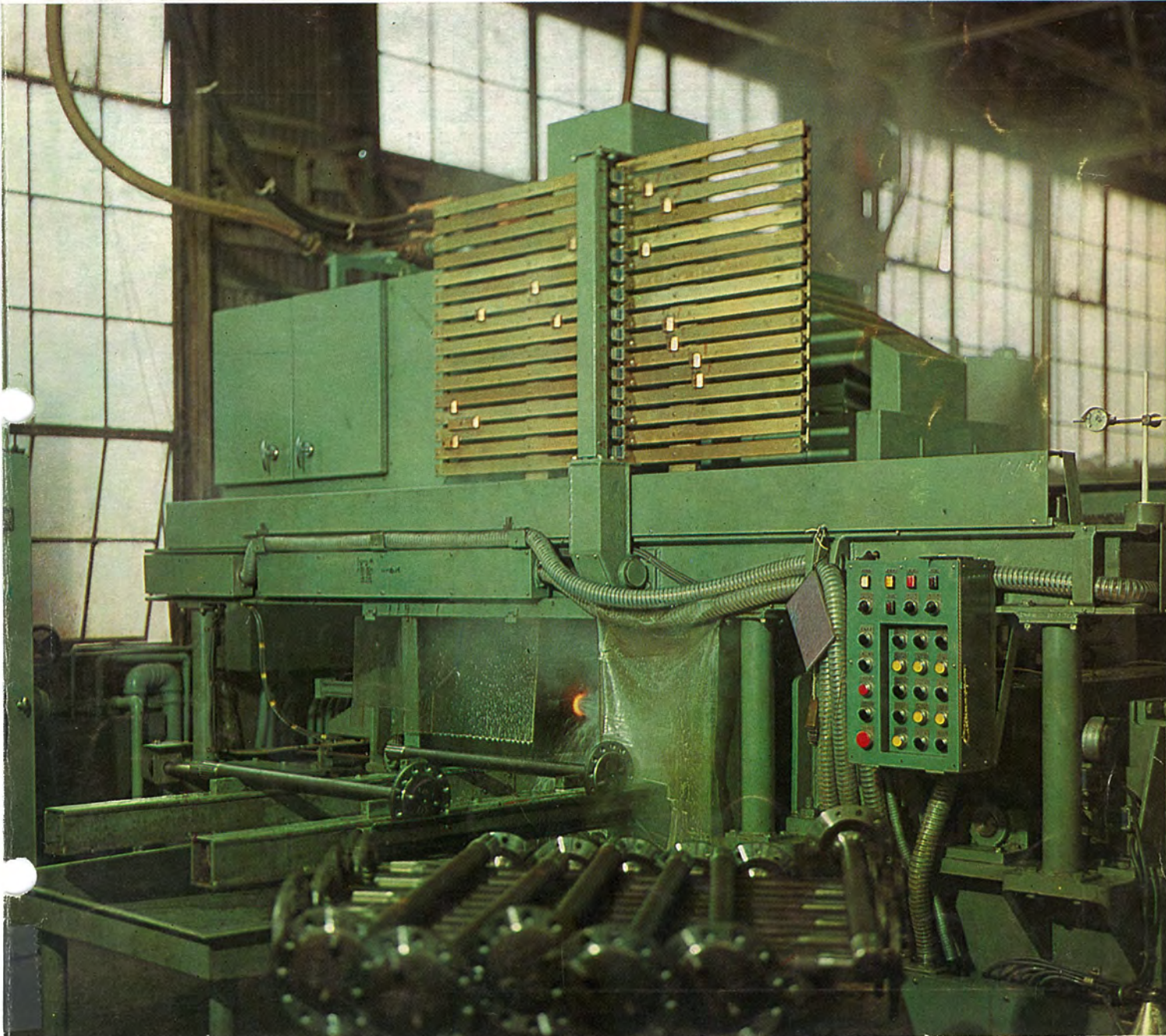


MITSUBISHI DENKI GIHO 三菱電機技報

Vol. 39 June 1965

6

いすゞ自動車納めアクスルシャフト低ヒズミ焼入機



348kV 400MVA 超大形変圧器完成!

オーストラリアのニュー・サウス・ウェールズ州電気局の注文により、鋭意製作中の同州 マンモラ 火力発電所納め 400 MVA 主変圧器がこのほど完成した。この変圧器のおもな仕様や大きさは次に示すとおりであるが、その容量 400 MVA は、330 kV 級変圧器としてはわが国最大の記録品であり、また、輸出変圧器としてもわが国最大のものである。そのうえ、負荷時タップ切換器付変圧器としても、製作・輸出ともにわが国の記録品である。

■ 仕 様

400 MVA 特別三相式 外鉄形 フォームフィット 構造
負荷時タップ切換器付 (MR 社製) 送油水冷式
SUW-FI・1200 形 50 c/s
高圧側 348 kV (+6.5% ~ -10%)
1300 BIL 段絶縁
低圧側 17.5 kV 150 BIL
低圧側離相母線式三角接続
コンサパータ 三室式窒素封入

油なし重量 387 t

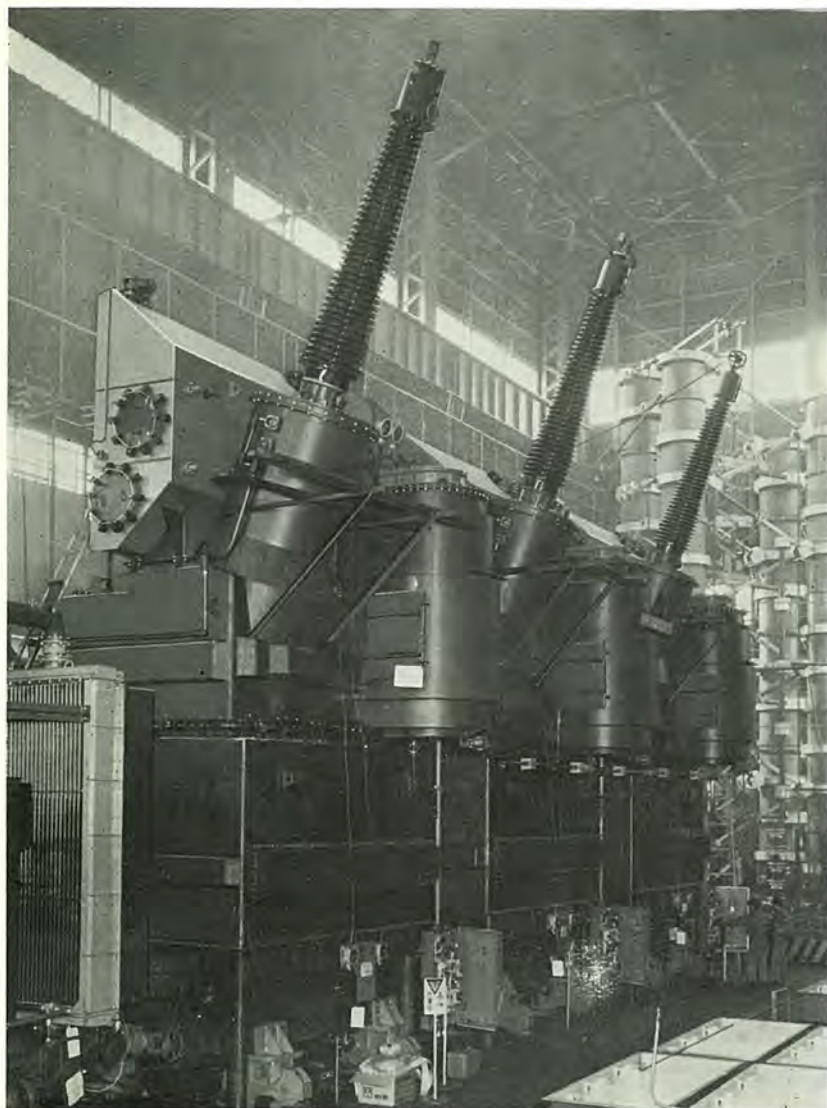
油重量 102 t (112,500 l)

