜在している。

なお、ダイオードが過励振され、ダイオード電流が流れはじめるとショット雑音に加わり特性は劣化する。数  $\mu A$  以上は流すべきでない。逆電流は少しでも特性を急激に悪化させる。バイアス電圧はこれらのことも考えて設定されねばならない。

温度が異なる場合は式 (2.18) で与えられる。もし、 $G_L$  の温度  $T_L$  を冷却して  $T \gg T_L$  とするならば、式 (2.18) は

$$F = 1 + \frac{T}{T_0} g_1 + \frac{T}{T_0} \frac{1+g_1}{1+K_2} \frac{\omega_1}{\omega_2} \dots\dots\dots (5.1)$$

$$\approx 1 + \frac{T}{T_0} g_1 \quad K_2 \gg 1$$

となる。 $K_2 \gg 1$  とすれば、 $g_1$  は  $K_2 \gg 1$  のときに比較して大となるが、アイトラ雑音が消えるのはおもしろい。 $T_L$  を下げるには  $G_L$  の実温度を下げるほか、 $G_L$  を雑音温度の低い空としてもよい。

次に全体を同一温度で冷却した場合は  $T = T_L$  とおいて

$$F = 1 + \frac{T}{T_0} \left( g_1 + \frac{\omega_1}{\omega_2} + g_1 \frac{\omega_1}{\omega_2} \right) \dots\dots\dots (5.2)$$

$$T_e = T \left( g_1 + \frac{\omega_1}{\omega_2} + g_1 \frac{\omega_1}{\omega_2} \right)$$

となる。式 (5.2) の関係も ノモグラフ に示されている。式 (5.2) から、もし  $g_1$  が温度に無関係に一定であるならば、雑音温度は実温度に比例することがわかる。これは前述のように、雑音源を熱ジョウ乱雑音のみと仮定したことによる。しかし  $g_1$  は一般にかなり変化する。

$g_1$  は主としてダイオードの  $R_S$  によるが、これが温度に依存し、現在一般に使用されているダイオードでは、100~300°K で最小値をとる。したがって、式 (5.2) によって、 $T$ °K の雑音指数を予測するには  $T_0$ °K での  $g_1$  を測定しなければならない。

GaAs ダイオード XD-502 を  $f_1=1,600$  Mc,  $f_2=9,600$  Mc の増幅器空胴にマウントし、図 5.2 の測定システムで室温と液体窒素で 98°K (-175°K) まで冷却したときの実験結果を図 5.3 および表 5.1 および表 5.3 に示す。図 5.3 は 292°K および 98°K でバイアス電圧をパラメータとした信号空胴のインピーダンスの軌跡である。それぞれの軌跡から、 $g_1 (= \frac{G_1}{G_0})$  の値はそれぞれ 0.14 (98°K), 0.11 (292°K) であることがわかる。以上の結果から、式 (5.2) で計算したのが表 5.3 の理論値である。表 5.1 は測定システム全系の、表 5.2 は表 5.1 の値から増幅器本体のみの値を算出したものである。以上の結果によって推定値が実測値によく合うことがわかる。

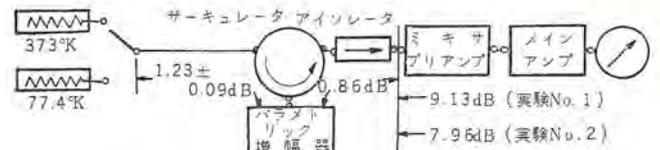


図 5.2 測定系  
Fig. 5.2 Measuring system.

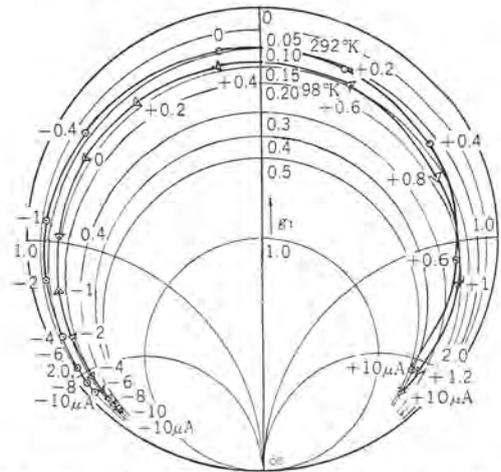


図 5.3 バイアス電圧および温度をパラメータとした信号空胴のアドミタンス軌跡  
Fig. 5.3 Admittance locus of signal cavity with parameters of bias voltage and temperature.

表 5.1 総合雑音指数の測定値

温度	利得	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB	30 dB
室温 292°K (19°K)		3.98 dB	3.22 dB	2.71 dB	—	—
冷却 98°K (-175°K)		3.70 dB	2.42 dB	1.96 dB	1.84 dB	1.72 dB

表 5.2 増幅器本体の雑音指数

温度	利得	10 dB	15 dB	20 dB	25 dB	30 dB
室温 292°K (19°K)		1.26 dB	1.46 dB	1.29 dB	—	—
冷却 98°K (-175°K)		0.82 dB	0.50 dB	0.50 dB	0.47 dB	0.46 dB

表 5.3 増幅器本体の雑音指数実測値と理論値との比較

温度	理論値	実測値	差違
室温 292°K (19°K)	1.12 dB (86°K)	1.3 dB (101°K)	0.2 dB (15°K)
冷却 98°K (-175°K)	0.45 dB (32°K)	0.5 dB (35°K)	0.05 dB (3°K)

増幅器空胴にマウントし、図 5.2 の測定システムで室温と液体窒素で 98°K (-175°K) まで冷却したときの実験結果を図 5.3 および表 5.1 および表 5.3 に示す。図 5.3 は 292°K および 98°K でバイアス電圧をパラメータとした信号空胴のインピーダンスの軌跡である。それぞれの軌跡から、 $g_1 (= \frac{G_1}{G_0})$  の値はそれぞれ 0.14 (98°K), 0.11 (292°K) であることがわかる。以上の結果から、式 (5.2) で計算したのが表 5.3 の理論値である。表 5.1 は測定システム全系の、表 5.2 は表 5.1 の値から増幅器本体のみの値を算出したものである。以上の結果によって推定値が実測値によく合うことがわかる。

図 5.4 は今まで文献に発表されたものの一例で、比較のため本実験の結果も併記してある。図 5.5 はこれらの結果から  $g_1$  の変化、すなわち  $R_S$  の変化を抽出したものである。これらの結果から、GaAs ダイオードは液体窒素温度でもよい特性を示すが、Si はやや劣化が目立つ、しかし 200°K くらいまでの電子冷凍の手段により冷却する場合は Si ダイオードもすぐれた特性を示すだろう。

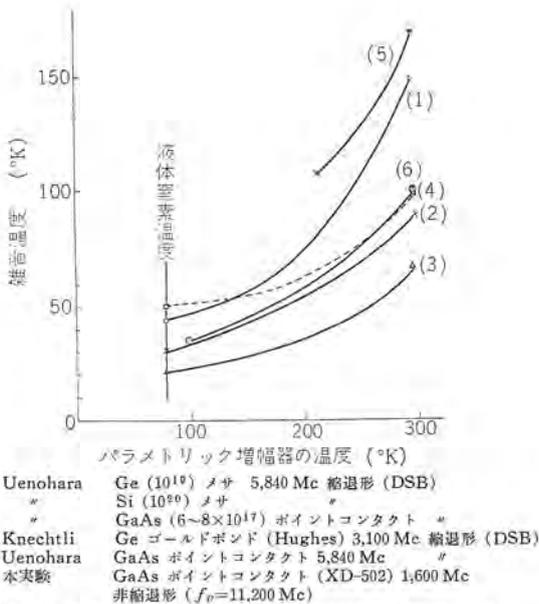


図 5.4 冷却による各種ダイオードでの雑音指数の低減  
Fig. 5.4 Reduction of the noise temperatures of amplifier with various diodes in refrigeration.

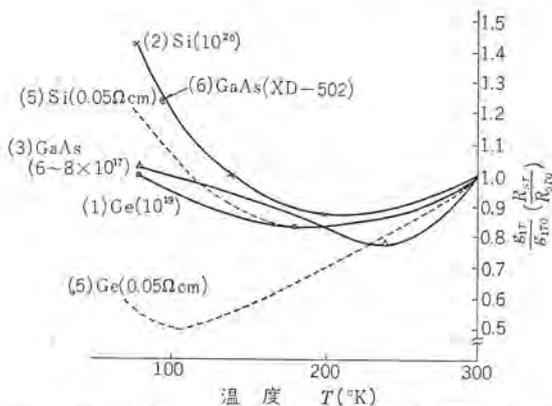


図 5.5 冷却による各種ダイオードの R<sub>s</sub> の変化  
Fig. 5.5 Variations of R<sub>s</sub> of various diodes by refrigeration.

液体窒素で冷却する際に肝要なことは空洞内に液体窒素の入り込まないことおよび空洞内に霜のつかないことであると考えられる。このような注意を払って組み立てた実験増幅器の動作は定常的冷却状態で非常に安定であった。液体窒素で冷却することは、いわば低温恒温タンクに入れたようなものであるから、雑音特性とともに安定性も改善される。

## 6. 位相特性<sup>(20)</sup>

パラメトリック増幅器の位相特性が問題となるのは、超多重通信などの高品質通信に用いる場合、およびモノパルスレーダなどのように位相が主たる情報の一つであるようなレーダまたは通信に用いる場合である。もっとも前者の問題点は遅延特性であり、後者の場合は位相変動もしくは相対位相変動であって、問題の方向は別である。本章では後者について考察する。

サーキュレータを用いた非縮退(反射形)パラメトリック増幅器の位相は、ミキサ、アッパコンバータなどの周波数変換器と異なってポンプ(局発)周波数の位相に完全に無関係である。利得の式(2.16)にもポンプの位相は入っていない。したがって2台以上のパラメトリック増幅を並列運転してcoherentな増幅を行なわせる場合でも、それぞれのポンプ発振器は互いにcoherentである必要はなく、同一周波数である必要もない。ただし安全縮退形の増幅器およびア

ッパコンバータの増幅信号はポンプの位相の関数である。

次に位相の周波数特性および共振回路の離調、ポンプ周波数の変動の位相特性に及ぼす影響について述べる。

パラメトリック増幅器の位相は電圧反射係数の位相として求められる。式(2.12)に  $g_1=0, G_2=0$  また  $\omega_1\omega_2C_1^2/4G_0G_2=P$  において

$$Y_1 = j2Q_1 \frac{\Delta f}{f_{01}} = j \frac{2\Delta f}{B_1} = ja_1 \quad \dots\dots\dots (6.1)$$

$$Y_2 = -j2Q_2 \frac{\Delta f}{f_{02}} = -j \frac{2\Delta f}{B_2} = -ja_2$$

を代入し、電圧反射係数としての位相の遅れ  $\theta$  の周波数特性を求めれば

$$\theta = \tan^{-1} 2 \frac{a_1(1+a_2^2)+a_2P}{1+a_2^2-a_1^2-(a_1a_2-P)^2}$$

となる。また利得が十分大きく、 $a_1 \ll 1, a_2 \ll 1$  なる共振点の近傍では

$$\theta \doteq \tan^{-1} 2 \frac{a_1+a_2}{1-P^2} \quad \dots\dots\dots (6.2)$$

となる。式(6.2)に式(6.1)、(2.17)の関係を代入すれば

$$\theta \doteq \tan^{-1} \frac{2\Delta f}{B} \quad \dots\dots\dots (6.3)$$

となる。すなわち3dB減の帯域幅の周波数では、受動的な回路の場合と同じく位相はほぼ  $\pm 45^\circ$  である。

共振器の離調については、信号共振器の共振周波数を  $f_{01} + \Delta F_1$ 、アイドラを  $f_{01} + \Delta F_2$  としたとき、式(6.1)、(6.2)によって、

$$\Delta\theta(\Delta F_1) \doteq -\sqrt{G_0} \frac{\Delta F_1}{B_1} \quad \dots\dots\dots (6.4)$$

$$\Delta\theta(\Delta F_2) \doteq \sqrt{G_0} \frac{\Delta F_2}{B_2} \quad \dots\dots\dots (6.5)$$

となる。またポンプ周波数の変動  $f_P + \Delta F_P$  に対しては  $\Delta F_2 = -\Delta F_P$  であるから

$$\Delta\theta(\Delta F_P) \doteq -\sqrt{G_0} \frac{\Delta F_P}{B_2} \quad \dots\dots\dots (6.6)$$

となる。次に温度の変化  $\Delta t$  に対しては

$$\Delta\theta(\Delta t) \doteq \sqrt{G_0}(Q_1' - Q_2')\alpha\Delta t \quad \dots\dots\dots (6.7)$$

を得る。

今一例として

$$f_1 = 4\text{Gc}, f_2 = 13.5\text{Gc}, G_0 = 15\text{ dB}, B = 47\text{ Mc}, B_1 = B_2$$

なる増幅器の安定度を推定すれば、

$$|\Delta\theta(\Delta F_1, \Delta F_2, \Delta F_P)| = 1.2^\circ/\text{Mc}$$

となり、4.3節での仮定と同様  $Q_1' = 3Q, Q_2' = 1.5Q_2, \alpha = 1.6 \times 10^{-5}/^\circ\text{C}$  とすれば

$$\Delta\theta(\Delta t) \doteq -0.6^\circ/^\circ\text{C}$$

となる。

以上の考察からパラメトリック増幅器を数台並列運転し、相互間の位相変動を数度以内に押えるには、次の諸点に留意すべきである。

(a) 位相変化はいずれの原因による場合も、増幅帯域幅  $B$  に反比例するゆえ、安定化のためには  $\sqrt{GB}$  積を大きく設計し、利得を必要以上に高くとらないこと。なお位相特性を単純ならしめるため、複共振器方式はとらないほうが望ましい。

(b) 共振器の離調による位相変化を押えるには、増幅器の堅ろう化とともに、変化を相殺する意味で同一構造で、利得、帯域幅も同一とすること。

(c) ポンプ周波数の変動による位相変化を押えるには、coherencyの問題からでなしに、変化を相殺するため1個の発振器から分岐給電するのが望ましい。

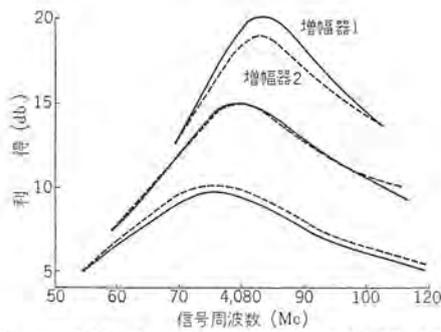


図 6.1 4,080 Mc パラメトリック増幅器のそれぞれの増幅特性  
Fig. 6.1 Gain-frequency characteristics of dual parametric amplifiers.

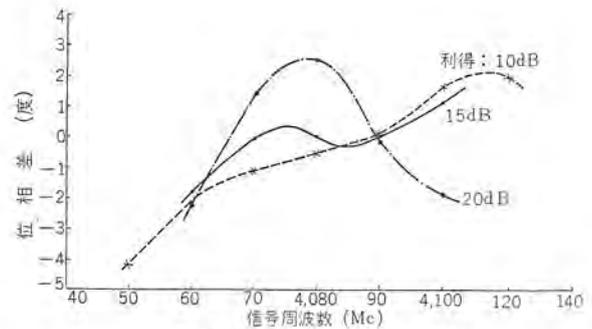


図 6.2 相対位相特性  
Fig. 6.2 Relative phase variation with signal frequency.

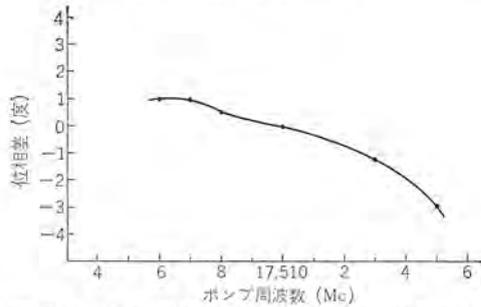


図 6.3 ポンプ周波数の変動による相対位相変動  
Fig. 6.3 Relative phase variation due to pumping frequency change.

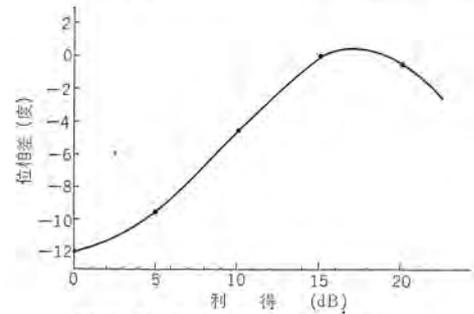


図 6.4 利得変動による相対位相  
Fig. 6.4 Relative phase variation due to gain change.