総重量 489 t

輸送重量 110 t

外形寸法 幅 16.07 × 奥行 6.324 × 高さ 11 (m)

なお、当社では マンモラ 発電所納め主変圧器第 1 号機 ~ 第 4 号機・合計 1,600 MVA を受注しているが、このほど完成したのはそのうちの第 1 号機である。この マンモラ 発電所はシドニ市の北 130 km、マンモラ湖畔に位置し、その近辺で産出される石炭を使ういわゆる山元発電所で、これが完成すれば 350 MW × 4 基 = 1,400 MW というオーストラリア最大の発電所となるもので (1968 年完成予定)、全発電電力の 95% が火力発電という同州 (ニュー・サウス・ウェールズ州はオーストラリア第 1 の電力需要州である。) において、重要な位置を占める発電所になる。そして、当社が納入する変圧器によりシドニ市の 330 kV 外輸線に接続され、同市およびその周辺の工業地帯へ給電される。



オーストラリア・マンモラ発電所納め
348 kV 400 MVA 超大形変圧器



表紙説明

いすゞ自動車株式会社川崎工場に納入されたアクスルシャフト低ヒズミ焼入機は、従来の焼入機と違い、ヒズミ取り機構に油圧チャックおよびローラを有し、自動車のリアアクスルシャフトをほとんどヒズミを生じさせることなく焼入れすることができる画期的な設計になる国産第1号機である。

この焼入機は、作業者は単にアクスルシャフトをフィーダに載せればよく、以後の工程は油圧回路により全自動に行なわれる。

このような特長を有するため、焼入後のヒズミ取り工程が不必要となるとともに作業性が向上するのでアクスルシャフトのコストダウンに貢献すること大である。

この焼入機は整合装置を内蔵したキャリッジが水平に移動する構造になっていて、使用電源は2.7kc、300kWの立形高周波電動発電機であり2本同時に焼入れすることができる。



三菱電機技報

昭和40年 第39巻 第6号

目次

《論文》

フィリピンアンガット 発電所納め 122.2 MVA 変圧器	坂田 邦寿・山内 敦	2
アクスルシャフト 低ヒズミ 焼入機	中村 年克・酒井 良雄・早瀬 通明・上田 時芳	7
三菱 E 種はん用電動機	篠原 芳男	17
AISE 準拠 クレーン 用電動機	野畑 正己	23
EBA 形電磁 プレーキ	三 富 孜	28
ED75 形交流機関車用 SCR 制御装置	三 橋 英一	33
航空機用超短波無線電話装置	山口 哲夫・浜口 道雄・村山 昇・三木 博之	41
2 極直流機の軸内ウズ電流損の計算	近 藤 博通	47
30 MeV フィールドバイアス形 ベータトロンの設計	田 中 修・広 三 寿・池 田 洋	51
空心 $\sqrt{2}\pi$ 形 ベータスペクトロメータの設計	久 武 和夫・藤 岡 学・後 藤 正之 秋 葉 稔光・鈴木 敏允・上 田 孝 寿	57
高速ケタ上げ加算回路	壺 井 芳 昭・松 原 要	63
機械における学習	伊 藤 貴 康・福 永 圭 之 介	70

《技術講座》

SCR インバータとその応用(その2) 原理と動作(上)	大 野 栄 一	76
------------------------------	---------	----

《新製品紹介》

SB 4500 フレーム 屋外用三相誘導電動機・三菱 MVC 形 バルブモータを開発・三菱電気タッパ ET-6S-1 形 新発売・19 形 114 度偏向 ブラウン 管 19CMP4 を開発	83
--	----

《ニュースフラッシュ》

メキシコ・マルパ 発電所納め 400 kV 超々高圧変圧器15台受注・東京電力京浜変電所納め 345,000 kVA 変圧器完成・300/400 kVA 3kc 立 形 高周波発電機完成・三菱重工業神戸造船所注文住友金属(和歌山) 納め高炉送風機駆動用 9,200 kW 2 極同期電動機完成・フロントフロアアセンブリ 用 マルチラズスポット溶接機 (WS-2X75S 形) 完成	86
--	----

《特許と新案》

電気車用過電流継電器・無電気金 メッキ 溶液・電気車停止装置・誘導電圧調整装置の過大回転力 防止装置・端子装置	88
--	----

《最近における社外講演一覧》	56
----------------	----

《最近における社外寄稿一覧》	62
----------------	----

《表紙》

- いすゞ自動車納め アクスルシャフト 低ヒズミ 焼入機
- オーストラリア・マンモラ 発電所納め 348 kV 400MVA 超大型変圧器完成
- 大容量ヘリウム冷凍機 (UL-200) 完成
- 三菱扇風機コンパック

フィリピンアンガット 発電所納め 122.2MVA 変圧器

坂田 邦寿*・山内 敦*

122.2MVA Transformers Delivered to Angat Power Station in Philippines

Itami Works Kunitoshi SAKATA・Atsushi YAMAUCHI

Export of Mitsubishi transformers has been following a steady path of marked progress of late. Two 122.2MVA generator transformers and one 22MVA house transformer delivered to Angat River Hydroelectric Power Station in Philippines are the outcome of success in severe international competition with a Swedish manufacturer. These transformers were shipped to the destination in Jan.~Feb, 1965 with good test results. The main transformers each have three windings, of which two windings are at the same rating, connected to two generators respectively. From the remaining winding having a capacity twice that of the former the power is delivered to a transmission line. To reduce the losses four parallel conductors are used on the high voltage side, and cross flow Roebel coils are employed for the low voltage windings. These are the salient features among numerous other talking points.

1. ま え が き

近年、当社変圧器の海外進出は著しいものがあり、インド、フィリピン、台湾、などの東南アジア、中近東諸国、オーストラリア、ニュージーランド、またメキシコ、エルサルバドル、コロンビアなどの中南米諸国など広範囲に輸出されているが、この変圧器もその一端をになって昭和38年フィリピン・アンガット水力発電所用として122.2MVA主変圧器2台、22MVA所内用変圧器1台を受注した。主変圧器は3巻線で、2巻線が同一定格で2台の発電機に接続され、2倍の定格を持つ1巻線から送電されるTwo Generator-One Transformer systemである。そのほか受注に際してはスウェーデン・ASEA社との激しい受注競争を展開し、損失を減ずるため高圧コイルには4本複導体を、低圧コイルにはCFRコイル(Cross Flow Roebel Coil)を初めて試作採用し、昭和40年1、2月好成績で工場試験を終了して出荷されたので、ここに簡単に紹介する。図1.1は工場組立時の写真である。

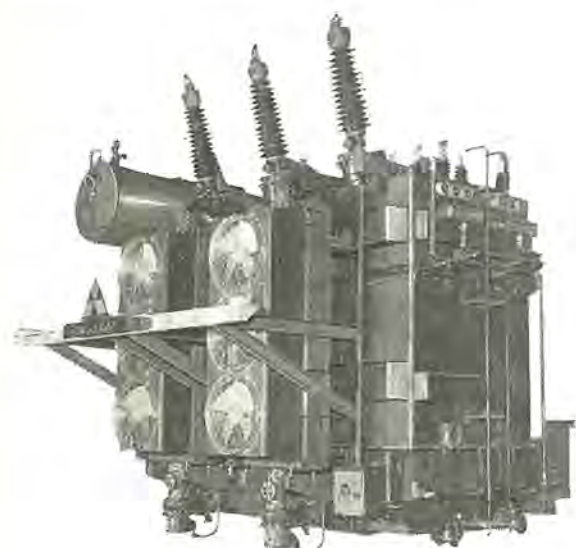


図 1.1 122.2MVA 変圧器 外観
Fig. 1.1 122.2MVA transformer for delivered to Philippine.

2. 定格、仕様および寸法、重量

主変圧器 2 台

屋外用 送油風冷式 窒素封入式 RV 形 外鉄形 SUB
三相 60 c/s 連続定格 規格 ASA

電圧、容量、結線 (結線図を図 2.1 に示す)

一次巻線 L_1 13.2kV 61.1MVA 110BIL 三角結線一次巻線 L_2 13.2kV 61.1MVA 110BIL 三角結線

二次巻線 H 115kV 122.2MVA 550BIL 星形結線

インピーダンス

 $H-L_1$, $H-L_2$ 間 30% (122.2MVA base) L_1-L_2 間 60% (122.2MVA base)

重量、寸法

中身重量 78,000 kg

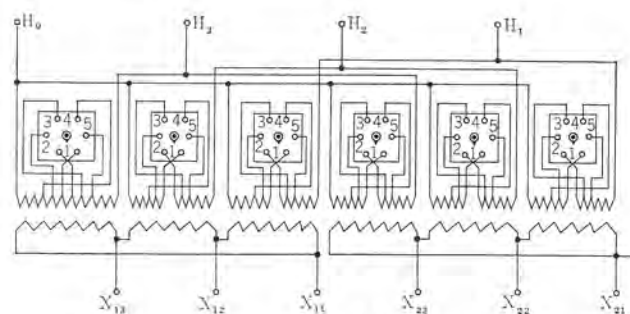


図 2.1 結線

Fig. 2.1 Connection diagram.

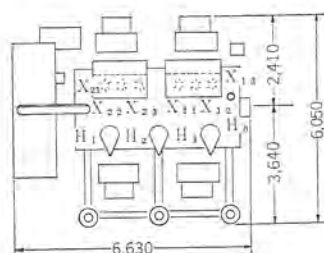


図 2.2 外形

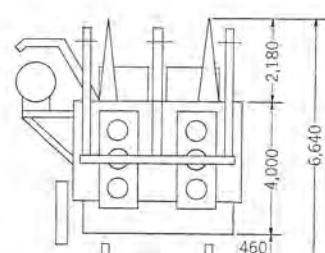


Fig. 2.2 Outline drawing.

全重量 129,000 kg
油重量 21,000 kg
寸法は図 2.2 に示す。

3. 特 長

この変圧器の構造、特性上の特長は次のごときものである。

(1) 高圧 コイル

この変圧器はインピーダンス電圧が大きいので、従来のコイル構造で Eddy Loss を減ずるためには巻線の占積率がおちるので、占積率を上げしかも Eddy Loss を減ずるため 4 本複導体を使って、各セクション間のつなぎで特殊な転位をし、並列導体間の誘起電圧を減じ、循環電流損を減じた。

(2) 低圧 コイル

高圧コイルと同様の目的のために、最近開発された C.F.R. コイル (Cross Flow Roebel Coil) を使用した。C.F.R. コイルは低電圧、大電流用コイルとして開発されたもので、とくにコイルの温度上昇、Eddy Loss を減ずるのにすぐれている。

(3) 電磁 シャヘイ 鉄心

この変圧器のインピーダンス電圧は、定格の項で記したごとく L_1-H 、 L_2-H 間のインピーダンス電圧が L_1-L_2 間インピーダンス電圧のちょうど半分であるので高圧コイルを並列分割し、それぞれのコイルに低圧コイルを組み合わせてグループ間を電磁 シャヘイ 鉄心で分割し L_1-L_2 間インピーダンス電圧は L_1-H 、 L_2-H の和になるようにした。

(4) 送油風冷式冷却器にアルミ製のプレートフィン式ユニットクーラを使用した。

4. 構 造

4.1 コイル配置、電磁シャヘイ鉄心

この変圧器は仕様でインピーダンス電圧を L_1-H 、 L_2-H : L_1-L_2 を 1 : 2 にするように定められているが、一般に外鉄形変圧器は多巻線変圧器の場合とくにインピーダンスの電圧の調整が内鉄形変圧器に比べて容易である。今回は図 2.1 の結線図のごとく高圧コイルを 2 群並列とし各群に低圧コイルを組み合わせた。これではほとんど仕様のインピーダンス電圧を満足できるが、1 群運転の場合の他群コイルの Eddy Loss を減ずるため、および仕様のインピーダンス電圧値を十分満足させるために、図 4.1 コイル配置図にみられるごとく各群間に電磁シャヘイ鉄心を入れた。この電磁シャヘイ鉄心は単に漏れ磁束をシャヘイすればよいので鉄心の量はわずかでよいが、今回は作業上から 100 mm 厚とし、主鉄心と同

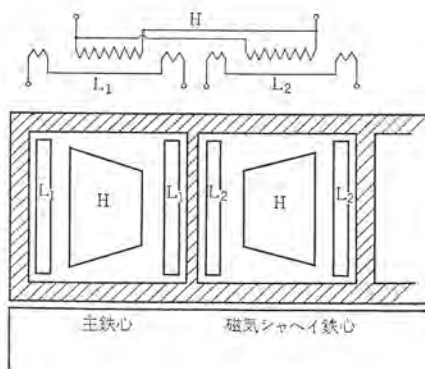


図 4.1 コイル配置
Fig. 4.1 Coil arrangement.



図 4.2 122.2 MVA 変圧器中身構造
Fig. 4.2 Core and coil assembly of 122.2 MVA transformer.

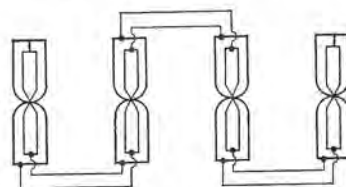


図 4.3 4 本複導体結線
Fig. 4.3 Connection of 4 parallel conductor.

一高さとした。図 4.2 は鉄心積を完了した中身構造を示す。

4.2 4 本複導体

従来、外鉄形変圧器のコイルの導体構成は漏れ磁束の直角方向に対しては最大 3 本並列まで、大電流の場合は漏れ磁束と平行方向に多数本並列とした。漏れ磁束と直角方向に多数本並列導体を使うことは外鉄形では導線の占積率が向上するが、反面コイルの温度上昇を高めると同時に漏れ磁束による各並列導体の誘起電圧の異なりが大きくなって、循環電流による損失が大きくなる。しかし漏れ磁束と直角方向の導体幅を小さくする、すなわち、多数本並列にすることは衆知のように、銅線のウズ電流損失を減ずる。そこで 4 本並列導体を使ってウズ電流損失を減じ、しかも循環電流を 2 本並列なみに減ずる転位を 1 コイルごとのつなぎ部分で行なった。これを図 4.3 に示す。すなわち、2 コイルの巻始め一巻始め、巻終り一巻終り接続において、各層の 4 本導体の内中の 2 本が隣りコイルの外の 2 本と、外の 2 本が隣りコイルの中の 2 本とつながるように順に曲げて並べ換え接続するものである。なお 1 コイルの中間で行なう転位は従来どおり行なう。

この場合の循環電流による損失は次のように計算される。

内側の対から外側の対に誘起される電圧 E は

$$E = (d)(MT)N^2I \times 10^{-7}/\alpha \quad (4.1)$$

d : 巻線の中心間へだたり (mm)

MT : コイルの平均長 (mm)

N : コイルの巻回数

I : コイルの全負荷電流 (A)

α : 磁路長 (mm)

素線の中心間へだたり (d) が全コイルについて一定で、平均長がほぼ同一であるコイル群に対しては、ルーラ全体の誘起電圧 E_{NET} は

$$E_{NET} = (d)(MT)I(N_1^2 - N_2^2 + N_3^2 - N_4^2 + \dots + (-1)^{n-1}N_n^2) \times 10^{-7}/\alpha \quad (4.2)$$

循環電流による損失は

$$I_c = E_{NET}/R \quad (4.3)$$

R : ルーラの直列抵抗 (Ω)

I_c : 循環電流 (A)

$$W_c/K_g = (K_c I_c/A)^2 \quad (4.4)$$

W_c/K_g : 銅線 1 kg あたりの循環電流による損失

A : 1 巻回の銅面積の半分 (mm^2)