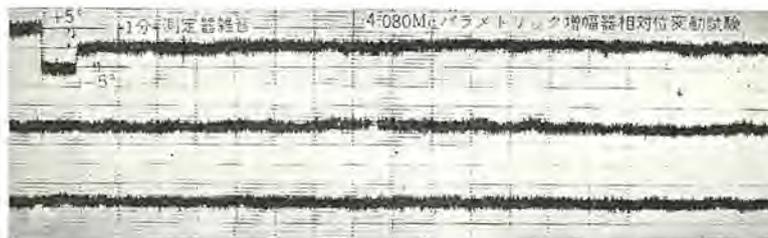


図 6.5 4,080 Mc パラメトリック増幅器の相対位相変動  
Fig. 6.5 Relative phase variation during one hour free running.

(d) 温度による変化も無視できないので、相対的に数度以内の温度変化しかない同一温度状態におくべきである。なお  $Q_1' = Q_2'$  とすれば相殺できる。

モノパルスレーダにパラメトリック増幅器が実用できることを確かめるため、上記の特性の2台のパラメトリック増幅器を試作し、種々の原因による相対位相変化を測定した。これらの結果を図6.1~6.5に示す。この結果により、信号周波数では3dB減の帯域内で、またポンプ周波数については9Mcの範囲内で、また連続運転したときはポンプ源がかなり不安定であったにもかかわらず、1時間につき、それぞれ  $\pm 2^\circ$  以内の変動しかないことが知れた。

(昭 38-10-24 受付)

### 参考文献

- (1) F.A. Brand: "Some Observations on the growing evolution in the microwave solid state field" the microwave jour. 6. 7. p. 38.
- (2) J.M. Manley, H.E. Rowe: "Some general properties of nonlinear elements-Part 1. General energy relations. IRE 44. p. 904 July (1956)
- (3) K. Kurokawa, M. Uenohara: "Minimum noise figure of the variable capacitance amplifier" BSTJ. 40 p. 695 May (1961)
- (4) A. Uhler Jr.: "The potential of semiconductor diode in high frequency communications" IRE 46. p. 1099 June (1958)
- (5) 喜連川・白幡: "広帯域パラメトリック増幅器" マイクロ波伝

送研究専門委員会資料, (昭 36. 9. 21.)

- (6) K.M. Johnson: "Broad-band cavity-type parametric amplifier design" IRE Trans. MTT-9 p. 187 Mar. (1961)
- (7) G.L. Matthaei: "A study of the optimum design of wide band parametric amplifiers and upconvertors" IRE Trans. MTT-9 pp23 Jan (1961)
- (8) E.S. Kuh, M. Fukada: "Optimum synthesis of wide-band parametric amplifiers and convertors" IRE Trans. CT p. 410 Dec (1961)
- (9) B.T. Heonoch: "A new method for designing wide-band parametric amplifiers" IRE Trans. MTT-11 p62 Jan (1963)
- (10) T. Kitsuregawa, K. Shirahata: "Wide band parametric amplifier" Mitsubishi Denki Lab. Report 3. p. 83 Apr (1962)
- (11) 喜連川・白幡: "実用化 1,300 Mc パラメトリック増幅器の諸特性" パラメトリック増幅器専門委員会資料 (昭 37. 11. 30.)
- (12) 喜連川・有田・白幡: "空洞形パラメトリック増幅器の広帯域化" 35年度電通全大予稿 No. 172
- (13) 喜連川・白幡・立山: "パラメトリック増幅器の Tunability" 電通全大予稿 (昭 38)
- (14) T. Kitsuregawa, K. Shirahata: "Improvement of the stability of parametric amplifiers" the 4th International congress on microwave tubes.
- (15) B. Rabinson: "On stabilizing the gain of varactor amplifier" IRE 48 p. 1648
- (16) W. Heinlein, P.G. Mezger: "Gewinn stabilisierung parametrischer verstärker" Frequenz 16 p320 Spet (1962)
- (17) 喜連川・白幡: "パラメトリック増幅器温度特性" 電学連大 No. 930 (昭 37)
- (18) 喜連川・白幡・武富・立山: パラメトリック増幅器の安定性" 電通全大 No. 233 (昭 37)
- (19) 喜連川・白幡: "パラメトリック増幅器の液体窒素による雑音指数の遙減" パラメトリック増幅器専門委員会資料(38. 1. 25)
- (20) 喜連川・白幡: "パラメトリック増幅器の位相特性" 「三菱電機技報」36 p. 860 (昭 37)

## 大形アナログ計算機の最近の進歩 (その1)

大鳥羽幸太郎\*・柴谷浩二\*・桑田 博\*・持田雅夫\*

### 1. ま え が き

当社では、かねてから MELCOM EA シリーズアナログ計算機として

- EA-7100 低速度高性能形電子管式
- EA-7300 低速度普及形電子管式
- EA-7400 低速度普及形トランジスタ式
- EA-7500 制御用磁気増幅器式
- EA-8300 繰返形

の各計算機を体系づけて製作しており、広く各方面で愛用いただいている。これらの詳細については、いままでに本誌に発表してきたので参照願いたい。(3)(4)(5)(8)(9)(10)(11)(12)

本稿では、これらのうち低速度高性能形電子管式アナログ計算機 MELCOM EA-7100 シリーズに関し、その後採用した各種の演算制御の自動化について、その大要を紹介し、引き続いて、その2(38巻6号)では、新しく開発を行なった非線形演算要素と、その後取り扱った2,3の演算例について紹介する。

図1.1に演算制御の自動化と新演算要素を採り入れた低速度高性能アナログ計算機の外観の一例を示す。

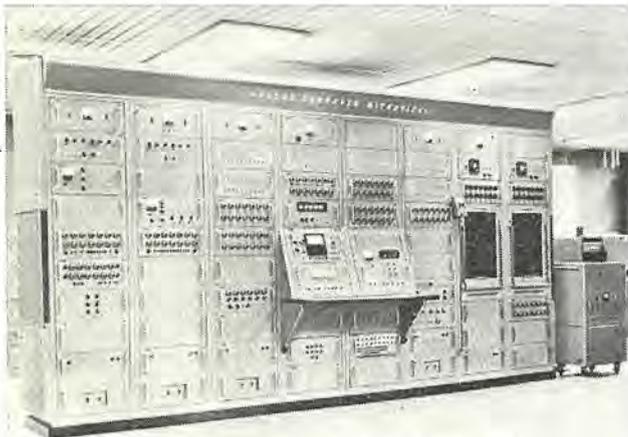


図 1.1 低速度高性能アナログ計算機の一部 (千代田化工建設株式会社納め)

### 2. 演算制御の自動化方式

アナログ計算機(以下アナコンという)は元来微分解析機として発達し、初期値問題の解法に使用されてきたが、最近では計算機の大形化と機能の拡張に伴い、初期値問題のみならず、境界値問題固有値問題および極値問題の解法にも使われるようになった。このため、従来のアナコンの演算制御機能を大幅に自動化するとともにデジタル計算機が所有している繰返演算機能(iterative operation)の付加、および入出力のデジタル化がアナコンにも要求されるにいたった。アナコンの自動化方式については

- (1) チェックシステムの自動化
- (2) 入出力のデジタル化(入力の自動設定と出力の自動走査)

表 2.1 自動化の流れの概要

アナログ計算機とデジタル計算機の結合 (Hybrid system)			
アナログ計算機の Sequence control (Tape control)			
	機 能	(関連演算要素名)	
アナログ計算機の自動化	1. チェックシステムの自動化	(1) Automatic balance check (A. B. C.) (2) Problem check {Static (S. P. C.) Dynamic (D. P. C.)} (3) Maintenance check	
	2. 入出力のデジタル化	(1) Keyboard output selection (2) Automatic output scanning (A. O. S.) (3) Digital indication (Digital voltmeter) & Print out (4) Servo setting of potentiometers	
	3. 自動プログラム演算	(1) Automatic hold (2) Automatic repeat operation (3) Automatic parameter change (4) Automatic scale change (5) Automatic max-min indication (6) Multi-mode operation (7) Compiled automatic programming system (C. A. P. S.)	(a) 自動係数値切換盤 (b) 電圧比較器 (c) 計算リレー (d) アナログメモリ {オールドモード積分器 {磁気テープ装置 (e) 演算制御リレー母線

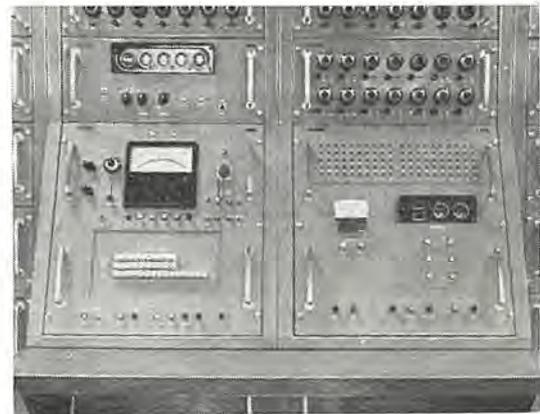


図 2.1 演算制御盤の外観

### (3) 自動プログラム演算

の三つに大別される。表2.1に自動化の流れの概要を示し、これらの自動化を採り入れた演算制御盤の一例を図2.1に示した。

### 3. チェックシステムの自動化

#### 3.1 Automatic balance check (A. B. C.)

演算要素のバランスチェックを押しボタンの1操作で、順次自動的に行ない、そのつどアドレスインディケータに表示するとともにオフセット電圧が規定値を越えるものがあると走査を停止し、デジタル電圧計でオフセット電圧を読み取ることができる。規定値以下に修正されると“リリーズ”の押しボタンを押すことにより再走査し、全部終了すると自動的に停止する。またただちに修正不能などのため強制的に1ステップを進める押しボタンも付属している。おもな仕様は

- (1) 走査演算要素 演算増幅器および乗算器
- (2) 走査速度 約1要素/秒

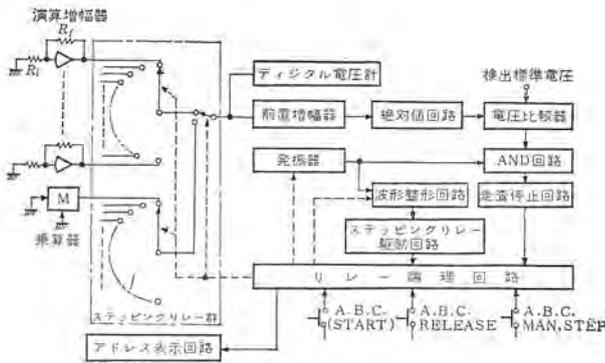


図 3.1 A. B. C. 動作ブロック線図

- (3) 検出 オフセット 電圧 演算増幅器 500  $\mu$ V (入力換算)  
乗算器 100 mV  
(標準)  
ただし検出 オフセット 電圧は個々に  
可変にすることが可能

(4) 25 要素を 1 グループとして飛越し走査可能である。動作原理を示すブロック線図を図 3.1 に示す。バランスチェック時、演算増幅器の入力は 0V で倍率は 100 倍 ( $R_f/R_i=100$ ) になっており、乗算器も入力がすべて 0V となっている。それぞれの出力はすべてステップングリレーの所定のバンクに導かれ、その中の選択された任意の 1 出力はゲインが 100 の前置増幅器に入る。この出力は次の絶対値回路にはいり、オフセット 電圧の正負に関係なく電圧比較器が動作し、AND 回路に条件電圧を供給する。一方発振器は周期 0.5 秒で発振する非安定 マルチバイブレータで、波形整形回路で 2 倍に分周され、ステップングリレー 駆動回路にパルス を供給する。リレー 論理回路は自動走査の シークエンス と オフセット 電圧が規定値以上による走査停止などの シークエンス をつかさどり、出力 選択回路、アドレス 表示回路を制御する。

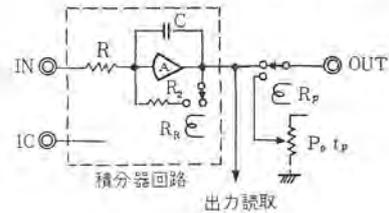
3.2 Problem check

アナコンの規模が大形化してくるとプログラムされた演算回路が複雑になるため、いっそう解の信頼性の向上が望まれる。プログラムされた使用演算器が正常に動作しているか否か、および各演算器の相互接続が確実に行なわれているか否かをチェックするのが problem check である。この方式には種々な方法が実用化されているが、当社で採用している独得な方式について述べる。(特許出願中) なお方式の比較を図 3.2 に示した。図 3.2 からわかるように従来の方式ではプロブレムチェック専用のポテンシオメータなどを付加していたのに対して、新しい方式では初期値設定用 (I. C. 用) ポテンシオメータにその機能を兼用させ、しかも実演算回路の電圧値に近い状態でチェックできるという特長を有している。

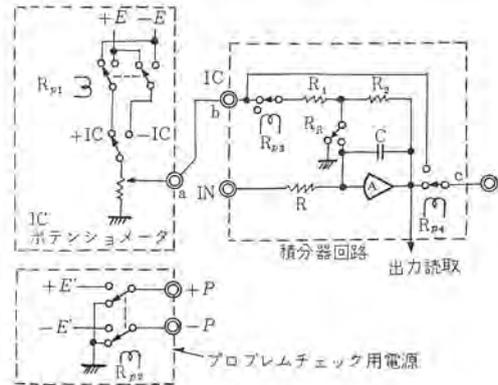
(1) スタティック プロブレムチェック (S. P. C.)

すべての積分器は 1 次遅れ回路 (定常的には加算器の状態となり、図 3.2 でリレー  $R_R$  が ON となりコンデンサ C に並列抵抗  $R_B$  がそう入される。) となり、演算回路の ルーラ は積分器出力のところで切り放される。(プロブレムチェックリレー  $R_p$  は ON となる。)

したがって積分器の次の演算器には I.C. 用ポテンシオメータから  $a \rightarrow b \rightarrow c$  を通って積分器の初期値電圧と同一のものが入力電圧として印加される。初期値が 0V であるときは別途用意されたプロブレムチェック用電源  $\pm E'$  ( $\pm P$  の端子) を I. C. 端子に接続する。



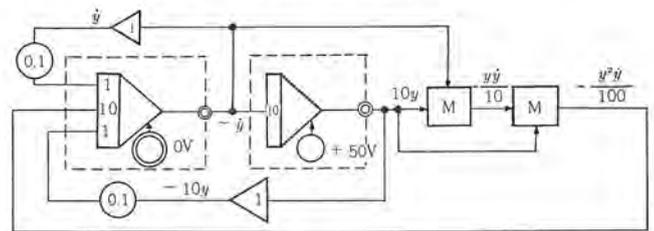
(a) 従来方式



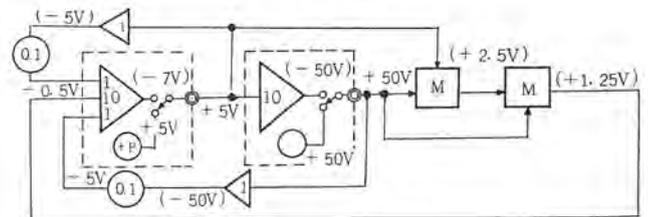
(b) 新しい方式

リレーは OFF の状態を示し、プロブレムチェック時リレー  $R_p$  は ON となる

図 3.2 プロブレムチェック方式の回路図



(a) 演算回路



( ) の電圧値の演算器出力電圧

(b) スタティック プロブレムチェック時接続図

図 3.3 スタティック プロブレムチェックの一实例

$\pm E' \pm \pm E/20$  (ただし  $\pm E$  は基準電圧) が適当で、この電源は 1 台のアナコンに 1 個用意すればよい。また、本チェック時だけ自動的に分圧比を切り下げるポテンシオメータ 数個を設けており、チェック時のオーバースケールを防ぐ方式も採用している。かかる方式で定常状態において各演算器をチェックし、あらかじめ計算された理論値と比較することにより、演算抵抗および演算制御リレーを含む各演算器の良否、接触不良および誤結線などによる演算回路の良否を判定することができる。簡単な实例を図 3.3 に示す。

(2) ダイナミック プロブレムチェック (D. P. C.)