K_c : 定数

となる。式 (4.2), (4.3) からわかるように $\oplus$, $\ominus$ のコイルの巻数を等しくすれば循環電流による損失はゼロになる。

式 (4.3) で求めた循環電流損に、銅線自体のウズ電流損と 2 本並列導体分の循環電流損を加えたものが全 Eddy Loss となる。

この変圧器の場合段絶縁変圧器であったが、式 (4.2) をゼロに近くできたので、標準設計に比べて Eddy Loss を 40% 近く減ずることができた。

4.3 C.F.R. コイル (Cross Flow Roebel Coil)

(1) 目的

最近の変圧器の一つの傾向として、単器容量の増加があげられるが、これに伴う変圧器の特性上の問題の中に Eddy Loss の増加と温度上昇がある。これに対応し、低電圧、大電流用外鉄形変圧器コイルとして C.F.R. コイルを開発した。この変圧器は容量的にはとくに大きなものではないが、前記のごとくインピーダンス電圧が大きく、従来の設計では Eddy Loss が大きくなるためこの構造を採用した。ここに C.F.R. コイルについて、この変圧器と関連して概要をしるす。

(2) 特長

(a) コイルの縦および横方向に油ガキを設けてあるので、コイルと油の温度差が低い。

(b) 多数本並列導体を使用し、コイル幅を大きくできるので導体の占積率がよい。

(c) 連続転位を行なっているので Eddy Loss が小さく、従来のコイル構造を使った場合の電流密度を 50% 増しにしても同一銅損に押えることができる。

以上の利点により 200 MVA 程度の変圧器で 2~3% 程度の価格低減が可能である。

(3) 構造

従来の外鉄形変圧器のコイル構造は図 4.4 (b) に示すように、コイル両面に縦ダクトを配し、冷却油はコイル下部からコイル両面を縦に通るのでコイル幅は冷却の面から制限を受け、最大コイル幅は 16 mm 程度であった。このコイルは冷却油を縦横に流れるようにし連続完全転位したもので、図 4.5 にその全形を、図 4.6 に巻回作業中のものを示す。図 4.4 (a) は C.F.R. コイルの油流を示すもので、図のごとくコイル面の両側縦ダクトの一方の上を絶縁物で閉じ、他の一方は下を閉じることによって冷却油がコイルの縦横に流れるようにする。

次にコイルの並列導体の構成は、縦 2 本、横最大 24 本程度約 100 mm 程度可能である。横ダクトは図 4.7 のごとく多数本並列電圧の 1 ターン目と 2 ターン目の間に波形ダクトを設ける。図 4.8 は波形ダクトと導体を巻いているところで波形ダクトがよくわかる。波形ダクトの材質は硬ファイバかそれと同等以上の強度をもつもので、ポリエステル樹脂系統のものも考えられる。ダクト寸法は占積率から小さいほうがよいが、油の流体形状から 3~5 mm 程度となる。また縦方向の機械的強度をもたせるため、波形

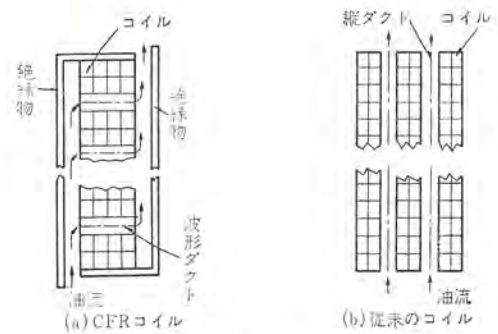


図 4.4 コイル構造
Fig. 4.4 Construction of coil.



図 4.5 C.F.R. コイル
Fig. 4.5 C.F.R. coil.

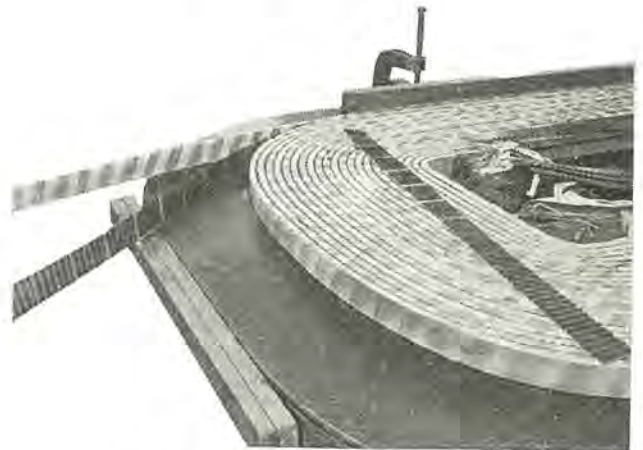


図 4.6 製作途中の C.F.R. コイル
Fig. 4.6 C.F.R. coil under manufacturing.



図 4.7 波形ダクト
Fig. 4.7 Corrugated duct.

ダクトの適当な個所に硬ファイバ、ポリエステル樹脂製などのロッドを設ける。

並列導体転位は、全コイルにわたって 2 回完全転位を行なうので一般に並列導体本数は奇数となる。

このようにして C.F.R. コイルを採用することによって、従来低圧コイル 1 群 2~4 枚程度のものが 1 枚にすることができる。

(4) 特性

(a) Eddy Loss

Eddy Loss は次式で計算される。

$$W_E = K_E (NI\omega/n_H - L\omega)^2 \times 10^{-5} \quad (4.4)$$

W_E : 1 kg あたりの Eddy Loss (W/kg)

NI : アンペアターン

$nH-L$: $H-L$ の数

ω : 銅線の幅 (mm)

α : 磁路長 (mm)

K_E : 並列導体本数により決まる定数

並列導体は完全転位を行なっているため循環電流分の損失が極端に少なく、従来構造のコイルでは Eddy Loss が I^2R 損失の 50% にもなる場合でも C.F.R. コイルでは 20% 程度に押えることができる。この変圧器においてはインピーダンス電圧が大きいため従来の設計では Eddy Loss が 35% を占めたが、C.F.R. コイルを使ったため 10% 以下になり、同時に電流密度をあげる事ができた。

(b) コイルの温度上昇

コイルの温度上昇は冷却油の垂直、水平方向の速度により、次式で求められる。

$$\theta_{TV} = (\theta_{SV} + \theta_{PI}) W_{TV} \times 10 / S_V \quad (4.5)$$

θ_{TV} : コイルの縦ダクトの全温度コウ配 (°C)

θ_{SV} : 縦ダクトの油速から求められるコイル表面の油フィルム温度低下 (°C)

θ_{PI} : 紙巻絶縁による温度低下 (°C)

W_{TV} : 縦ダクトで放散される損失 (W)

S_V : 油に面する垂直コイルの面積 (cm²)

$$\theta_{TH} = (\theta_{SH} + \theta_{PI}) W_{TH} \times 10 / S_H \quad (4.6)$$

θ_{TH} : コイルの横ダクトの全温度コウ配 (°C)

θ_{SH} : 横ダクトの油速より求められるコイル表面の油フィルム温度低下 (°C)

W_{TH} : 横ダクトで放散される損失 (W)

S_H : 油に面する水平コイルの面積 (cm²)

$$\theta_{TR} = (\theta_{TV} \times S_V) + (\theta_{TH} \times S_H) / (S_V + S_H) \quad (4.7)$$

θ_{TR} : C.F.R. コイルの全温度低下 (°C)

(c) 波形ダクト、ロッドにかかる機械力

波形ダクト、ロッドにかかる機械力、すなわち巻線間にかかる垂直方向機械力は次式により計算される。

$$P_V = 0.8 \times F_H \times m / LB \times y \times c_2 \times K \quad (4.8)$$

P_V : 巻線間にかかる垂直方向機械力 (kg/cm²)

m : $b + (c_1 + c_2) / 3$ (図 4.8 参照)

LB : C.F.R. コイルのコイル幅限度

y : HV, LV 間の力の分布

K : ロッド係数 $K = 1 - (b + c_1 + c_2) / LB \times \pi$

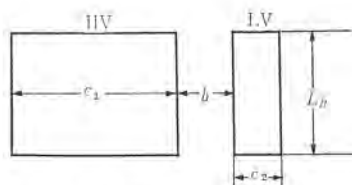


図 4.8 コイル寸法
Fig. 4.8 Arrangement of coil.

4.4 プレートフィン式放熱器

従来当社は、銅管に銅または鉄線をう線状に巻いたフィンを取り付けた U フィン管式放熱器を採用してきたが、この変圧器には最近開発されたプレートフィン式放熱器を採用した。プレートフィン式放熱器の外観を図 4.9 に、構造説明図を図 4.10 に示す。

フィリピンアンガット 発電所納め 122.2 MVA 変圧器・坂田・山内



図 4.9 プレートフィン式放熱器 PF III 形
Fig. 4.9 Plate fin type cooler type PF III.

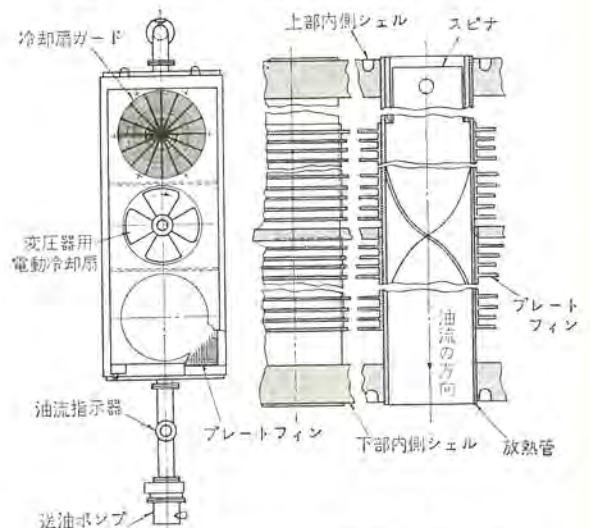


図 4.10 プレートフィン式放熱器の構造
Fig. 4.10 Construction of plate fin type cooler.

冷却器内には耐食性のすぐれたアルミ製の薄板を 3~4 mm ピッチで数多く並べて冷却フィンとしこのフィンを通して数多くのアルミ製冷却管を並べている。また冷却管とフィンとは拡管法により強固に固着してあるので熱伝導は良好である。冷却管内にはスピナを設けウズ流増加をはかっている。一般に油-空気の熱交換器は空気側の伝熱面積を油側に比べ 10 倍以上に求めなければ、冷却管内外の熱伝達率が釣り合わない。この冷却器は、空気側伝熱面積はフィンピッチを詰めて大きくすると同時に、ファンに 0.75 kW あるいは 1.0 kW の強力なものを使用して、空気側の熱伝達率を向上し、冷却管内外の熱伝達をバランスさせた。また風の方法は従来とは逆に前面に吹き出すようにしているので、放熱器によって暖められた空気がふたたび吸込まれて冷却効果の低下する恐れがない。以上で従来の放熱器に比べコンパクトで重量も軽く補機損も小さくすることができた。

標準のプレートフィン式放熱器には、ファン台数によって 3 種類の大きさがあり、ファン個数が 1, 2, 3 個のものをそれぞれ PF I, II, III と称している。この主変圧器には PF III を、所内用変圧器には PF II を使用した。

5. 試験結果

試験項目は Radio Influence Voltage Test と温度上昇試験にいろいろの項目があった程度で、ほかは一般変圧器の試験項目と

表 5.1 % インピーダンス 電 圧

	% インピーダンス電圧 122.2 MVA 基準		
	＃ 1	＃ 2	保証値
H-L ₁	29.7	29.6	30
H-L ₂	29.7	29.6	30
L ₁ -L ₂	58.9	58.0	60

表 5.2 損 失

	損 失 (kW) (75°C)		
	＃ 1	＃ 2	設計値
鉄 損	89.1	91.4	104
銅 損	525.6	528.4	560
I^2R 損	475.5	477.5	480
ウズ電流 損	50.1	50.9	80
合 計 損	614.7	619.8	664

表 5.3 温 度 試 験 結 果

項 目	測 定 個 所	温 度 上 昇 (°C)	
		試 験 値	保証値
1	油	35.5	50
	巻線 H/L ₁ /L ₂	54.0/51.5/49.5	55
2	＊ H/L ₁ /L ₂	45.0/42.0/43.0	55
3	＊ H/L ₁	74.0/73.5	75
4	＊ H/L ₁	70.7/68.7	75
5	＊ H/L ₁	30.5/30.1	75
6	＊ H/L ₁	38.0/39.0	75

変わらない。

(1) % インピーダンス 電圧

保証値と実測値の比較を表 5.1 に示す。

(2) 損 失

設計値と実測値の比較を表 5.2 に示す。表からわかるように

Eddy Loss は I^2R 損の 10% 強にすぎず、従来この程度の変圧器では 30% 程度になることからみれば C.F.R. コイル 4 本並列導体の効果が非常に大きいことがわかる。

(3) 温度上昇試験

温度上昇試験は次の 6 ケースについて試験された。

- (a) 全負荷 全冷却器 連続運転時の油、巻線温度
- (b) 負荷 70% 冷却器 1/2 連続運転時の巻線温度
- (c) 負荷 100% 冷却器 0 始発温度常温 2 時間後の巻線温度
- (d) 負荷 100% 冷却器 0 始発温度 項目 (1) の後、30 分後の巻線温度
- (e) 負荷 0% 冷却器 0 始発温度常温、8 時間後の巻線温度
- (f) 負荷 0% 冷却器 0 始発温度 項目 (1) の後、4 時間後の巻線温度

以上の試験結果と保証値を表 5.3 に示す。

そのほか耐圧試験、騒音試験、 $\tan \delta$ Meg Ohm など良好な成績で完了した。

6. む す び

以上 フィリピンアンガット 発電所納め 122.2 MVA 主変圧器の構造について概略を述べた。この文にあるように、容量、電圧的にはいたって容易な変圧器であったが、国際的な価格、性能競争に打ち勝つために従来の設計工作法の欠陥を検討した結果、この変圧器ではとくに損失の減少を目的とした開発を行ない 4 本複導体、C.F.R. コイルを採用した。これらの構造に対しては事前にモデルを作った。とくに C.F.R. コイルに対しては 3,000 kVA 相当のモデル変圧器を製作し、コイル巻そのほかの工具の検討、損失、短絡破壊試験を行なって、十分その実用性を確かめた、最後に受注製作にたずさわった当社関係者各位に紙上からお礼を申し上げる。

アクスルシャフト低ヒズミ焼入機

中村 年 克*

酒井 良 雄**・早瀬 通 明**・上田 時 芳**

Low Distortional Axle-Hardening Machine

Isuzu Motor Co. Ltd., Kawasaki Works

Toshikatsu NAKAMURA

Mitsubishi Electric Corporation, Itami Works

Yoshio SAKAI・Michiaki HAYASE・Tokiyoshi UEDA

A low distortional axle-hardening machine has been manufactured and delivered to the Isuzu Motor Co. This is a device to give hardening to the rear axle shafts of motor car at low distortion with a restraint mechanism, being a two-spindle horizontal hardening machine connected to a 300 kW 2.7 kc motor-generator type high frequency power source.

This machine is developed at the heat treatment center of Mitsubishi Itami Works as an outcome of study based on the patent of Westinghouse. The apparatus is an unprecedented in this country as a full automatic low distortional axle-hardening machine.

Running tests at Isuzu has proved success and the products satisfy the specification perfectly. The test results also verify that an accuracy of a chuck and restraint rollers has a great bearing on the data and also that an axle shaft detector relay circuit is very effective.