スタティック プロブレムチェックでは定常状態のチェックであるから積分器の演算コンデンサの良否をチェックできない。これを行なうのが

イミミック フロblemチェックである。このチェックには“operation”と“hold”の二つのモードがある。スタティック フロblemチェックと同様、積分器出力のところでは切り放されるが積分器は“operation”のモードで定積分動作を行なうから、あらかじめ設定された時間で自動ホールドをかけ“hold”のモードにして、計算された理論値と比較して、積分動作の良否をチェックするのである。この場合自動ホールドをかける時間は全演算器が過負荷しない時間を設定すべきことはもちろんである。

3.3 Maintenance check

アナコンの規模が大きくなると、全演算要素がどんなときにでも常に正常でかつ規定の精度で動作することが必要であるが、また一面このための保守にはかなりの労力を必要とする。フロblemチェックがプログラムに関係する演算器群のみを対象とするに対して、メインテナンスチェックは比較的長い周期で、全演算素子および全演算器について入力が0Vばかりでなくある演算電圧範囲でチェックするもので、信頼性の点からも是非必要なものである。ところがこのチェック方式についてはアナコンの演算器構成が多様多様にわたるため authorize されたものがなく、たとえば

- (1) 定期的に各演算器を単独で調整動作させる。
- (2) 解のわかった問題をプログラムして解いてみる。

などの方法があるが、(1)では大規模のアナコンでは大変な仕事量となり、組織的に体系づけられない。また(2)ではたとえばサークルテストに使用する2次振動方程式

$$\frac{d^2x}{dt^2} + w^2x = 0 \dots\dots\dots (3.1)$$

や、Van der Pol の方程式

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \mu(x^2 - 1)\frac{dx}{dt} + x = 0 \dots\dots\dots (3.2)$$

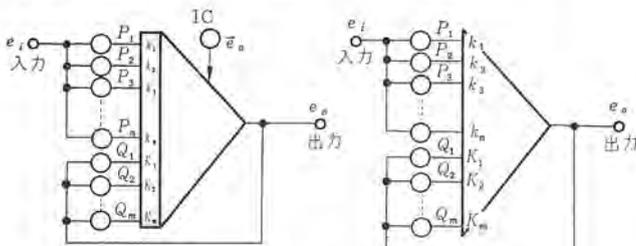
を解く回路を構成しても、おのずと使用演算器も制限されて一般性を有しない。ここで当社で採用している新しい方法を述べる。(実用新案申請中)。まず条件として

- (1) 全演算素子および全演算器をもうら(網羅)する。
- (2) できるだけ操作を簡単化する。

があげられ、このため全演算素子および全演算器をいくつかのブロックに分け、各ブロック内結線は入出力の絶対値が等しくなるような結線法をとる。たとえば

(a) 積分器および加算器などはポテンショメータと組み合わせてゲインを±1とする(定常状態で)。その結線法を図3.4に示した。

(b) 特殊非線形要素は一般用演算器と組み合わせて、飽和特性



加算積分器  
条件  $\sum_{i=1}^n P_i K_i = \sum_{j=1}^m Q_j K_j$

加算係数器  
条件  $\sum_{i=1}^n P_i K_i = \sum_{j=1}^m Q_j K_{j+1}$

図 3.4 演算増幅器のメインテナンスチェック時の結線法の一例

か不感帯特性を構成する。

(c) 非線形要素(乗算器、関数発生器、むだ時間発生器など)もゲインを±1とする(定常状態で)。

これらのブロックをタナDEMに接続して任意演算電圧±Eをそう入すると、もし全演算器が正常であれば最終ブロックの出力も±Eとなるはずで、チェックを組織的かつ迅速に行なうことができる。

なお不良演算器があればそのブロックを見だし、ブロック内演算器の出力を走査して範囲を縮めてゆける特長をもつとともに、初期値、準定常値などをチェックし、かつ出力波形を記録することにより動的なチェックも可能であり、三角関数発生器などの特殊なものについては出力を別途走査して良否を判定する。なおこのチェックのためブロック内結線をあらかじめ固定配線された専用のメンテナンスボードを製作し、ブロック間の結線は一般用のラレパッチボードで行なうという、はん用および専用の組み合わせ式ラレパッチボード方式を採用すればいっそうの効果が期待される。

4. 入出力のデジタル化

4.1 Keyboard output selection

入出力のデジタル化の一環として、キーボードからマニュアルで、線形および非線形の全演算器の出力呼び出しを行なうものである。

その機能ブロック線図を図4.1に、機能の一覧表を表4.1に示した。図4.1に示す呼び出し用リレ論理回路は集中実装して専

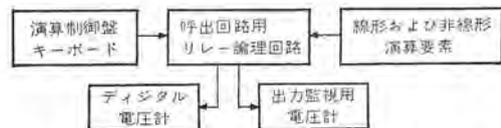


図 4.1 キーボード出力選択方式の機能ブロック線図

表 4.1 キーボード出力選択方式機能一覧

種類	記号	測定計器	目的	条件その他
演算増幅器	A, B	M, DV	出力走査 (balance check を含む)	Mに対しては条件はない DVに対しては Compute, D. P. C.-operation は接続されない
ポテンショメータ	P, Q	DV	loading effect の 校正 設定値の走査	電圧比較器、自動ホールドの pot を含む balance check のときのみ DV に接続
非線形要素I (乗除算器)	M, N	M, DV	出力走査 (balance check を含む)	Mに対しては条件はない DVに対しては Compute, D. P. C.-operation は接続されない
非線形要素II (関数発生器)	F, G	M, DV	出力走査	M は balance check のときのみ接続されない DV は balance check compute, D. P. C.-operation は接続されない
任意出力点	X	M, DV	出力走査	
電源関係	S	DV	基準電圧±100V監視 および高圧バランス監視	

M: 電圧計      DV: デジタル電圧計

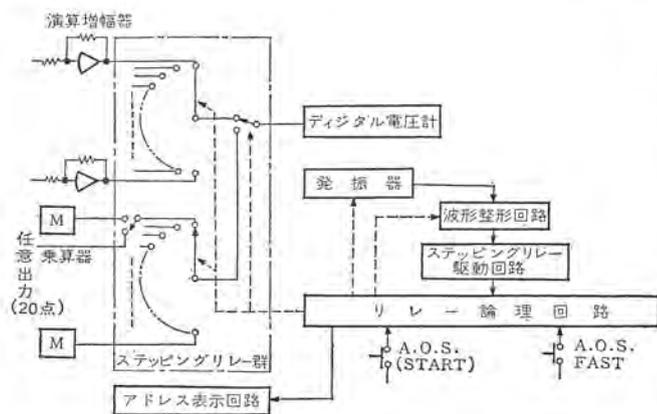


図 4.2 A. O. S. 動作ブロック線図

用のパネルを構成している。

#### 4.2 Automatic output scanning (A. O. S.)

演算制御のモードが、リセット、ホールドおよびスタティックプロブレムチェックのとき任意の演算器の出力点を順次走査し、そのつどデジタル電圧計で読み取ることが可能で、デジタルプリンタを付加すると、読取値のプリントアウトも可能である。おもな仕様は

- (1) 走査演算要素      演算増幅器および乗算器  
                                任意出力 20 点 (一般の非線形要素の読み取りに利用)
- (2) 走査速度              約 3 要素 / 10 秒
- (3) 25 要素を 1 グループとして飛越し走査も可能
- (4) 早送り可能 (1 要素 / 秒になる)

である。動作原理を示すブロック線図を図 4.2 に示す。図 4.2 と図 3.1 を比較すればわかるように A. O. S. は A. B. C. の走査機構をそのまま受けつぎ操作していることになる。ただ各アドレスを走査するごとに出力電圧をデジタル電圧計に表示するのでデジタル電圧計での計測、および読み取りのため走査速度を A. B. C. に比べて約 3 倍におそくしている。

### 5. 自動プログラム演算

#### 5.1 Automatic repeat operation (A. R. O.)

極値問題、境界値問題、固値問題をアナコンで解く場合、繰返演算 (iteration) が必要になる。すなわちアナコンで“reset”モードと“Compute”モードを自動的に繰り返すことになる。そのおもな仕様は下記のとおりである。

- (1) 設定した演算時間が経過が経過したとき (フルスケール 20 秒および 200 秒)
- (2) 演算電圧が設定した値に達したとき (演算電圧の増減、設定値の正負により 4 種類の組み合わせが可能)
- (3) リセット時間は約 10～約 20 秒で 5 段階切換可能
- (4) 演算モードが“reset”モードから“compute”モードになる約 1 秒前に自動的にレコーダを始動することができる。また“compute”モードから“reset”モードになると自動的にレコーダはオフになる。

#### 5.2 Automatic parameter change および Automatic scale change

両者とも電圧比較器、計算リレー、ホールドモードの積分器によるア

ナログメモリ回路、演算制御リレー母線などを組み合わせて使用して実現される。とくに Automatic parameter change は 5.1 節の A. R. O. と 6 章の自動係数値切換盤という専用パネルで実現可能であり、また Automatic scale change については文献 (2) は好適例である。

### 6. 自動係数値切換盤<sup>(7)</sup>

このパネルはパラメータの変更、極値問題などの解析に演算制御盤と組み合わせて使用されるもので、自動演算の“compute”—“reset”の 1 周期に同期して、小数点以下 3 ケタの係数値の任意のケタの数字を一つずつ増加また減少させるものであり、ケタ上げ、ケタ下げは自動的に行なえる。これらの動作をさせるためこのパネルは図 6.1 に示すように、入力信号レベル調整回路、カウンタ、リレー駆動回路、その他から構成されており、同時に二つの係数値を増減できるよう、1 パネルに 2 要素を収容している。

このパネルの外観を図 6.2 に、性能を表 6.1 に示す。

入力信号レベル調整回路は、リセット信号の信号源とカウンタの直流動作レベルとの違いによる誤動作を防ぐための、直接結合のリミッタ付増幅器である。

係数値を段階的に切り換える方法として種々の方法が考えられるが、この装置に採用した方法を図 6.3 に示す。

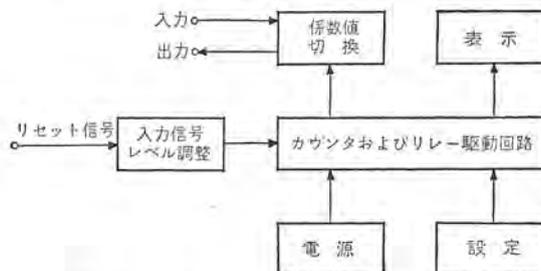


図 6.1 自動係数値切換盤のブロック線図



図 6.2 自動係数値切換盤の外観

表 6.1 自動係数値切換盤性能一覧

項目	仕様
全抵抗値	30 kΩ
直線性	±0.1% 以内
係数値	0.000～1,000
設定	任意のケタ、可逆式、自動ケタ上げ下げ
応答速度	200 c/s
温度範囲	0～50°C

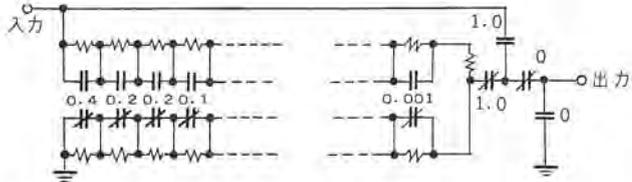


図 6.3 係数切換原理図

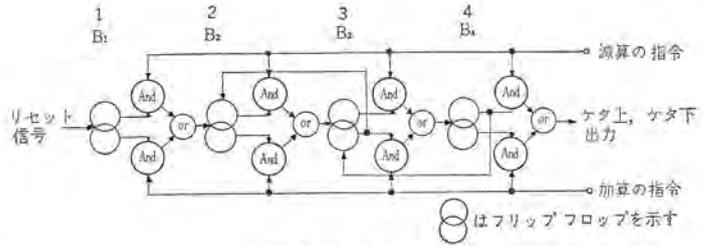


図 6.4 カウンタ

自動繰返し演算の際には演算制御盤からリセットごとにパルスが送られてくるので、このパルスを図 6.4 の 1—2—2—4 の 2 進カウンタに入れ、それぞれの双安定回路にリレー駆動用の電子管を接続し、図 6.3 の各リレーを駆動している。カウンタは 2 進 4 ケタのものに局部帰還をかけ、10 個のパルスで元の状態にもどるようにしている。増加、減少の切り換えはカウンタを構成している双安定回路のどちらの陽極を次段に接続するかで切り換えているが、増加、減少の切り換えの際、カウンタの各双安定回路の状態が変化することを防ぐため、そのゲート回路を工夫し、ダイオードを使ったバイアス回路を付加している。すなわちカウンタは可逆性のデジマルカウンタである。

なお、係数値を表示するためにネオン管が用いられ、各ネオン管には図 6.3 のリレーと同じリレーの他の接点を組み合わせて電圧を供給している。この場合、リレーは 2 進で動作するので、通常最もよく用いられる方法で 10 進にかえて表示している。

最初の係数値の設定は 4 接点をもった押しボタンスイッチで行ない、各接点は 1—2—2—4 の双安定回路のどちらかの格子電圧を下げて所要の状態としている。

また自動係数値切換盤が負荷効果のために、その係数値が小さくなるので、正確にこれを知りたい場合には 4.1 節のキーボード出力選択機構をとおして実動状態での係数値をデジタルポルメータで表示することができるようになっている。

そのほか、この装置には係数値が 1 以上にあるいは 0 以下になるような指令が与えられた場合、係数値をそれぞれ 1 あるいは 0 に固定しておくリレー回路が付されている。

### 5. む す び

以上 MELCOM EA-7100 シリーズ低速度高性能形電子管式アナログ計算機の演算制御の自動化について紹介した。演算制御の自

動化は大形アナコンにおいては、今後さらに発達が期待される分野であり、デジタル計算機との連動によるハイブリッド計算システムも実用化の段階である。これらのすう勢に対処して筆者らも、完全自動プログラム式演算制御 (Compiled automatic programming system) 方式を採用した新形低速度高性能形アナログ計算機 EA-7150 を開発している。これについては、稿を改めて報告する予定である。

### 参 考 文 献

- (1) 山下ほか：電子計算機アナログ計算機編，日科技盟，オーム社
- (2) 大鳥羽・柴谷・桑田：アナコンによる Bessel の微分方程式の解法，電学連大 299 (昭 36)
- (3) 馬場・大鳥羽・柴谷・松本：MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ (1)，「三菱電機」，33, No. 12 (昭 34)
- (4) 馬場・大鳥羽・柴谷・松本・桑田：MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ (2)「三菱電機」，34, No. 3 (昭 35)
- (5) 馬場・大鳥羽・柴谷・桑田・多田：MELCOM 精密低速度形アナログコンピュータ (3)「三菱電機」，35, No. 6 (昭 36)
- (6) 柴谷・持田・井塚：アナコンにおける自動係数値切換器，電学関西支部連大，4-15 (昭 38)
- (7) 大鳥羽・柴谷・多田：MELCOM EA-7402 形全トランジスタ式アナログ計算機「三菱電機技報」36, No. 8 (昭 37)
- (8) 大鳥羽，柴谷，多田：MELCOM EA-7451 形全トランジスタ式アナログ計算機非線形要素「三菱電機技報」37, No. 8 (昭 38)
- (9) 大野，浜岡：高周波磁気増幅器を用いた電圧形演算増幅器「三菱電機技報」36, No. 9 (昭 37)
- (10) 大鳥羽，和田：MELCOM 繰返形アナログコンピュータ (EA-100 形)「三菱電機」34, No. 3 (昭 35)
- (11) 大鳥羽，和田：MELCOM EA-8302 形繰返形アナログ計算機 (非線形)「三菱電機」35, No. 7 (昭 36)

## プラズマ (その 4) — 各種プラズマの発生および応用 (1) —

河合 正\*・伊藤利朗\*・近藤博通\*\*

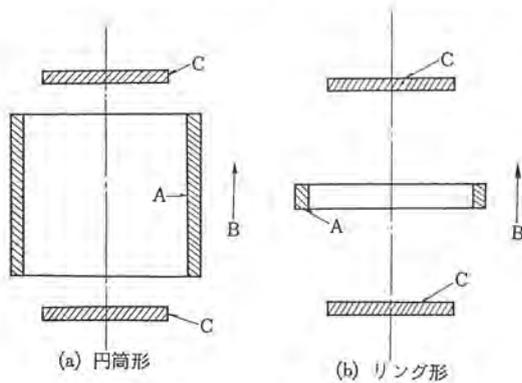
前号までは主としてプラズマの基礎理論について述べてきたが、この号では、プラズマに関する実際的な知識を得るためにプラズマの作り方や利用法について概観してみよう。