1. ま え が き

自動車のリアアクスルシャフトを、焼入ヒズミを生じさせることなく焼き入れすることができる図 1.1 に示すとき高周波焼入機を開発し、いすゞ自動車株式会社川崎工場に納入したので、その概要を紹介する。

この低ヒズミ焼入機は、Westinghouse 社（以下 W 社と略す）の技術資料を基にし、さらに ADR 回路など三菱独自の開発になる新機構を加えた画期的な設計を意欲的に取り入れてあり、また従来の焼入機のように、焼入後に後処理としてのヒズミ取り工程を別に設置する必要がなく、大幅にアクスルシャフトのコストダウンができること、作業者はアクスルシャフトをフィーダ上に乗せ、また焼き入れされたシャフトを受台から取り出すのみで、ほかの動作は油圧により全自動で行なわれ作業性が非常に良好であるなど、数々の特長を有するわが国初のヒズミ取り機構付全自動焼入機である。

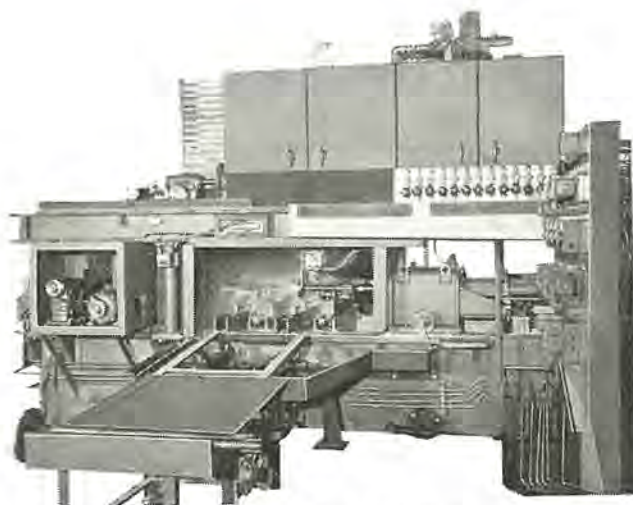


図 1.1 アクスルシャフト低ヒズミ焼入機
Fig. 1.1 Low distortional axle-hardening machine.

2. ヒズミ取り機構の必要性

最近のように自動車が軽量化・高速化すると、使用されるアクスルシャフトにも必然的に高い荷重、衝撃力、繰返しネジリ応力などに耐える性質が要求される。

自動車のアクスルシャフトは一般には普通炭素鋼または低合金鋼を材料としており、外層を高周波焼入して使用されるが、アクスルシャフトの強度はその焼入硬化層の厚さ、すなわち焼入深度に大きく依存する。

図 2.1 はアクスルシャフトの強さと焼入れ深度との関係をあらわしたグラフであるが⁽¹⁾、高いネジリ強さを得るためには、図における領域△XYZを減少させるか、またはまったくなくさなければならぬ。これは図の曲線が示すように焼入深度を深くすればよいわけである。もし焼入深度が浅く、Y 点が半径で表面から

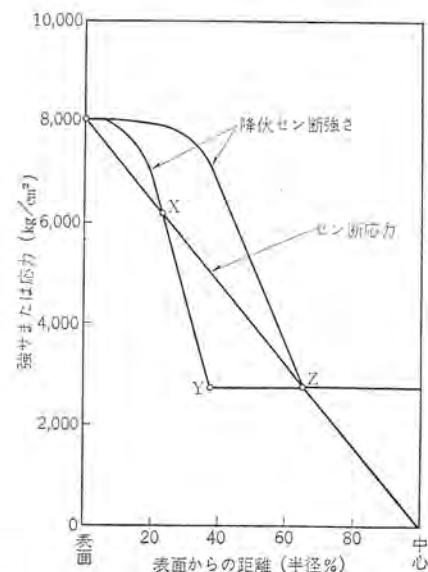


図 2.1 アクスルシャフトの強さと焼入れ深度との関係
Fig. 2.1 Relation between torsional strength and case depth of an axle shaft.

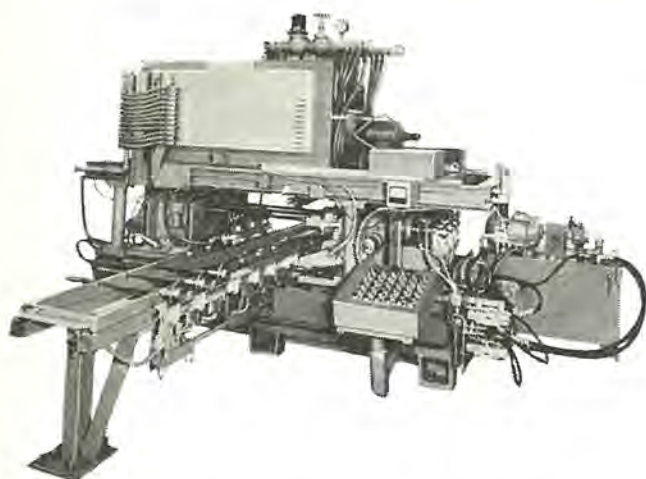


図 2.2 Westinghouse 社製 アクスルシャフト 低ヒズミ 焼入機
Fig. 2.2 Low distortional axle-hardening machine
manufactured by Westinghouse Electric Manufacturing Co.

65% に達しないときは、Y 点において約 $3,000 \text{ kg/cm}^2$ の応力で降伏点に達するが、深度が 65% に達するときは表面がまず降伏点に達するために、約 $8,000 \text{ kg/cm}^2$ の応力まで耐えることがわかる。このように焼入深度を深くすると アクスルシャフト の強さが増大するので、アメリカをはじめわが国でも、大形トラックのアクスルシャフトなどは焼入深度を深くするすう勢にあり、6~12 mm の深さに焼き入れして使用することも珍しくはないのが現状である。

焼入深度が深くなればアクスルシャフトの強さは増すが、一方焼き入れによるヒズミ、すなわち焼入ヒズミも大きくなる。

従来はこの焼入ヒズミの除去のために、多額の資金を投じて後処理としてのヒズミ取り工程を設け、プレスにより人為的にヒズミを取らなければならなかったのであるが、アメリカの W 社では、この問題をみごとに解決し^{(2),(3)}、製作された低ヒズミ焼入機は General Motor 社、Ford 社をはじめ多くの自動車メーカに納入され実績をあげている。図 2.2 はその一例で、アクスルシャフトを 3 本同時に焼き入れることができ、出力 600 kW、周波数 3 kc の高周波電動機（以下 MG と略す）に接続され、1 時間 250 本の処理能力を有する。

3. 低ヒズミ焼入実験データ

W 社では低ヒズミ焼入について一連の実験を行ないその詳細を報告しているが、その結果の一部を図 3.1, 3.2 に示す。

アクスルシャフト 低ヒズミ焼入機のキーポイントとなるのは、いうまでもなくヒズミ取り機構にあるわけであるが、この機構はアクスルシャフトのフランジ側をチャックとヘッドセンタにより、シャフトの軸心とフランジ面とが正確に垂直に保たれるように固定するチャッキング機構と、フランジを固定されたアクスルシャフトが回転しながら焼き入れされている間に、シャフトの外周を焼入ヒズミが出ないように押しているローラ機構とに大別される。

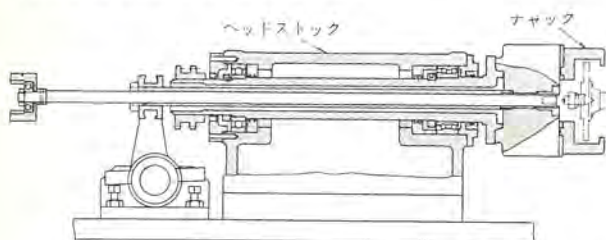
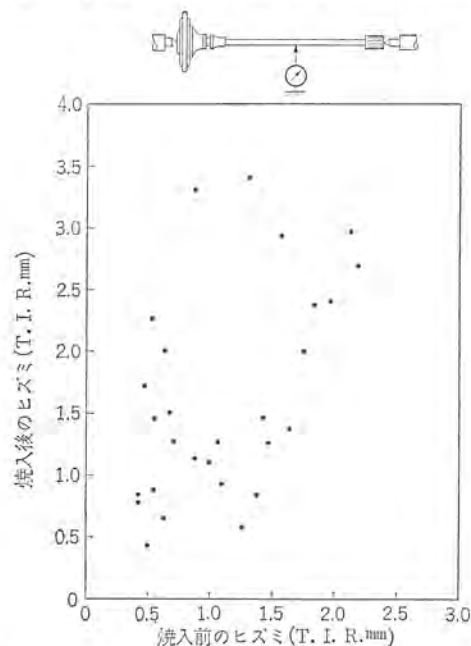


図 3.3 ヒズミ取り機構

アクスルシャフトにヒズミがまったくない場合には、ローラはシャフトの外周の面にかすかに当るだけで軸心向きの応力は作用しないが、



【注】 T.I.R. は Total indicator reading の略である。またヒズミの測定はいずれの場合もアクスルシャフトの中央において行なった

焼入条件は
シャフト全長約 760 mm 径 27 mmφ 出力 115 kW 周波数 3 kc
コイル送り速度 18.8 mm/s 焼入深度 2.8 mm

図 3.1 両センタ法による焼入ヒズミ

Fig. 3.1 Low distortional hardening data. (Between center method)

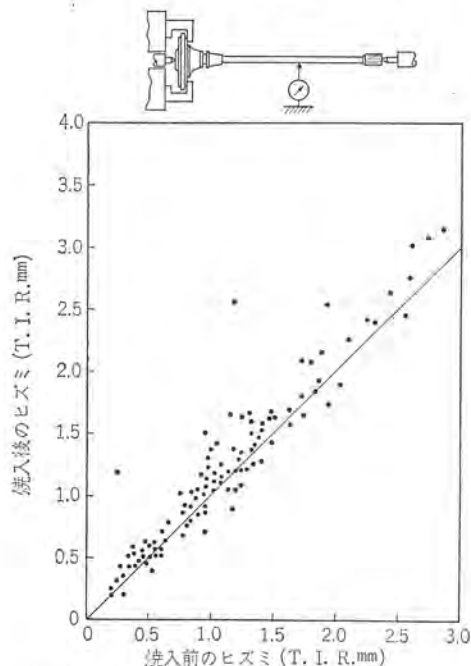


図 3.2 フランジ固定法による焼入ヒズミ

Fig. 3.2 Low distortional hardening data. (Flange chucking method)

Fig. 3.3 Restraint mechanism.

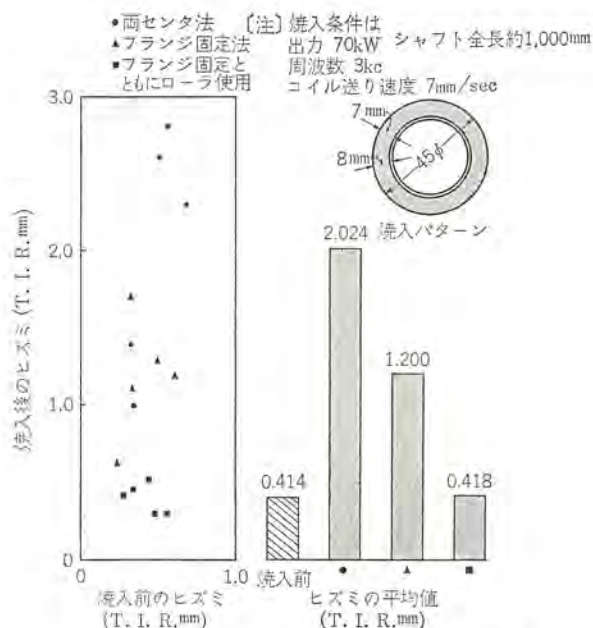


図 3.4 三菱における実験結果
Fig. 3.4 Test result. (at Mitsubishi)

ヒズミがある場合は、ヒズミの大きさに応じた応力が作用しヒズミを減少させる働きをするわけである。図 3.3 にはヒズミ取り機構の原理図を示す。

上述した図 3.1, 3.2 のデータは、実験機で 28 本のアクスルシャフトを従来のいわゆる両センタ法 (Between center method) で、また 109 本をフランジ固定法で焼き入れした場合の結果である。

データからわかるように、従来の焼入法においては焼入後のヒズミは焼入前のヒズミに無関係に非常に大きく現われるが、フランジを固定した焼入法では、焼入後のヒズミはほぼ焼入前のヒズミに比例しており、したがって焼入前のヒズミを一定範囲内に押えれば、焼入後のヒズミも一定範囲内にすることができる。

なおこのデータは、いずれもヒズミ取り機構にローラを用いていない場合のデータなので、われわれはフランジの固定とともにローラもあわせて使用した実験を行ない、図 3.4 に示すような結果を得た。

ローラは全長約 1,000 mm のシャフトのフランジ側から約 350 mm の距離の位置に設け、ローラ接触面は鍛造ハタのままとした。

上述のように、W社および三菱における実験データを総合して一応次のように結論できる。

(1) フランジを強固に固定し、他端をスピンドルで支持することにより、軸心に対してフランジを直角に保持できる。

(2) (1) の方法でアクスルシャフトを保持すると、シャフトの中央あたりで生ずる焼入ヒズミによる曲りのほとんどを防止することができる。

(3) (1) の方法にさらにローラによるヒズミ取り機構を加えれば、焼入後のヒズミはさらに減少する。

(4) 焼入深度との関連については、とくに critical な問題はない。

(5) 焼き戻しの効果はヒズミに対してはあまりない。

(6) 焼入前のヒズミをある一定量内に制限すれば、生産上も後処理としてのヒズミ取り工程は実用上不要となる。

4. 低ヒズミ焼入機

このいすゞ自動車納入の低ヒズミ焼入機は、前章で述べたデータを基礎にし、さらに三菱熱処理センタにおいて試作研究を行ない、それらの結果を基としてこのほど現地据え付けを完了し、国産第 1 号機としての運転に入った。これまでに 10,000 本以上にのぼるアクスルシャフトの焼き入れをすでに終えているが、焼入後のヒズミの仕様は 100% 満足されており、現在も好調に運転されている。

以下低ヒズミ焼入機の概要を述べる。

4.1 特長

低ヒズミ焼入機は、従来のアクスルシャフト焼入機に比べておもに次のような特長を有する。

(1) ヒズミ取り機構を備えており、焼入後のヒズミ取りの工程はまったく不要となる。

(2) 2.7 kc を用いることにより焼入深度を深くし、安価な材質で強いアクスルシャフトが得られる。

(3) 全自動式であるためアクスルシャフトをフィーダ上に置けば、以後の焼入工程はすべて自動的にこなされる。

(4) ADR (Axle shaft detector relay) 回路により、万一コイルがシャフトまたはローラなどに接触しても、全シーケンスが停止するようになっていて安全である。(特許出願中)

(5) テールストックのスプリング機構により、焼入中における加熱膨張、あるいは Martensite 変態による膨張分はリリースされるようになっている。(特許出願中)

4.2 おもな性能仕様

低ヒズミ焼入機のおもな性能仕様は表 4.1 に示すとおりである。この機械は一応フランジ付アクスルシャフト焼き入れの専用機として設計しており、フランジのないアクスルシャフトを焼き入れする場合はチャッキング機構を変更しなければならない。また、この機械は 2 軸横形焼入機で 2 本同時に焼き入れすることができる。さらに、もちろん 10 kc, 1 kc などの周波数の電源にでも接続して使用することも可能である。