### 11. プラズマ電離度をあげる方法

プラズマに大電流を流せば、電界電離、熱電離による荷電粒子増殖が盛んとなるが、ここではこのようなごく普通の方法とはかなり趣を異にした電離増進法について述べる。

#### 11.1 P. I. G. 放電<sup>(53)</sup>

たとえば  $10^{-3}$  mmHg 程度以下の低気圧ガスの中では、電子—中性粒子衝突周波数が低いので、一般に放電が起こりにくい。P. I. G. [Philips (Penning) Ionization Gauge] は、荷電粒子の行程を長くして衝突の機会を増すことによって、たとえば  $10^{-6}$  mmHg 以下でも放電を起こすことができるようにしたものである。真空計として使われている P. I. G. の基本的な電極装置は図 11.1 に示したようなものであって、二つの冷陰極の間に中空の陽極



C: 陰極 A: 陽極 B: 磁界  
図 11.1 P. I. G. 放電管の基本的な電極配置

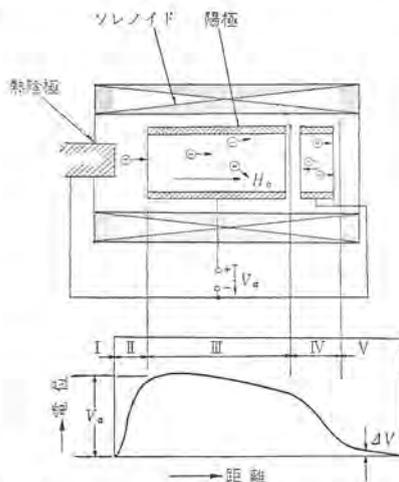


図 11.2 宇宙ロケット推進用イオンエンジン原理図

がおかれ、この中心軸の方向に磁界がかかっている。陰極から陽極に向う電気力線は陽極近傍では磁力線と直交しているから、このあたりでは電子は 2 章述べたような  $E \times B$  ドリフトを行なうであろう。したがって電子は陽極に達してそこで消失するまでに、磁力線に巻きつく旋回運動を続けながら相当長い行程を飛行するのでその間に中性粒子を電離する可能性は大きくなる。また、この P. I. G. の電位は、軸方向にも半径方向にも陽極に近いほど高くなっているため、電子は両陰極の間を往復するような状態に入る可能性もあるが、この種の往復運動を行なう電子は、前述の  $E \times B$  ドリフトを行なう電子と同様、かなり長い行程を動く間に衝突電離を行なう可能性が大きい。

このような P. I. G. 放電の方式は、単に真空計のみならず、その他の各種の用途に用いられる。たとえば 16.1 節で述べるような加速器用イオンソースもその例であるが、図 11.2 に示したような宇宙ロケット推進用イオンエンジンとしてこれを用いようとする考えもある。<sup>(54)</sup> このエンジンの電位分布は図のようになっているので、左方の陰極(熱陰極)から出た電子は領域 III で往復振動をしながら動き回り、この領域のガスを盛んに電離する。ここで作られたイオンは、電位がやや高くなっている領域 II のほうには行きにくいので、もっぱら領域 IV の電界に引かれて領域 V のほうに放出される。このイオン放出の反動は P. I. G. およびこれを装備したロケットの推進力として役立つ。試算数値例をあげると  $V_a = 100 \sim 1,000$  V, 中性ガス圧  $= 10^{-3}$  mmHg, 放出イオンビーム密度 = 数 A/cm<sup>2</sup>, specific impulse = 3,000 sec 程度である。なお、このエンジンでは、図の  $\Delta V$  の値を適当な値に保ち、領域 V に飛び出す比較的高いエネルギーの電子の量が、ちょうど噴出イオンビームを電氣的に中和する程度の量になるようにして、推進器の帯電を防止することが望ましい。

また、P. I. G. 放電形式は、イオンゲッタポンプなどに採り入れられているばかりでなく、最近では研究用プラズマ源にも採り入れられるようになった。たとえばカリフォルニア大学の Little P. I. G. 装置は電圧 0.7~1 kV, 磁場 3~6 kG, 放電電流 0.05~1 A で密度  $10^{13}$  cm<sup>-3</sup> のプラズマを発生できるようになっている。

#### 11.2 接触電離 [contact ionization]

Cs の電離電圧  $V_i$  は 3.87 eV であるが、これを仕事関数  $V_w = 4.5$  eV の高温タングステンにあてると、Cs は電離される。この種の電離は、一般に  $V_i < V_w$  の条件を満足するガスと金属との組み合わせに見られる現象であって、電界を必要としない点でプラズマ発生にはまことに貴重な現象だといえる。この接触電離を用いたプラズマ発生装置としては Rynn, D'angel のいわゆる Q-Machine<sup>(55)</sup> など知られているようなセシウムプラズマ発生装置がある。図 11.3 はその一例である<sup>(56)</sup>。このセシウム蒸気圧はメタルジャケットの温度制御によって調整され、セシウム原子はプラズマエミッタ(ヒータで加熱

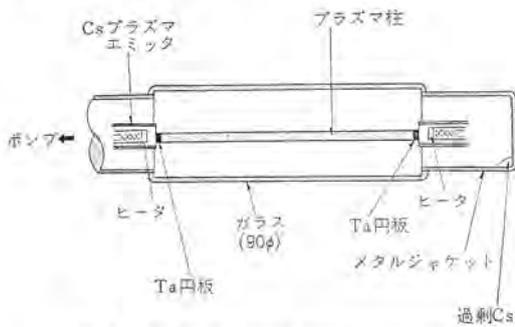


図 11.3 セシウムプラズマ発生装置の一例

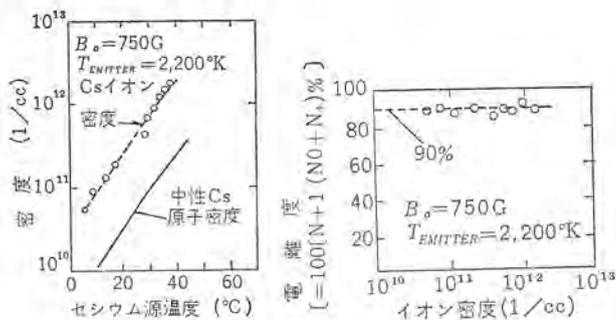


図 11.4 セシウムプラズマの特性の一例

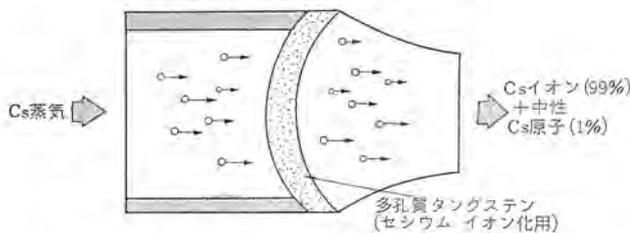


図 11.5 宇宙ロケット用イオンエンジンのイオン化装置

されたタングステン円盤)に衝突して電離され、この電離によって発生した荷電粒子の拡散は数百 gauss の磁界によって、ある程度押えられる。この図の装置についての実測結果は図 11.4 に示すとおりであって、電離度は実に 90% にも達している。アークの陽光柱などの場合どのように大きな電流を流しても数十%程度の電解度を得ることさえも容易でないのに比べて、セシウムプラズマが電界なしにこのような高い電離度に達することは驚異的であるといえよう。電離度が高いことはプラズマの本質的な現象をマスクする中性粒子が少ないことを意味し、電界がないことはプラズマをじょう乱の少ない静かなものにするから、このセシウムプラズマはプラズマ基礎物性研究にとって魅力のある対象であるといえる。

また、接触電離は宇宙ロケット用イオンエンジンのイオン化装置にも応用されようとしている。(64)図 11.5 はその原理図であって、セシウム蒸気を高温の多孔質タングステンを通して噴出させると、その 99% 程度が電離する。

### 11.3 シーディング

MHD 発電機では、作業流体たとえばヘリウム、燃焼ガスの電気伝導度 [式 (6.26)], したがってその電離度ができるだけ高いことが望ましい。しかし、作業流体の温度は高々 3,000°K 程度であるから、通常の気体分子では、十分に電離せず、MHD 発電を可能にする程度の導電率は得られない。そこで作業流体中に種子

物質と称される電離電圧の低いアルカリ金属を少量投入して、電離度を増大させる方法が考案されている。これをシーディングという。

プラズマ講座(その 3)で説明した式(7.9)から明らかなように、電離度はほぼ  $e^{-V_i/kT}$  に比例するので、種子物質としてはなるべく電離電圧  $V_i$  の低い Cs あるいは K のようなアルカリ金属を利用するのが有利である。しかしここで注意すべきことは Cs あるいは K では電子に対する衝突断面積が大きいため、なるべく導電率を大きくするというシーディングの最終目的に対しては、種子物質の添加割合に最適値が存在するというのである。

6章および7章の説明から容易に求められるように、導電率  $\sigma$  は、種子物質の添加割合  $\epsilon_s$  の関数として次式で与えられる。

$$\sigma \propto \sqrt{\epsilon_s} \exp(-V_i/2kT) / (\epsilon_i Q_i + \epsilon_e Q_e + \epsilon_s Q_s + \epsilon_a Q_a)$$

ここに  $\epsilon$  および  $Q$  は空間における分子数の割合および電子に対する衝突断面であり、添字  $i, e, s$  および  $a$  はそれぞれイオン、電子、種子物質および  $a$  を意味している。

さて MHD 発電機の作業流体では電離度はシーディングを行なったとしてもかなり低いので、上式の  $\epsilon_i Q_i + \epsilon_e Q_e$  を無視し、 $\sigma$  を最大にする  $\epsilon_s$  を求めると、 $\epsilon_s$  の最適値として次式が得られる。

$$\epsilon_s = Q_a / (Q_s - Q_a)$$

プラズマ講座(その 1)で述べた衝突断面の値を参照して上式から  $\epsilon_s$  の最適値を具体的に計算すると、中性粒子が希ガスの場合には 1% 以下、また中性粒子が燃焼生成物の場合には、2% 程度という比較的低い値となる。図 11.6 はシードされたプラズマの温度と導電率の関係の一例を示したものである。

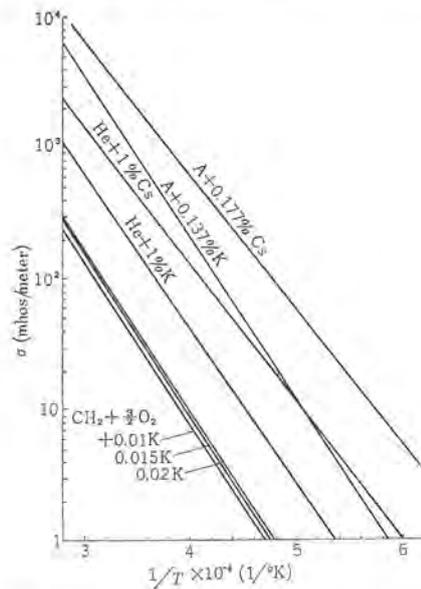


図 11.6 ガスの電導度と温度との関係 (圧力 1 気圧)

### 11.4 非平衡電離

電子温度とイオン温度あるいは中性粒子の温度とが異なる非平衡プラズマの場合には、電離度は主として電子温度に依存して上昇することになる。そこで、なんらかの方法を用いて電子温度だけを上げてやると、平均的なプラズマの温度が低い状態でも高い電離度を得ることができる。これを非平衡電離という。

さて一般に非平衡プラズマ状態は、電子が平均自由行程内で加速

電界により得るエネルギーより、弾性衝突で失われるエネルギーのほうが小さい場合に出現する。したがって平衡状態からの実現を実現するためには、なるべく加速電界が大きく、平均自由行程が大きい条件を作ることが必要である。放電管や水銀整流器の陽光柱のような低気圧放電は、元来温度平衡が成立しにくいので定常状態において常に非平衡電離状態にあるが、高気圧の作業流体を用いる MHD 発電においても、その流体の電離度を高めるため、この場合平均自由行程を長くするために、作業流体として希ガスを採用し、また加速電界としては、外部から高電界を印加するか、あるいは強磁界中に、プラズマを高流速で通過させその際に誘起する起電力を利用することが考えられている。

この方法を用いることにより、プラズマの導電率を平衡の場合の10倍以上にも高められることが予想されている。

### 11.5 選択排気

ガス分子の一つ一つを、しらみつぶしに電離しようとするのは確かに電離度増進の正攻法ではあるが、超高温プラズマや前述のセウムプラズマは別として一般のプラズマの場合、このような正攻法で完全電離状態を得ようとするのはきわめてむずかしい。したがってこのような場合に電離度をとくに高めようとするためには、プラズマ中から中性粒子だけを抜き取って、荷電粒子だけが後に残るようにする以外にあるまい。このような方法は、選択的排気と呼ばれ、カリフォルニア大学の P-4 とよばれる完全電離プラズマ発生装置ではじめて採用された。図 11.7 は P-4 と同じ方式のものであるわが国のプラズマ研究所完全電離定常プラズマ発生装置 [QP]

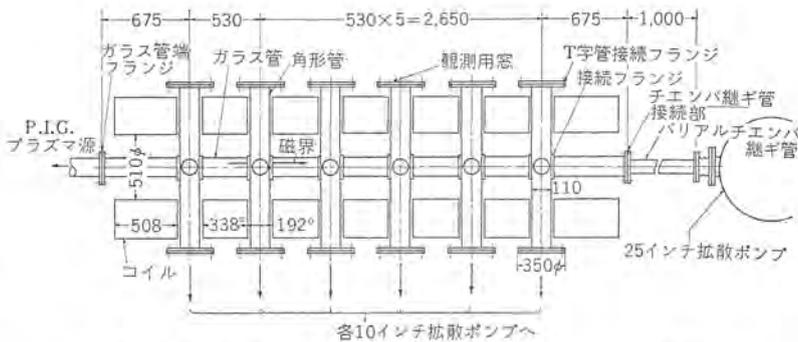


図 11.7 プラズマ研究所納め QP 装置 マグネチックチャネルの構造

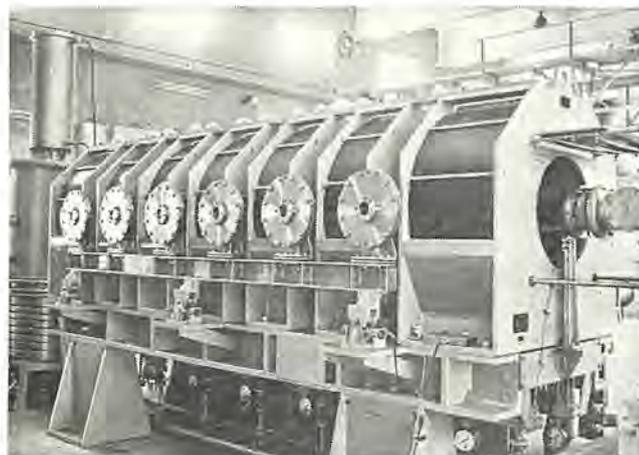


図 11.8 プラズマ研究所納め QP 装置 マグネチックチャネルの全容

マグネチックチャネル(当社製)の図である。図の左側のプラズマ源(P.I.G.)から流入して来るプラズマはかなり電離度が低いが、このうち、荷電粒子は管を軸方向に走る磁力線に巻きつく旋回運動をしながら右側に拡散してゆくが、磁力線に拘束されない中性粒子は右側に流れてゆくうちに各所に設けられたポンプで順次に排気されるので、プラズマ電離度は右方にゆくほど高くなってゆく。P-4のマグネチックチャネルの放電管は長さ約2.5m、直径150mmのガラス管、磁力線の密度は1,000 gauss ±5%、チャネル最終段の電離度は98%、イオン密度は $10^{13}/\text{cc}$ である。QPは磁場がさらに強く(3,000 G)、その脈動も少ない(±3%)などの特長があるが、図 11.8 はそのマグネチックチャネルの全容を示したものである。

### 11.6 その他

プラズマ中での電離は主として電子によって行なわれるから、高い電離度を得るためには電子をある程度豊富に供給することと電子の逃走をできるだけくいとめることが必要であって、前述の熱陰極型の P.I.G. 放電管はまさしくこのような基本的要請を満すものであった。これに対しアメリカの DCX, ソ連の Ogra, 阪大の HX など、高エネルギー入射方式の超高温プラズマ装置では、たとえば数百 kV で加速された数百 mA の重水素分子イオンビームをガス中に打ち込んでプラズマを作り、しかしイオンビームを閉じ込めるのに磁場を使っている点で、まったく対照的な装置であるといえるが、元来これは超高温を実現するために考えられた装置であって、分子イオンの解離現象が利用されているなどの点で本章の主題とはいささか関連が薄い感があるのでここでは詳しい説明を省く。

## 12. プラズマを加熱する方法

プラズマは少なくとも数千度以上の高温で発生する状態であるから、放置すれば主として放射損、また周囲を物質で囲まれている場合にはそれへの熱伝導によって容易に自身の熱を失って冷えてしまう。プラズマを持続的に保持したい場合には、したがって外部から十分の熱を注入してこれらの熱損失を補償してやらなければならない。ただしそのプラズマ自身は地球上、自然のままではほとんど存在していないのでそれを作り出すためには成分となる気体分子に十分のエネルギーを加えて温度を高める必要があること

はいうまでもない。前章に述べた電離度をあげるための種々の方法も見方によってはプラズマ加熱の方法とも考えられるのであるが、本章ではもっと直接的な加熱方法として現在用いられているものについて記述することとする。

### 12.1 オーム加熱 (Ohmic heating)

プラズマ加熱に用いられる最も普通の方法はオーム加熱と呼ばれるもので、プラズマ中の電流がプラズマの導電率が  $\sigma$  のとき単位体積中に  $J^2/\sigma$  [W] のジュール熱を発生することを用いるものである。したがってこれはジュール加熱とよばれることもある。微視的にいえば、プラズマ中に加えられた電界の中で電子が加速され、その結果獲得した方向性のエネルギーをイオンとの衝突によって熱化する過程である。気中スイッチの接点を開いたときに発生するプラズマ、種々の放電灯の中で輝いているプラズマ、あるいは電弧炉の中のプラズマ等々はみなこの過程によって熱せられている。熱核研究の初

期の実験でもこの過程による加熱方法が広く用いられたが、先に述べた不安定性の抑制が困難であるため オーム加熱 (ohmic heating) のみによって熱核的な温度が得られるまでには至っていない。熱核研究においては発生した高温 プラズマ中に電流を流すために電極をプラズマに接触させることは不可能であるから、電流は電磁誘導によって誘起されなければならない。その方法はふたとおりあって一つはプラズマ自身をドーナツ状すなわち端のない形にしてそれが鎖交する磁束を変化せしめる。いいかえれば変圧器の二次巻線を1ターンのプラズマでおきかえる方法である。プラズマの軸をz軸にとり円柱座標(r, φ, z)を考えると、この場合はz軸が曲って円となりそれに沿って電流が誘起されるわけである。これに対して他の一つの方法はφ方向の電流を誘起するものでこの場合磁界はz方向に加えられる。前者は Zeta<sup>(57)</sup> や Perhapsatron<sup>(58)</sup> と呼ばれる実験装置で用いられており、場合によっては先に述べた自己ピンチの閉じ込めと併用されるが、これに対して後者は Scylla<sup>(59)</sup> などの実験装置に用いられ、誘導ピンチの閉じ込めと併用されることが多い。前者と異なってプラズマはドーナツ状の形でなくてもよく、たとえば Scylla 装置では図 12.1 に示すように両端が厚くなった円筒状の1ターンコイルに立ち上がりの速い電流を流し、磁力線の形が図のように両端ですばまったいわゆるミラ型磁界を作り、両端からのプラズマの逃亡を押えつつプラズマ中にコイルと逆向きの電流を誘起している。

図 12.2 は当所で高温プラズマの研究のために作られた環状放電装置である。<sup>(60)</sup> この装置は管径 120 mmφ 曲率直径 600 mmφ のドーナツ状のガラス製放電管を持っていて、最終的なプラズマの加熱のためにはφ方向すなわち前記 Scylla 型の電流を誘起することとしているが、この電流はオーム加熱よりもむしろ次項に述べる断熱圧縮効果に大きく寄与するものと考えられる。ただこのような断熱圧縮の加熱を有効に期待するためには、その印加以前にプラズマ加熱が十分に行なわれていることが必要であって、当所の装置では圧縮の前にz軸方向電流すなわち Zeta 型の電流を誘起してオーム加熱による予備加熱を行なっている。図中メガネのよ

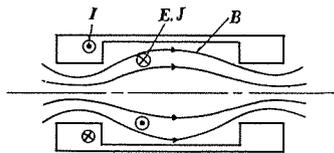
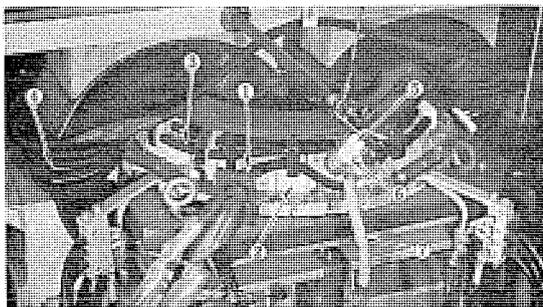


図 12.1 Scylla 装置の閉じ込め配位



① 放電管 ② Bz コイル ③ 一次巻線 ④ 鉄心  
⑤ 観測窓 ⑥ 高周波予備電離電極 ⑦ 気体導入管

図 12.2 当所の環状放電装置

うに見える二つの黒い半輪が C-コア鉄心で、放電管と鎖交する十分な磁束変化を与えている。これによって z 軸方向に 1 KV/ターンの電界を印加するのであるが、容易に予想されるようにそのとき放電管内部の気体がまったく電離していないと放電の開始が遅れたり電流の立ち上がりが小さくなったりする。当所の装置では電界印加の以前に放電管の一部に 3 Mc/sec, 3 kV p-p 程度の高周波電界を加えて内部の気体を弱く電離させ、一方放電管に沿って 0.05 Wb/m<sup>2</sup> の一様な静磁界を加えることによって 10 μs ぐらいの立ち上がり時間をもって 20 kA の電流を誘起することができた。このとき、初期圧 30~80 μHg の空気またはヘリウム中の放電で 7~10 万度の平均温度が得られていることが推定された。

12.2 断熱圧縮加熱 (Compression heating)

理想気体の理論に従えば、断熱圧縮に伴う気体の圧縮前後の内部エネルギーすなわち温度の変化は

$$U_2/U_1 \equiv T_2/T_1 = (V_1/V_2)^{\gamma-1} \dots\dots\dots (12.1)$$

で与えられる。ただし V は気体の体積、U は内部エネルギーで添字 1, 2 はそれぞれ圧縮の前および後における値を示す。γ は気体の定圧比熱と定積比熱の比であって気体の自由度を δ とすれば

$$\gamma = (2+\delta)/\delta \dots\dots\dots (12.2)$$

で与えられる。気体が圧縮される方向に沿った向きの内部エネルギーを U<sub>||</sub> と示すと、これらの成分についてはまさに式 (12.1) が成立する。圧縮の直前には各成分についてエネルギーの等分配が成立しているものとし、圧縮の加えられる方向の数を δ (δ=1, 2 または 3) とすれば、圧縮と垂直方向の内部エネルギー U<sub>⊥</sub> は圧縮の効果を受けないことから

$$U_2/U_1 = (3-\delta)/3 + (\delta/3)(V_1/V_2)^{\gamma-1} \dots\dots\dots (12.3)$$

が成立する。δ=2 のときは、たとえば無限円筒において円筒の直径を小さくするような向きに圧縮が行なわれた場合に相当する。

理想気体に対する断熱圧縮のこのような加熱効果は、プラズマに対しても当然期待できる。プラズマの場合には圧縮を電磁的な方法で実現することが可能で、たとえば図 12.1 に示した Scylla 装置においてコイルに立ち上りの速い電流を印加すると時間的に上昇する軸方向磁界がプラズマ中にしみ込もうとするが電磁誘導によってプラズマ表面には逆向きの電流が誘起されてその後の磁界のシヨコモを阻止し、これにつれてプラズマの内部と外とで磁気圧の差が発生して結局プラズマは軸に向かって圧縮されることとなるのである。図 12.1 のようなミラ型磁界による場合には軸に沿

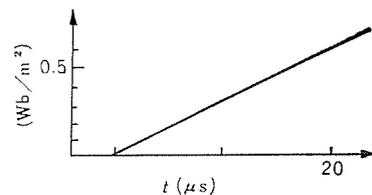
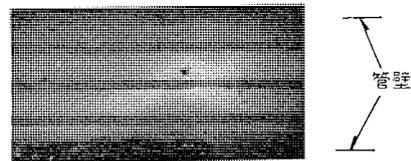


図 12.3 当所環状放電装置で閉じ込められたヘリウムプラズマのナガシ写真

った方向への圧縮もいくらか期待されるので完全に2次元的な圧縮とはいえない。当所の環状放電装置では図 12.2 に見られるように  $B_z$  巻線コイルが放電管周囲をとり囲んで一様に巻かれており、これで  $1.5 \sim 2 \times 10^4 \text{ Wb/m}^2 \text{ sec}$  の立ち上がりの軸方向磁界を発生しプラズマを最終的に加熱している。図 12.3 はこの装置においてヘリウムプラズマが断熱圧縮により管軸付近に閉じ込められ加熱される模様を示すナガシ写真とそのときのプラズマ外側の軸方向磁界の時間的変化を示している。ナガシ写真は放電管の上方から見おろして撮影されており上側が放電管の外周である。いったん放電管の軸付近に閉じ込められたプラズマは  $10 \mu\text{s}$  ぐらいの後放電管外周に向かってドリフトするのが認められるが、これは放電管が曲っているため磁界強さが外周ほど低くなっていることに基づくもので、適当な補助巻線によってこれを打ち消す方法が検討されている。ナガシ写真では電磁圧縮の開始に伴ってプラズマがかなり明了な境界を持って、その円周を小さくしてゆく過程が認められるが、この段階では後の項に述べる衝撃的な加熱の機構も寄与しているものと考えられ、結局この初期の段階では Ohmic heating, Compression および shock heating の3者が合わさってプラズマを加熱しているのである。当所の環状放電装置ではこの加熱機構によってヘリウムの場合プラズマは20万度ぐらいまで加熱されると推定されているが、これは平均的な値であり、局部的には、さらに高い温度が発生しているものと考えられる。

12.3 衝撃波加熱 (Shock heating)

弾丸やロケットが高速で進行するときや、火薬の爆発で気体が急に膨張するときなど、気体の運動速さがその状態にある気体中の音波の伝搬速度に比べて大きくなると、その運動の前面に衝撃波が発生してその部分にある非常に薄い層の気体が高温に加熱される事実はよく知られている。逆に衝撃波を使って高温のプラズマを作る可能性も考えられ、このような原理を使った装置の一つである衝撃波管装置はすでにロケット工学などの研究において重要な役割を果たしている。図 12.4 は当所で開発されたはん用衝撃波管

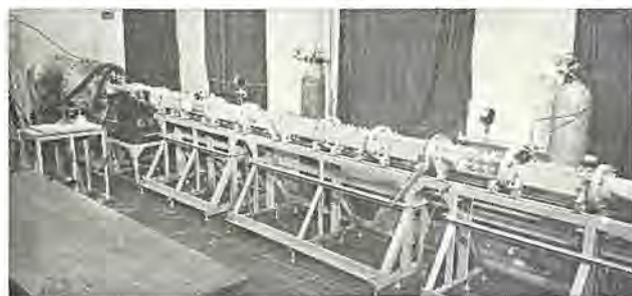


図 12.4 当社のはん用衝撃波管装置

装置の写真であって、広はんな用途に応じられるように設計されたものである。熱核実験でプラズマを衝撃波によって加熱する場合には圧縮加熱におけるように非常に立ち上がりの速い磁界を外から急激に印加する方法がとられるが、上に述べたようにこれに伴って種々の加熱過程が混合してプラズマの温度を高めることが多い。

12.4 イオンサイクロ共鳴加熱 (I. C. R. heating)

これまでに述べた加熱方法のうち断熱圧縮加熱と衝撃波加熱とはそれぞれ瞬間的な過程であって、プラズマを持続的に加熱する方

法とはいえない。一方 ohmic heating は電子だけが選択的に加熱されるため、プラズマの加熱につれて電子とイオン間のエネルギー授受の衝突の確率が減少するとともに加熱効果は低下し、熱核的な高温プラズマの加熱には最上の方法とはいえない。このような高温プラズマを加熱する方法として最も重要なものは高周波加熱であって、この項で述べるイオンサイクロ共鳴加熱 (略して I. C. R. 加熱) はその中でもとくに効率の高い方法として Stellarator 装置の加熱部に適用されたほか、ほうぼうの研究機関で研究が進められているものである。

I. C. R. 加熱の原理はサイクロトロン加速器の粒子加速機構と同じである。いま1個のイオンが一樣直線状の磁界たとえば  $B = Bk$  ( $B = \text{一定}$ ) の中にあるときの運動はその  $x$  軸に垂直の面上への投影が式 (2.2) で与えられる半径  $a$  の円であるようならせん軌跡を描くはずであるから、その回転周波数  $f_c$  は

$$f_c = v_{\perp} / a = qB/m \dots\dots\dots (12.4)$$

で与えられ  $B$  のみによって一義的に決まることがわかる。したがってここで  $x$  軸と垂直の向きに上と同じ周波数の電界を印加するならば、イオンは次第に加速されるであろう。一つの方法は  $x$  軸方向の一樣静磁界に周波数  $f_c$  の弱い交番磁界を同じ方向に重ね合わせることである。このとき電界は  $\phi$  方向に発生するが、そのときにイオンの加速される模様を2個の代表的なイオンを選んで  $1/4$  周期ごとに示すと図 12.5 のようになる。

上の議論は単粒子のイオンについてのみ考察したが、その個数が漸次増加してプラズマらしい粒子密度になってくるとともに、粒子運動の結果生ずる電磁的反作用が問題となる。図 12.5 でいえば (2) の位相ではイオンはすべて放電管中心から最も隔たった位置にあり、逆に (4) では最も近い所にある。ところがこのような電磁界にあって電子は、ほとんど磁力線に巻きついていてその位置を変えないので、結局 (2) の位相のときはプラズマの外周部に

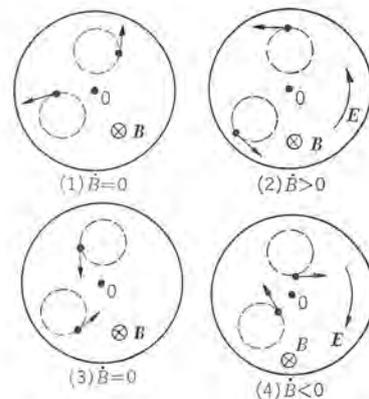


図 12.5 イオンサイクロ共鳴加熱の機構

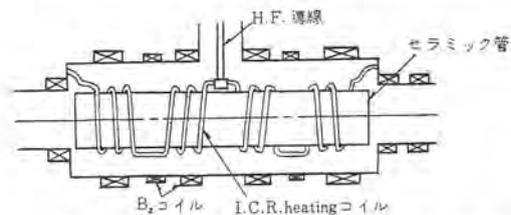


図 12.6 Stellarator 装置のイオンサイクロ共鳴加熱部

正電荷，(4)の位相では負電荷が集まることとなり，これらの空間電荷による電界が今度はイオンの加速を妨げることとなり，加熱効率を下げる．図 12.6 はこれらの空間電荷を発生させないように Stellarator で採用された方法を図示したものである．図においてコイル 1~4 は順次その巻き方向を逆になるように巻かれていて，したがってイオンの加速位相も  $\approx$  軸に沿って外向き内向きと順に変化してゆく．一方電子は磁力線に沿って  $\approx$  方向には自由に移動できるので，たとえばコイル 1 の所でイオンが内方へ向って集まり，コイル 2 の所で外周に集まったとすると，2 の中心部にある電子はコイル 1 の中心部に移り，逆に 1 の外周部の電子は 2 の外周部に移るといようにして，かくして空間電荷の発生が抑止されるわけである．

12.5 その他

断熱圧縮加熱の効果を 1 回だけでなしに，繰り返して得ようという考えを時間的に実現した方法がマグネチック・ポンピング (magnetic pumping) であり，一方これを空間的に位置をずらせて実現しようというのが最近名大 プラズマ 研究所で実験的な研究が始められようとしている B. S. G. (Brace, Swell, Glow の略) 装置の考えである．

前者は圧縮をたとえば 2 方向 ( $\delta=2$ ) で行ない，それらの方向に与えられたエネルギー 粒子間の衝突などの緩和現象によって残った 1 方向にも伝達されるのを待って，次に今度は 2 方向に圧縮の逆過程すなわち断熱膨張を行なわせる．このときプラズマが 2 方向に持っているエネルギー成分は圧縮の直後の状態よりも低くなっているはずであるから，膨張の際にプラズマが外部 (磁界を作る電源) に放出するエネルギーは圧縮の段階で獲得したよりも小さく，したがってこの圧縮と膨張を繰り返し行なうことによって正味のエネルギーの注入が可能となるのである．このような磁界の時間的変化の一例 ( $B=B(t)\mathbf{k}$ ) を図 12.7 に示した．図に見られるように圧縮と膨張のそれぞれの間には緩和のために，しばらく時間をあけることが必要であるので，磁界の変化の周期は前述の I. C. R.

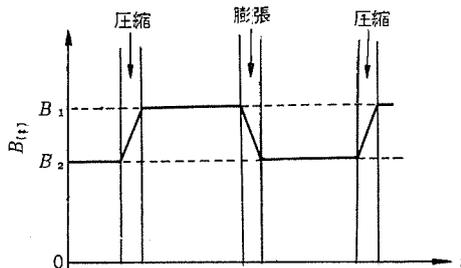


図 12.7 マグネチックポンピング 磁界

加熱の場合よりかなり長い．

B. S. G. 装置はいったん圧縮し加熱したプラズマを別の体積の大きい磁気容器の中になるべく内部エネルギーを減少させないように (自由膨張に近くして) 膨張させ，かくして，ふたたび圧縮加熱を加えようとするものである．カリフォルニア大学で作られた Toy Top 装置はプラズマの空間的位置を順にずらせて多段の断熱圧縮過程を繰り返す装置であるが，プラズマの体積は圧縮ごとに順次小さくなる．B. S. G. 装置では各圧縮の段階の間に S の過程において体積の小さくなったプラズマ塊をいったん大きくしてから次の圧縮に移しその効率を高めようとするのである．

参考文献

- (53) 山本, 田中: 電学誌 83 1994 (昭 30)
- (54) C. R. Brewer, M. R. Curie: Proc. I. R. E. 49, 1789 (1961)
- (55) N. Rynn, N. D'angelo: R. S. I. 31 1326 (1960)
- (56) J. Y. Wada, R. C. Nechtli: Proc. I. R. E. 49, 1926 (1961)
- (57) E. P. Butt, R. Carruthers: et. al. 2nd Geneva Conf. P/1519 (1958)
- (58) J. L. Tuck et. al.: 2nd Geneva Conf. P/1860 (1958)
- (59) K. Boyer et. al.: 2nd Geneva Conf. P/356 (1958)
- (60) 河合, 近藤ほか: 「三菱電機技報」37 4 (昭 38)

## HSF 形 断 路 器 完 成

水平一点切断断路器として当社で開発したものが、図に示す HSF 形断路器である。

従来よりわが国では水平二点切断断路器が一般に使用されてきたが系統電圧が高くなって行くにつれて、水平一点切断断路器が クローズ・アップ されてくるようになってきた。

すなわち、断路器の価格構成を見ると、支持ガイシの占める割合が非常に高く、50% 以上を占める状態である。水平一点切断断路器は水平二点切と比べてガイシの所要数が 2/3 となり、価格の低減は明らかである。しかしながら、電氣的接触部が 1 箇所増加し、軸受部が 1 箇所増えるなどの問題があり、二点切と同価格になるのは 120 kV 級である。300 kV 級になれば問題なく安価になる。

三菱 HSF 形断路器では中央接触部に リバース・ルーラ 形接触子を使用していることはもちろんではあるが、回転端子部にも リバース・ルーラ 形接触子構造としているために安定した接触部が保持できる。

この断路器には一切の スラリッパ を使用していないので、劣化による接触不良を招くおそれがあったくない。

ブレードは銅管を使用したユニークな形状となっている。すなわち回転端子との接合部には ブレード が延長された銅管がそのまま接触部となっているので、銅鋳物を必要としない構造となっている。このために部品数はきわめて少なく、回転端子部を点検することが非常に容易となっている。

断路器の重要な要素であるベースにはパイラ・ベースを使用している。とくに水平一点切形ではベースのねじ強度は重要であり、従来の チャネル・ベース に代えてパイラ・ベースを使用したものである。このために据付架台はほとんど問題がなくなり、架台を含めた総合価格の低減が計れるものである。

また、このパイラ・ベースには軸受部が強固に取り付けられ、二つの軸受部を同時機械加工を行なっているために軸受の精度の高いものになっている。

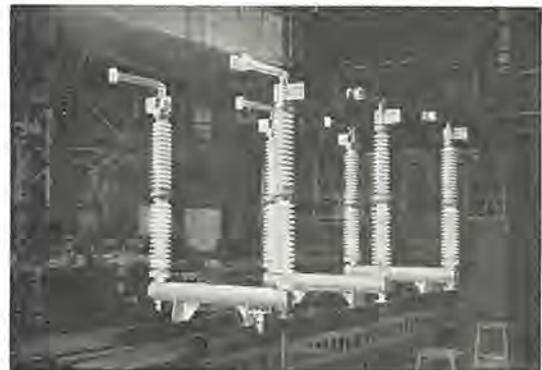
上述のとおり、従来の断路器製造方法を打ちやぶった新しい手法を設計および製作面でとり入れたもので、根本的な検討を加えて完成したものである。

製作後、JEC 改定案による形式試験を行ない、また、荷重試験 1 万回操作試験などの実用試験を十二分に行なったものである。

HSF 形断路器は定格電圧 72~300 kV、定格電流 800, 1,200, 2,000 A をカバーする ニュー・シリーズ で、現在製作中の HDT 形断路器（水平二点切）と並行して製造されるもので、用途による使い分けを必要とするものである。

HSF 形の利点は、価格が安く、ガイシ 数の減少のため塩害地域での使用はとくに有利である。また、据付面積の減少などの利点を有する一面、端子荷重が過大となる場合には検討を要する点も生ずる。

水平二点切形式でほとんどの場合使用できるが、HSF 形断路器では据付状態の検討を要する。しかしながら断路器の価格低減は広く使用者の望むところであり、とくに耐塩害用断路器としてはすぐれた利点を有するものである。



HSF 形断路器 120 kV 2,000 A (開路状態)

## VSH 形 断 路 器 完 成

VSH 形断路器は屋外用フック操作式の断路器で定格電圧 7.2 kV から 84 kV まで、定格電流は 400 A, 800 A, 1,200 A を標準としたもので、従来の DU 形に代わるものである。

先に発表した HDF 形断路器と同様に、性能向上はもちろんのこと、製作方式を近代化し、納期短縮を計った結果は、価格もまた低減されることとなった。

図は 84 kV 400 A の VSH 形断路器の外形を示すものである。固定接触子には当社標準のリバース・ルーラ 形接触子を使用しているので、短時間電流値も 32 kA までのものが製作できる。

ブレードは銅管または銅棒の単一形であるので、機械的にも、電氣的にも非常にすぐれた特性を有し、JEC の形式試験に合格したものである。

フック 構造は板 パネ を使用した簡潔な構造で、双板の場合にも同一品が使用できるもので、互換性に富んだ機種となっている。

従来の フック 操作断路器と比べて次の点がすぐれている。

- (1) 短時間電流に対して強力である。
- (2) 操作力が軽く、軽快な操作が行なえる。
- (3) 形状が非常に簡潔化されているので、保守点検が不要である。

上記の利点は、リバース・ルーラ 形接触子の採用によるもので、高価な材料ではあるが、電氣的機械的に優秀な熱処理銅合金を効果的に使用して、信頼度の高い断路器を完成した



VSH 形断路器  
84 kV 400 A

ものである。

接触面は銀の厚メッキを施してあり、1,000回の操作試験を行なっても問題なく、類似形状の断路器の10,000回作操試験でも異常

が見られていない。銀接触として十分使用できることが実証されているものである。

## フ ラ ッ ト モ ー ト ル

最近主として工作機械用などで軸方向の長さを短くしたモートルすなわちフラットモートルの要求が高まっているので、この要求に答えて当社も防滴保護形(SBU形)全閉外扇形(SFU形)の標準フラットモートルの系列を開発した。

設計的には、このモートルの薄形であるという特長をとくに生かすために全長を極端にきりつめ、その結果標準形モートルの約半分の長さになっている。

### ■ 特性

軸方向寸法の極端な短縮にもかかわらず、標準モートルと同程度で十分な特性を有している。

### ■ 仕様

200 V 50/60 c/s E 種絶縁



SBU形フラットモートル(左)と現標準形(右)

SFU形フラットモートル(左)と現標準形(右)

## MD 形 直 流 操 作 交 流 電 磁 接 触 器

M形交流電磁接触器のシリーズ化完成に伴いM形の直流操作としてMD-7, 15, 35形直流操作交流電磁接触器の開発を完了した。また同時にMR-5, 55形電磁継電器の直流操作MRD-5, 55の開発も完了した。

### ■ 特長と性能

#### (1) 高性能長寿命

AC操作のM形とどうようJEM1038に規定するA級1号1種に相当し電氣的100万回、機械的1,000万回以上の高性能、長寿命である。

#### (2) 小形軽量

小形でコンパクトな構造で取付面積が小さく取付穴ピッチはM形、MR形と同じである。

#### (3) 信頼性が高く広範囲の使用が可能

動作機構が簡単であり直流専用の鉄心を使用し抵抗管を使用し

ない方式で騒音なく信頼性が高くまた補助接点が多くとれ使用範囲が広い。

### 仕 様

形 名	電 磁 接 触 器			電 磁 継 電 器	
	MD-7	MD-15	MD-35	MRD-5	MRD-55
定 格 電 圧 (AC)	600V	600V	600V	600V	600V
定 格 電 流 A	AC250V	7	15	30	5
	AC600V	4	10	20	3
速 続 通 電 容 量 (A)	10	20	40	10	10
シャ断電流 容量 A	DC110V	10 (40)	10 (50)	10 (50)	5 (20)
	DC220V	1.5 (10)	1.5 (15)	1.5 (15)	1 (5)
補 助 接 点	2a or 1 a 1 b or 2B	2a 2b	2a 2b	5a, 4a 1b 3a 2b, 2a 3b (1a 4b, 5b)	5a 5b
操 作 電 磁 コ イ ル	DC-24, 48, 100, 110V その他				

注 1. 直流シャ断電流容量は誘導負荷 15 m sec で 1 極シャ断の場合を、  
( ) 内は 2 極直列でのばあいを示す。  
2. MRD-5, 55 の補助接点は、接点構成を示す。



MD-7, 15, 35 形直流操作交流電磁接触器



MRD-5, 55, 直流操作交流電磁継電器

## お 洗 た く の エ ー ス

### 三菱電気洗たく機 EW-580 形 “ダイヤクリーンエース” 新発売

当社では、このたび布地に合った水流が選べる W ストリーム方式、布の種類とそれに適した洗たく時間とを、同時にセットできるダイレクト表示式完全防水形 タイムスイッチ、使用場所により排水、ゆ

すぎホースを左右いずれの方向にも付け換えられる両面排水方式など、多くの特長を備えた EW-580 形三菱自動反転洗たく機(愛称ダイヤクリーンエース)を新発売いたします。

■ 特長

- (1) 洗たく物によって水流が切り換えられますので、布地をいためることもなくキレイに洗い上げられます。
- (2) 布の種類と洗たく時間が同時に選べる、タイムテーブル式完全防水 タイムスイッチを採用しています。
- (3) 洗たく機の置き場所により、排水ホースを左右どちらにも付け換えられる左右両面排水方式を採用しています。
- (4) すべての操作が二面ですむ二面操作式です。
- (5) 洗たく機専用に設計された、三菱コンデンサモートルを使用していますので、寿命が長く消費電力も少ない(1日30分使用しても約1円で済みます)
- (6) 折りたたみ式の絞り機 ハンドル

■ 仕様

洗たく方式 自動反転、一方回転切換式(W ストリーム方式)  
 洗たく容量 1.5 kg (水容量 31 リットル)  
 定 格 単相 100 V 50/60 c/s

電 動 機 SLW-5A 形 4 極 80 W

パルセータ 回転数 470~500 回転/min

タイムスイッチ TS15-K28B 形

ゼンマイ式 15 分計

切換 スイッチ MBKS-2A 形

絞り機 WR-20 形(ハンドル  
折りたたみ式)

排水方式 ホース 2 本式 左右  
両面より排水可能

外形寸法 幅 500×奥行 420  
×高さ 912(mm)

重 量 24.0 kg

形式承認番号 ㊦ 91-319

付属品 洗たくカゴ, 特殊  
ネジ 回し, 洗剤その他販  
売付属品一式



EW-580形三菱自動反転洗たく機  
(ダイナクリーンエース)  
現金正価 ¥ 23,300  
月賦正価 ¥ 24,500

明るいくらしのルールをつくる

三菱タイムスイッチ TG-18, TG-25 形新発売

当社では、このたび選択・表示とスイッチセットが同時にセットできる、業界初のワンタッチ式機構を採用した“TG-18形タイムスイッチ”また置時計の流行を取り入れた“TG-25形タイムスイッチ”を新発売いたします。

TG-18 形三菱タイムスイッチ

■ 特長

- (1) わが国ではじめてのワンタッチ式  
ワンタッチツマミをご使用の目的に応じて、OFF→ON または ON→OFF にセットすればすべて OK. OFF↔ON の選択・表示と、スイッチセットが同時にできるので、たいへん便利です。
- (2) 日付表示が自動的にかわるオートカレンダー付き
- (3) 暗闇でも見える夜光式
- (4) コードの付けはずしが自由  
コードの付けはずしが自由なプラグイン方式ですから、置時計としてご使用になる場合などたいへん便利です。
- (5) 置時計としても使えます
- (6) 正確です
- (7) スマートなツートンカラーで、どの部屋にもマッチします。

■ 仕様

電 圧 125 V  
電 流 12 A (1,200 W)



TG-18 形三菱タイムスイッチ 現金正価 ¥ 2,400

周波数 50~60 c/s

目 盛 12 時間

コ ー ド 2 m

外形寸法 282 (幅)×126 (高さ)×69 (奥行)mm

重 量 本体 720 g

色 調 赤, 青

TG-25 形三菱タイムスイッチ

■ 特長

- (1) 置時計の流行を取り入れたデザイン
- (2) コードの取りはずしが自由
- (3) 正確です
- (4) 操作が簡単です

■ 仕様

電 圧 125 V  
電 流 12 A (1,200 W)  
周波数 50~60 c/s  
目 盛 12 時間  
コ ー ド 2 m  
外形寸法 210 (幅)×103 (高さ)×72 (奥行) mm  
重 量 430 g  
色 調 赤, 緑



TG-25形三菱タイムスイッチ 現金正価 ¥ 1,900

乾電池もコードもいらない充放電式  
 三菱電気カミソリ SM-120形(クールカットD) 新発売  
 SM-500形(シェーブスター)

当社では、乾電池もコードもいらない充放電式電気カミソリとして、発売以来すばらしい売行を示している SM-100 形電気カミソリ(クールカット)に続き、同じ充放電式の SM-120 形(クールカット D)および変圧器式の SM-500 形(シェーブスター)電気カミソリを新発売いたします。

**SM-120 形三菱電気カミソリ**

■ 特長

- (1) 一晚充電するだけで、いちいちコードを付けはずしたり、乾電池を入れかえたりする必要がなく、10日間使用できます。
- (2) 世界最高の電池メーカードイツ・AFA社の、革命的発明といわれる寿命の長い「DEAC 完全密閉形アルカリ蓄電池」を採用しておりますので、故障がなく安心して使用できます。
- (3) 外刃、回転刃とも材質を吟味してありますので、切れ味はシャープです。
- (4) モミ上げ刃がついていますのでモミ上げが直線的にかかれ、また婦人や幼児のウツ毛も肌をいためずきれいにとれます。
- (5) 電気料金は、毎日5分間使用しても、1年間わずか10円ですみます。
- (6) 携帯に便利で、いつでもどこでも手軽にヒゲそりができます。

■ 仕様

充電電源	100 V 50/60 c/s
消費電力	1.3/1.8 W 50/60 c/s
充電時間	15 時間(標準)
刃の回転数	4,000~6,000 回転/min
定格使用時間	30 min
重量	250 g
付属品	充電用ビニールコード、携帯用ビニールケース モミ上げ刃、清掃用筆、ハケ、カガミ、シェービングパウダ、刃用潤滑剤、ラッピングクリーム

**SM-500 形三菱電気カミソリ**

■ 特長

- (1) 2 個の刃が同時に回転する、二連回転刃式を採用しておりますので、濃いヒゲもスムーズに能率よくそれます。
- (2) シリコンダイオード変圧器方式を採用しておりますから、モトルに無理がかかりません。したがって故障がなく、いつも安定した性能を発揮します。
- (3) 完全な雑音防止装置がほどこしてありますので、テレビやラジオに雑音が入ることがありません。
- (4) 外刃、回転刃は特殊鋼を使用し、特別な研磨をほどこしてありますので、切れ味がシャープです。刃は回転中にも研磨され、切れ味はいつまでも変わりません。また外刃が球状仕上げから、ソフトなタッチでヒゲそりが楽しめます。

■ 仕様

電源	100 V 50/60 c/s
消費電力	3 W (7 VA)
刃の回転数	4,000~6,000 回転/min
定格使用時間	30 min
重量	250 g
付属品	携帯用ケース、カガミ、筆、ハケ、シェービングパウダ、刃用潤滑油、ラッピングクリーム



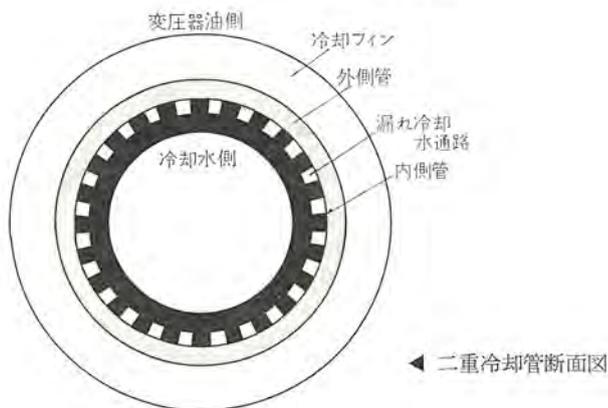
## ■ 東京電力馬場先変電所納め 45 MVA 変圧器完成

東京電力馬場先変電所に納入される 45 MVA 変圧器 2 台が、このほど当社伊丹製作所で完成し、試験も終了して出荷された。馬場先変電所は、新東京ビルディングの地下 4 階に設けられる地下変電所で、したがってこの変圧器の設計にあたっては、この設置条件に適するように、新しい試みが種々とり入れられた。

変圧器の冷却方式は、地下変電所に適した方式として、送油水冷式が採用された。最近、地下水が十分に使用できないために冷却水を冷却塔によって冷却し、循環させる方式が多く使用されているが、通常冷却塔は高層ビルの屋上に設置され、これを直接ビルの地下に設置されている変圧器の冷却器に接続すると、設置場所の高さの大幅な違いのために、大きな水圧が冷却器にかかり、水系統の圧力が、油系統よりはるかに高くなるので、万一冷却器に漏れが生じたりすれば、水が変圧器油の中に混入するおそれがあり好ましくない。このために、水系統の途中に、中間水槽を設けて水圧をいったん落してから冷却器に導びく方法が従来とられていたが、そのために据付面積が増大するとか、水系統が複雑になるなどの欠点があった。今回の馬場先変電所納めの変圧器では、後述のような、冷却水がいかに高圧力でも、水が油中に侵入するおそれがまったくない冷却器構造を採用して、冷却器と冷却塔を直接接続する方式をとることができた。この冷却器は、2 重管と称する冷却管を使用しており、その断面は図に示すとおりである。すなわち、従来 1 重の管で作られていた水冷管を 2 重管で構成し、内側管と外側管の間に、万一漏れの発生した場合冷却水を外部へ導びく通路を設けたもので、水が油中へ混入するおそれをまったく解消するとともに、熱伝達率の低下を極力少なく押さえた構造である。そのほか、据付面積の縮少のため、エレファントラッシング構造を採用している。

定格事項は次のとおりである。

三相 50 c/s 45,000 kVA 送油水冷式 連続定格  
 外鉄形 フォームフィット形 SUW 形 三次三角巻線内蔵  
 一次 66-64.5-63-61.5-60 kV 星形結線  
 二次 22 kV 星形結線



## ■ 負荷時タップ切換器試験設備完成

かねてより、製作中であった試験設備がこのほど完成し、MRF 形の負荷時タップ切換器の寿命試験が開始された。

試験設備容量は、負荷時タップ切換器の負荷電流 2,400 A までの連続負荷開閉試験が可能であり、またタップ間電圧の選定は 3,600 V まで、50 V より 50 V ステップで任意のタップ間電圧をうることができる。

各試験設備機器の操作および試験中の負荷時タップ切換器の、状況観測などは、すべて観測室内に設置された制御盤で行なわれる。

寿命試験のための負荷開閉試験回路は、スコット接続の整合変圧器、負荷電流調整用のリアクトルおよび所要電力を最小とするための整合コンデンサより構成されている。また試験の等価性を高めるために、タップ間電圧と負荷電流の位相差は僅少となるように負荷電源の電圧は選定されている。

主要設備機器の概略仕様は次のとおりである。

整合変圧器	連続定格	スコット接続	送油風冷式
主座変圧器	容量	2,160 kVA	
	電圧	6,600 V/3,600~50 V	
T 座変圧器	容量	1,083 kVA	
	電圧	5,716 V/9,022 V/4,511 V	
負荷リアクトル	連続定格	送油風冷式	
	容量	11,040 kVA	容量調整タップ付
	電圧	9,200 V/4,600 V	
整合コンデンサ	連続定格	油入自冷式	

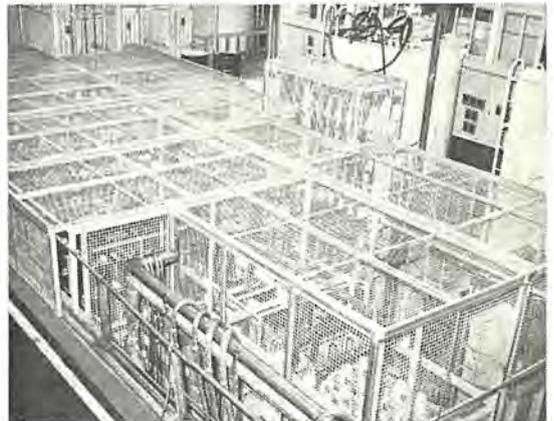


図 1 試験設備全景



図 2 制御盤

容量 11,040 kVA 容量調整 タップ付  
電圧 9,200 V/4,600 V

東京—鞍掛山(中継)—静岡 計4組  
名古屋—笠取山(中継)—津 計4組  
名古屋—岐阜 計2組

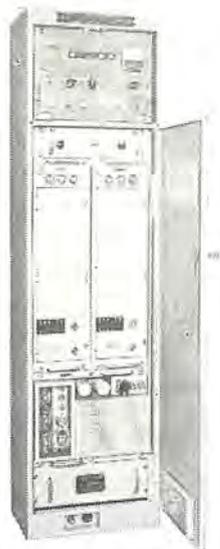
の3地区、5区間である。

いずれも 320~350 Mc 帯, SS24 通話路容量 PM 多重方式の無線装置で、送信出力は 50 W である。従来、当社は VHF~UHF 帯多重通信装置各種を数多く製作してきたが、今回の無線装置はとくに準漏話規格きびしく、送受総合ヒズミ率で 45 kc 二次 -50 dB, 30 kc 三次 -55 dB である。写真は送信架(図1)、受信架(図2)の外観で現用、予備各2台を収容してある。

### ■ 東海道新幹線量産車用列車無線移動局設備納入

東海道新幹線設備は目下急ピッチで完成に近づきつつあるが、その列車無線設備も量産車用移動局設備の納入をもって一段落となった。

列車無線設備を構成する地上系設備、トンネル系設備はすでに据付調整を終わって、関連設備との接続、総合試験の段階に入っているが、今回、量産車 30 両分の移動局設備を完成、納入し、引き続き工事に掛かっている。機器の内訳は送信架、受信架、電源架および端局架おのおの 30 台とユニポーラレイ形指向性切換利得アンテナ 120 台である。各架の内容はモデル線区用に納入した機器とほとんど同様であるが、アンテナを除く機材いっさいを大阪方先頭車のボンネット(最先端部)内に装備することになったため、架高の制約をうけ、構造、実装についてはかなりの変更を行なっている。またアンテナも列車の屋根構造、クーラの配置などの制約から大幅に寸法を縮小し、実装は完全埋込みとなった。



新幹線量産車用受信架

これら機器はいったん国鉄用品庫に納入したのち、各車両会社に搬入して、車両ぎ装と並行して据付工事中である。写真はそのうちの受信架で、SS-PM 方式 8 通話路多重受信機 2 台(現用および予備)が収容され、幅 350×奥行 225×高さ 1,350 mm である。

### ■ 自動車用 AC ダイナモおよびマグネットにつき技術交流

当社 AC ダイナモ および特種 スターティングモータは、米国 PRESTOLITE 社との間に技術提携を結んでいるが、去る 2 月、同社々長 Bohmrich 氏、副社長 Dauphinais 氏が来朝、関係製作所を視察した。

両氏は電装品がきわめて活発に生産されている状況を見て、日本の様子を再認識したようであるが、とくに米国にない小形 AC ダイナモと、同社で作っていない点火用マグネットに深い関心を示し、前者は小形車の生産国である欧州の国々へ、後者はインドの提携会社である Prestolite of India へ技術輸出をするように提案した。近い将来実を結ぶことであろう。

#### 小形 AC ダイナモ

図 2 で構造の概略を知ることができるとおり、回転界磁形の三相交流発電機のアーモチュアに発生した三相交流電圧を内蔵されている 6 個のシリコン・ダイオードで整流し、自動車のバッテリーおよび諸電気負荷に電力を供給するものであり、容量も負荷の大小によって種々あるが、注目を集めている 250 W および 300 W の概略仕様を次に示す。

### ■ 警察庁納め 400 Mc 帯多重無線装置納入

警察庁では 2.5 Gc 帯 1 級多重回線から通信路を分岐するローカル用として、400 Mc 帯 2 級多重回線の計画をすすめている。今回納入したのは、その第 1 次計画として



図 1 警察庁納め 400 Mc 多量送信架

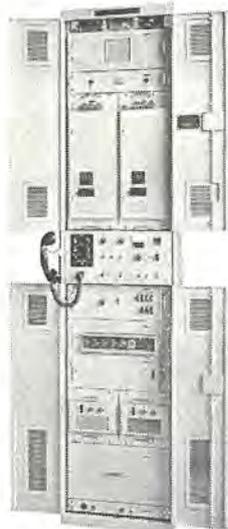


図 2 警察庁納め 400 Mc 多量受信架



図 1 当社姫路製作所において歓談中の米国 PRESTOLITE 社の社長および副社長



図 2 小形 AC ダイナモ 断面図



図 3 フライホイールマグネット

マグネト

図3に示すように、点火コイル、一次回路開閉用コンタクトブレーカおよびコンデンサ、ライトコイルなどを組み付けたスターアセンブリと永久磁石を内蔵するフライホイールとからなり、両者を組み合わせてフライホイールを回転して点火コイルに高電圧を発生しエンジンの点火に使用する。またライトコイルはライトの点灯あるいは充電電源として使用する。この特性を次に示す。

飛火特性 (三針ギャップ)

300 rpm 7 mm 以上

6,000 rpm 8 mm 以上

点灯特性 (15 W/6~8 V)

3,000 rpm 5.0 V 以上

5,000 rpm 7.5 V 以下

小形 AC ダイナモの概略仕様

容量 (W)	250	300
系電圧 (V)	12	12
充電開始回転数 (rpm)	1,000	950
30 km/h における出力電流 (A)	17	24
最高出力電流 (A)	21	27
外径 (mm)	105	114
全長 (mm)	187	184
重量 (kg)	4	5
搭載車	軽4輪 軽・小形トラック	小形 乗用車

気の良否、危険予防装置の有無)や、危険性(危険物の種類および量、装置および作業の種類)などをよく調査検討する必要がある。



図3 FWD-401-R 形耐圧防爆形ケイ光灯

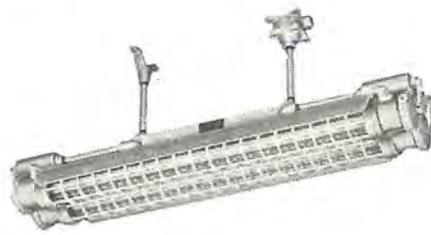


図4 FWD-402-R 形耐圧防爆形ケイ光灯



図5 HWE-301 形安全増防爆形水銀灯および安定器箱



図6 HWD-301 形耐圧防爆形水銀灯および安定器箱

■ 三菱防爆形(安全増,耐圧)照明器具発売

この器具は化学工場など爆発性ガス・蒸気の充満するようなところでも、引火・爆発の危険から尊い人命を守り、高価な機械設備・建屋の破壊焼失を防ぎ安全かつ明るい環境で能率よく作業ができるように開発した照明器具である。

防爆形照明器具は労働省産業安全研究所技術指針「工場電気設備防爆指針」および関連 JIS 規格に適合できる構造と性能を有し、当社福岡製作所の防爆実験室で十分な試験検討をし、取り扱いの簡単さと効率のよさを考慮し製作されたものである。

防爆形器具は安全増防爆形と耐圧防爆形の2機種があり、それぞれケイ光灯用(40 W 1灯, 40 W 2灯)と水銀灯用(400~300 W 1灯)があり、前記「防爆指針」および関連 JIS 規格などに規定されている「危険場所」中、安全増防爆形器具は第一種危険場所また第二種危険場所に、耐圧防爆形器具は第一種危険場所に設置することが原則とされているが、設置使用の際には使用場所の環境条件(空間の広さ、換



図1 FWE-401-R 形安全増防爆形ケイ光灯

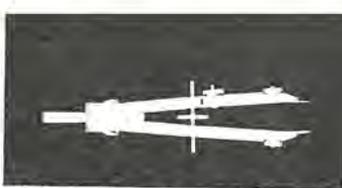


図2 FWE-402-R 形安全増防爆形ケイ光灯

仕 様

形式記号	FWE-401-R   FWE-402-R	FWD-401-R   FWD-402-R	HWE-301	HWD-301
防爆の種類	安全増防爆形	耐圧防爆形	安全増防爆形	耐圧防爆形
防爆構造記号	eG <sub>2</sub>	d <sub>2</sub> G <sub>4</sub>	eG <sub>1</sub>	d <sub>2</sub> G <sub>3</sub>
使用ランプ×灯数	FLR-40×1   FLR-40×2	FLR-40×1   FLR-40×2	H-400~300, HF-400~300×1	
起動方式	ラビッドスタート			
ソケット	スプリング式			
構	ランプカバー	ポリカーボネートカバー ガード付き	硬質ガラスカバー ガード付き	耐震形モーガルソケット(E-39) 硬質ガラスカバー ガード付き
	本体	ソケット部分はヒドロナリウム鍍物、他は銀金葉反射板付き	大部分ヒドロナリウム鍍物 反射板つき	大部分ヒドロナリウム鍍物
造	取付方法	天井つり下げ(ボックスつき)		天井ジカ付けまたはつり下げ(ボックス付き)
	安定器収納場所	器具内蔵		別置き(別収納箱)

(注) FWE-401-R および FWE-402-R は常時在庫品、その他は受注生産品。



## 特許と新案

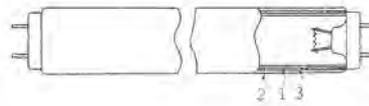
### 電照栽培用ケイ光放電灯

発明者 大田重吉

この発明は管球内壁(2)とケイ光体層(1)との間に顔料層(3)を介在させたケイ光放電灯において、上記ケイ光体として優勢発起波長が5,800 Å~6,000 Åの範囲にわたる混合ケイ光体を、また上記顔料として5,100 Å以下の波長光の大部分を吸収し、かつ5,800 Å以上の波長光を比較的容易に透過し得る黄色または橙色顔料をそれぞれ使用し、しかもその顔料層の厚さを上記ケイ光体の優勢発起波長域の光の透過量が5~50%になるようにしたことを特徴とする電照栽培用ケイ光放電灯に関する。本発明においてケイ光体層(1)を混合ケイ光体で形成するのは、一種のケイ光体にして、その優勢発起波長域が植物の成長に有効な5,800 Å~6,000 Åの範囲にわたるものがないからであり、また黄色あるいは橙色顔料を使用するのは、これらの顔料が植物の成長に有害な5,100 Å以下の光線の大部分を吸収し、かつ5,800 Å以上の光線を比較的容易に透過するからであり、さら

にその厚さを上記の範囲に選定したのは、顔料層が比較的薄い場合は、植物の成長に有害な4,050 Åの水銀輝線が透過し、また反対に比較的厚い場合は、ケイ光灯光束を減じてその効率を低下させることによるものである。本発明の電照栽培用ケイ光放電灯は上述したように植物の成長に有効な5,800 Å~6,000 Åの範囲の波長光だけ放射するので、分光エネルギー分布が可視光線全般にわたる従来の電照栽培用白熱電球に比べ、電照栽培が一層効果的に行なわれる。またケイ光灯が白熱電球より寿命が長く、効率もよいことはいふまでもない。

(特許第297843号)(倉屋記)



### 扇風機

考案者 吉村 広・市岡 洋

この考案は、これまで電動機の後部に設けられていた首振運動の運転停止切替装置を静止部分例えばスタンドの前面に取付け、可撓性索鋼線を介し首振運動を安全に制御できるようにした扇風機に関するものである。

達が行なわれ首振運動がなされる。

この考案は以上のように索鋼線を介し静止部分に取付けたハンドルにより首振運動を制御するようにしたので、危険を伴わず安全かつ容易にその切替操作を行なうことができるものである。

(実用新案登録第570131号)(藤田記)

今、首振装置の操作軸(5)が最下位にあって一連の動力伝達経路が連結され首振運動が行なわれている状態にあるものとす。

次に首振運動を停止するため図1に示すハンドル(20)を回動操作すると、図2に示すように索鋼線(28)を介し揺動レバー(24)の一端が引き下げられかつバネ(16)に抗して操作軸(5)が中位の状態まで引き上げられクラッチ機構(c)の噛合を開放するので、首振装置に対する電動機軸(11)の動力がシャ断され首振運動は停止する。ここで扇風機主体(1)を任意の向きに固定したい場合には、ハンドル(20)を更に回動操作し操作軸(5)を最上位にまで引き上げピン(13)を基台の波形凹凸部(60)の凹部に係合させて操作軸(5)を固定すればよい。一方首振運動を行なわせたい場合には、ハンドル(20)を逆に回動操作し索鋼線(28)を緩める、この結果バネ(16)のバネ圧で操作軸(5)が最下位に押し下げられクラッチ機構(c)を噛合させるので、首振装置に対する動力の伝

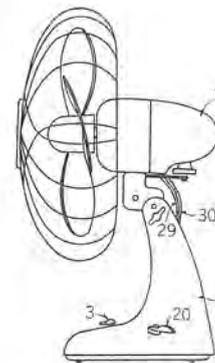


図1

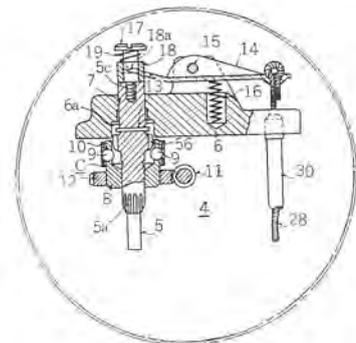


図2

### 除鉄装置

考案者 加藤庸夫・柳下儀兵衛

石灰石、石炭あるいは銅鉱などを粉砕する時、これら非磁性原料中に鉄片例えばボルト、ナット、ハンマーその他の鉄クズが混入しているとクラッシュを破損するので、従来原料を運ぶコンベルトの上方に電磁石をつるしたり、あるいはコンベルトのラリとして電磁石を利用したラリを使用し、原料中の鉄片を分離除去することが行なわれている。しかし従来の除鉄方式では、24時間に処理される原料中に鉄片が2~3個混入している時でも、クラッシュ保護のために上記電磁石を常時励磁しておかなければならず、励磁電力が非常に不経済であった。

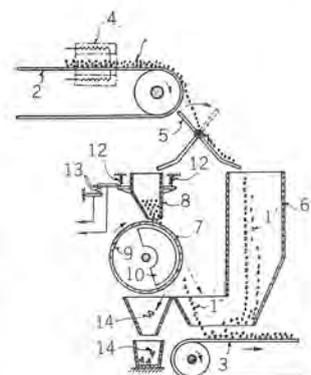
のみ運転を開始して鉄片(14)を選別分離するようになっている。

本考案では常時は感知器(4)に鉄片によるインタクタスの変化を感知できる程度のごく少量の電流を流しておくだけでよく、しかも磁気選鉱機(7)も常時運転せず不良原料(11)が所定量貯められた時のみ運転するようにしている。本考案除鉄装置に必要な電力は非常に少なくすむものである。

(実用新案登録第702101号)

(倉屋記)

次に図面について本考案を説明すると、(4)は非磁性原料(1)を運搬するコンベルト(2)に近接して設けられ原料中に混入した鉄片を感知する交流電磁線輪からなる鉄片感知器、(5)はこの感知器(4)に応動し感知器が原料中に混入した鉄片を感知すると動作させられて鉄片が混入している少量の不良原料(11)のみを磁気選鉱機(7)のホッパー(8)に導く案内板、そして上記磁気選鉱機(7)はホッパー(8)に所定量の不良原料が貯められた時に



最近登録された実用新案

名 称	登 録 日	登 録 番 号	発 明・考 案 者	関 係 場 所
ウエスコポンプ	38-11-15	727057	井上誠治	岡 山
電気ホイスト	38-11-15	727058	武谷勝次	名古屋・岡山
内燃機関点火装置	38-11-15	727059	三木隆雄	姫 路
内燃機関点火装置	38-11-15	727060	三木隆雄	姫 路
電動機の故障検出装置	38-11-15	727061	新井正元・谷中頼朝	伊 丹
内燃機関点火装置	38-11-15	727062	三木隆雄	姫 路
電流制限器付積算電力計	38-11-15	727063	藤枝利夫・松浦清	福 山
回路シヤ断装置	38-11-15	727064	武田克己	福 山
内燃機関点火装置	38-11-15	727065	三木隆雄	姫 路
電流制限器用端子カバー	38-11-15	727066	藤井保	福 山
電動機速度制御装置	38-11-15	727067	吉田太郎・川合弘	名古屋・長崎
半導体整流装置	38-11-15	727068	小林凱・上岡康宏	伊 丹
電気ホイスト追突防止装置	38-11-22	727310	山 泉 満	福 岡
振幅変調波数変調波両用受信機	38-11-22	727311	小林信三・太田堯久	鎌倉製作所 伊丹工場
補聴器	38-11-22	727312	松村長延・岩村清志郎	鎌倉製作所 伊丹工場
回路シヤ断器	38-11-22	727319	藤沢 稔	福 山
回転界磁形交流発電機	38-11-22	727322	平田 毅	姫 路
電気ホイストなどの電磁ブレーキ装置	38-11-22	727419	藤木博愛・武谷勝次	福 岡
遠隔操作装置	38-11-22	727313	糸魚川佐富・市岡洋	中 津 川
扇風機首振り角度調節装置	38-11-22	727314	熊谷建司	中 津 川
扇風機首振り装置の安全装置	38-11-22	727315	新倉宗寿	中 津 川
〃	38-11-22	727316	新倉宗寿	中 津 川
冷房装置	38-11-22	727317	新倉宗寿	中 津 川
電気掃除機	38-11-22	727318	新倉宗寿	群 馬
冷暖房機	38-11-22	727320	高橋克己	静 岡
扇風機	38-11-22	727321	長瀬卯三郎	中 津 川
炊飯煮炊兼用の電気調理器	38-11-22	727323	高橋正辰・大沢和夫	群 馬
空気調和装置	38-11-22	727324	高橋克己・鈴木八郎	静 岡
ルーバ取付装置	38-11-22	727325	早崎実・長瀬卯三郎 市岡洋	中 津 川
扇風機俯仰角調節装置	38-11-22	727326	小木曾明男	中 津 川
換気装置	38-11-22	727327	今井進	中 津 川
換気装置	38-11-22	727420	今井進	中 津 川
真空溶解炉の連続添加パケット装置	38-11-30	728101	小倉忠利	相 模 川
車両用雨よけ装置	38-11-30	728102	柘植 恵	中 津 川
送風機付まくら	38-11-30	728103	柘植正治・吉村宏	中 津 川
海水蒸留器	38-11-30	728104	成沢一男	相 模 川
DIAMATIC	38-12-4	630756		姫 路・本 社
交流定振幅装置	38-12-9	586439	北村啓郎	鎌倉製作所
積算記録計	38-12-9	586440	加藤義明・林正之	福 山
超音波検査装置	38-12-9	586442	森川洋・平島和宣	鎌倉製作所 伊丹工場
ミシンの送り軸支持装置	38-12-9	728313	三津沢武夫	和 歌 山
レーダの表示装置	38-12-9	728314	種田方寿	鎌倉製作所 伊丹工場
ジグザグミシンにおけるボタン孔縫成装置	38-12-9	728315	森田 稔・辻本忠司	和 歌 山
小型貨物用エレベータの自動戸開装置	38-12-9	728316	国井和司	名 古 屋
速開弁	38-12-9	728318	阿部康宏	伊 丹
磁石発電機	38-12-9	728320	市川和	姫 路
点火用蓄電器	38-12-9	728321	三木隆雄	姫 路
点灯制御装置	38-12-9	728322	伊吹順章・野島謙治	中央研究所
三相変圧器のタップ切換装置	38-12-9	728324	桐山義雄	名 古 屋
端子ボルト取付装置	38-12-9	728325	荒川利弘	姫 路
内燃機関点火装置	38-12-9	728326	三木隆雄	姫 路
電気機器の端子装置	38-12-9	728327	杉山昌治・岩田鋼二	名 古 屋
大電流用半導体整流装置	38-12-9	728330	小林 凱	伊 丹
電動機の耐熱装置	38-12-9	728333	米村 貢・吉村正士 山本慧実	福 岡・長 崎
電気車制御装置	38-12-9	728334	三橋英一	伊 丹

# 次号予定

三菱電機技報 Vol. 38 No. 6

## 電動機特集

- 最近の直流電動機とその応用
- 最近の大容量高速度誘導電動機
- 電子計算機による誘導電動機の最適設計
- 誘導同期電動機
- 最近の同期電動機とその制御装置
- 新形起重機用電動機
- アルミ 鋳込回転子中容量電動機
- 水素ガス耐圧防爆形誘導電動機
- 水中モートル
- コーンプレキモートル
- 三菱 SBU, SFU 形フラットモートル
- リラクタンスモートル
- 小形モートル
- 二相サーボモートルおよび付属速度発電機
- 誘導電動機の保護装置とその選択
- SCR 可変周波数インバータによる交流電動機の世界制御
- 技術解説：大形アナログ計算機の最近の進歩(2)
- 技術講座：ラズマ(その4)

## 三菱電機技報編集委員会

- 委員長 小倉弘毅  
 副委員長 小宗村平  
 常任委員 明石精二  
 " 安藤寛二  
 " 大野寛彦  
 " 河合武彦  
 " 小堀富次雄  
 " 篠崎善助  
 " 高井得一郎  
 " 中野光雄  
 " 馬場文夫  
 " 宮内圭次  
 " 山田栄一  
 委員 岩原二郎  
 " 大森淳夫  
 " 片岡高示  
 " 樫本俊弥  
 " 神崎遼幸  
 " 堀真幸  
 (以上 50 音順)

昭和39年5月22日印刷 昭和39年5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)0912 郵政東京 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
大阪営業所	大阪市北区堂島北町8の1 (電)大阪(312)大代表 1231
名古屋営業所	名古屋市中村区広井町3の88・大名古屋ビル (電)名古屋(56)大代表 5311
福岡営業所	福岡市天神町58・天神ビル (電)福岡(75)代表 6231
札幌営業所	札幌市北二条西4の1・北海道ビル(電)札幌(26)大代表9111
仙台営業所	仙台市大町4の175・新仙台ビル (電)仙台(22)代表 6101
富山営業所	富山市総曲輪490の3・明治生命館 (電)富山(3)代表 3151
広島営業所	広島市八丁堀 63・昭和ビル (電)広島(21)代表 4411
高松営業所	高松市寿町1の4・第1生命ビル (電)高松(2)代表 5021
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内2の12・三菱電機ビル (電)東京(212)大代表 6111
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町8の1・(電)大阪(312)大代表 1231
名古屋商品営業所	名古屋市中村区広井町3の88・大名古屋ビル (電)名古屋(56)大代表 5311
福岡商品営業所	福岡市天神町58・天神ビル (電)福岡(75)代表 6231
札幌商品営業所	札幌市北二条西4の1・北海道ビル(電)札幌(26)大代表9111
仙台商品営業所	仙台市大町4の175・新仙台ビル (電)仙台(22)代表 6101
富山商品営業所	富山市総曲輪490の3・明治生命館 (電)富山(3)代表 3151
広島商品営業所	広島市八丁堀 63・昭和ビル (電)広島(21)代表 4411
高松商品営業所	高松市寿町1の4・第1生命ビル (電)高松(2)代表 5021
北九州出張所	北九州市小倉区京町10の281・五十鈴ビル (電)小倉(52)代表 8234
静岡出張所	静岡市七間町9の10・池田ビル (電)静岡(53)代表 9186
岡山出張所	岡山市上石井 174・岡山会館 (電)岡山(4) 0331~2
長崎出張所	長崎市大黒町3番1号長崎交通産業ビル(電)長崎(2)0293
金沢出張所	金沢市幸町13番28号 (電)金沢(31) 6213~4
長野出張所	松本市本町3の123 (電)松本(2) 1058
中央研究所	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
名古屋製作所	名古屋市中区矢田町18丁目1番地(電)名古屋(73)代表1531
福岡製作所	福岡市今宿青木690番地 (電)福岡(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
相模製作所	相模原市小山字久保224の224 (電)相模原(0427)-(7)-代表 3231・3241
静岡製作所	静岡市小籠110番地 (電)静岡(85)大代表 1111
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
大船製作所	鎌倉市大船800番地 (電)鎌倉(6)代表 2121
郡山製作所	郡山市字境橋町1番地 (電)郡山(2) 1220~1223
群馬製作所	群馬県新田郡尾島町大字岩松800番地 (電)尾島270番太田代表 4311番
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
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字園所1 (電)京都(92)代表 1141
北伊丹製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池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)鎌倉(6)大代表 6171
伊丹工場	尼崎市南清水字中野80番地 (電)大阪(481) 8021
鎌倉製作所	名古屋市中区矢田町18丁目1番地 (電)名古屋(73)代表 1531

## わが国最初の船用 膨張式救命すべり台 完成



膨張式救命すべり台（シュータ）

当社では、かねて国鉄船舶局から受注の“船用膨張式救命すべり台”を製作中であったが、当社相模製作所世田谷工場（都内世田谷区池尻町 437 番地）で完成の後、去る 3 月 19 日神奈川県三浦半島浦賀湾において、実地テストの結果、運輸省関東海運局の試験に合格した。このすべり台は、わが国最初の試みであるばかりでなく、おそらく世界でも前例がないものと見られる。

この“救命すべり台（シュータ）”は、国鉄新鋭青函連絡船“津軽丸”ら同形船 3 隻分用として製作したもので、ビニロンに合成ゴムを被覆し、この種救命具としてはわが国で初めて、窒素ガスと空気を自動的に封入する方式を採用し、温度差による内圧の変化を最少限に止め、4～6 分で満膨張となって、同時に 2 人が降下できる仕組となっているものである。

“津軽丸”では、上甲板からのものとして、両舷中央部に 1 基ずつ、下甲板からのものとして、両舷両端部に 2 基ずつ、合計 6 基を設置する計画で、

(1) 中央部設置のものは、高さ 14 m（ビルならば 6～7 階に相当）、本体重量約 250 kg、常時は耐食アルミ製のコテナに収納し、コテナ前面を開くと同時に、自動操作機構により使用可能の状態となる。

(2) 両端部設置のものは、高さ 11 m、本体重量約 180 kg、同じ耐食アルミ製のコテナに入れて、船の非常トビラに常置し、トビラを開けば、自動的に膨張・使用可能となる。

このすべり台は、舷側に直角に投下、使用することができるように設計され、また風速は毎秒 15 m に耐えることが条件となっているが、使用可能な船の傾斜角は 15 度である。

当社では、従来から、わが国船用・航空機用救命ゴムいかだの市場の過半数以上を占めているが、今後は、ゴムいかだとともに、このシュータも新しい船用救命具として、需要の増加を期待している。