4.3 構造

低ヒズミ焼入機は次の七つの主要部分から構成されている。

(a) ベッド

(b) ヘッドストック

表 4.1 焼入機主要性能

軸	径 (mmφ)	37~52
取付可能長さ (mm)		800~1,200
コイル送りストローク (mm)		最大 1,300
取付可能フランジ直径 (mmφ)		139~193
取付可能重量 (kg)		約 30 (1 本)
コイル送り速度 (mm/s)		2~30
コイル前進速度 (mm/s)		微速 2.0 高速 4.0
焼入開始点停止精度 (mm)		±0.2
焼入物回転速度 (rpm)		100
焼入機	全長 (mm)	約 4,600
	幅 (mm)	約 4,150
	高さ (mm)	約 2,740
	重量 (kg)	約 9,000
高周波電源	周波数 (c/s)	3,000
(M G 式)	電圧 (V)	800
	電力 (kW)	300
処理能力	シャフト直径 45 mmφ、長さ約 1,000 mm、硬化深度約 6 mm、1 サイクル所要時間 3.5 分として月約 6,800 本 (1 日=8 時間、1 月=25 日として)	

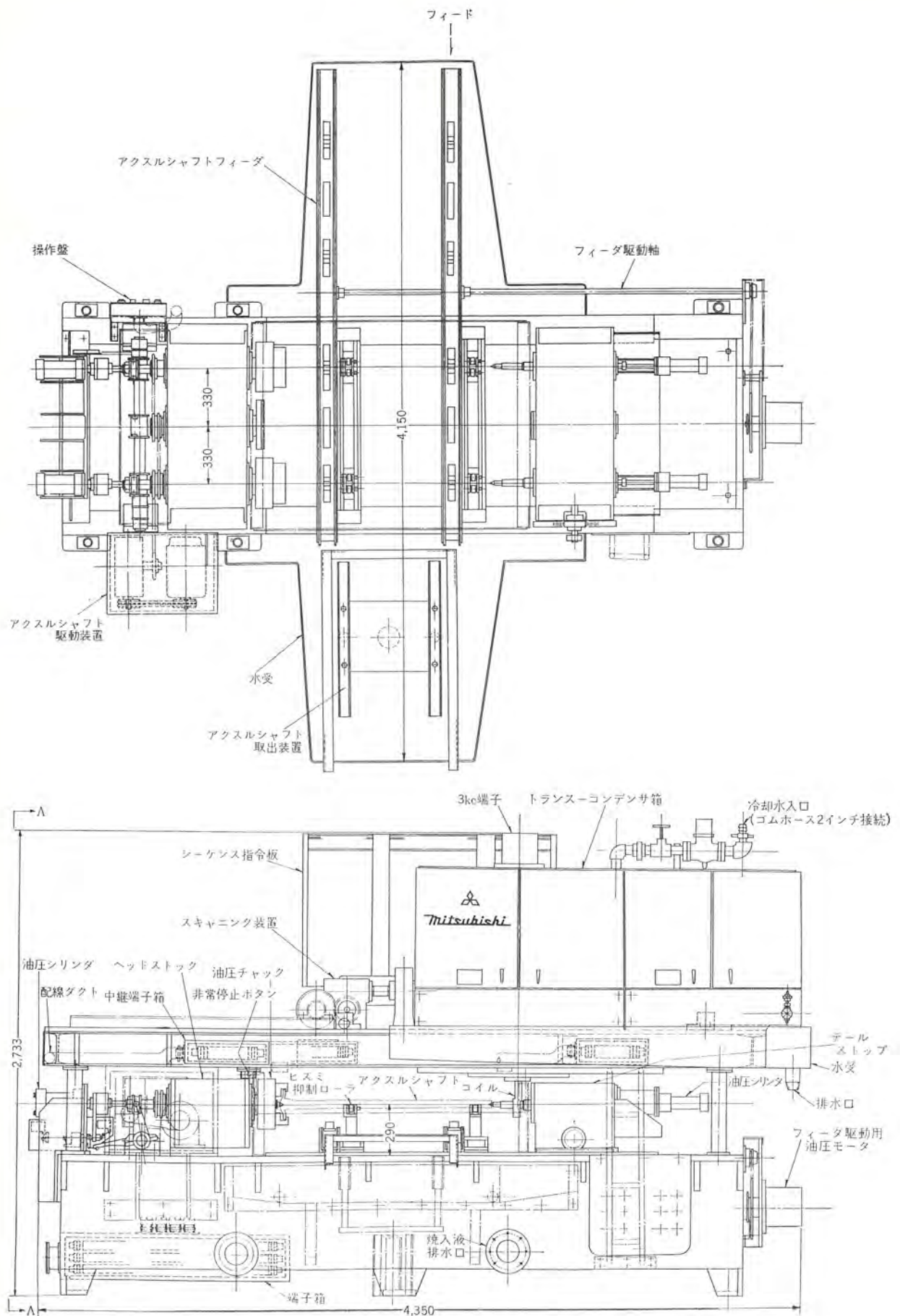


図 4.1 アクスルシャフト低ヒズミ焼入機外形
Fig. 4.1 Outline of low distortional axle-hadening machine.

- (c) テールストック
- (d) キャリッジ
- (e) フィーダ
- (f) ローサポート
- (g) 取出装置

このほかに、油圧系統、焼入液、冷却水系統、トランス、コンデンサ、コイル、二次導体、制御盤、操作盤などがあるが、これらを順を追って以下に述べる。

図 4.1 は低 ヒズミ 焼入機の外形図である。

4.3.1 ベッド

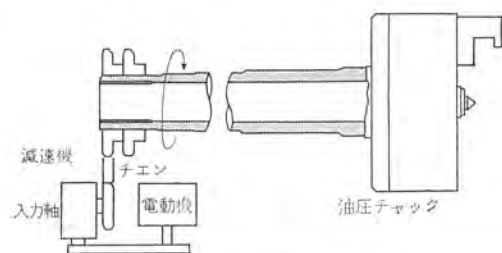
ベッドは焼入機の基台となる部分であり、溶接された鋼板で構成されており、その上部にはほかのいっさいの部品をささえると同時に、焼入 コイル から噴出された焼入液の排液 タンク をも兼ねている。そのために、ベッドの内部はタンク 状に形成してあり、焼入液 プール への排液用に約 10 cm (4 インチ) のパイプが2本接続されている。

4.3.2 ヘッドストック

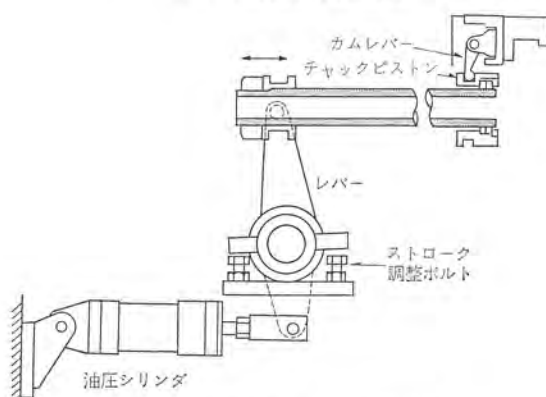
ヘッドストックは焼入物、すなわち アクスルシャフト の フランジ を焼入中に正しく垂直になるように固定し、さらに シャフト に回転を与える役目をする部分である。

主軸は図 3.3 に示すように三重に構成されており、一番外側の軸は交流電動機から減速機を介して チャック に回転を伝えるようになっている。

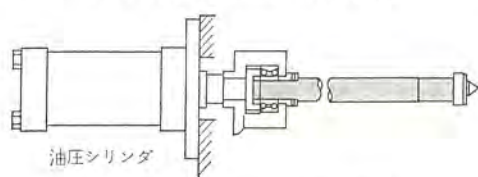
真中の軸は チャック を開閉するためのもので、油圧 シリンダ レバー を介して軸方向に スライド し、チャックピストン、カムレバーを経てチャ



(a) 外側軸の回転機構



(b) 真中軸のチャック開閉機構



(c) 内側軸のフランジ押し機構

図 4.2 主軸機構

Fig. 4.2 Mechanism of the main shaft.

ックの爪を開閉する。

一番内側の軸はフランジのチャッキングの際にフランジを爪に後方から押えつけるためのもので、軸はスラストベアリングを介してシリンダで押される。このスラスト方向の力は、約 1,800 kg である。これらの関係を図 4.2 に示す。

チャックは上述したようにチャックピストンを介して爪が開閉される

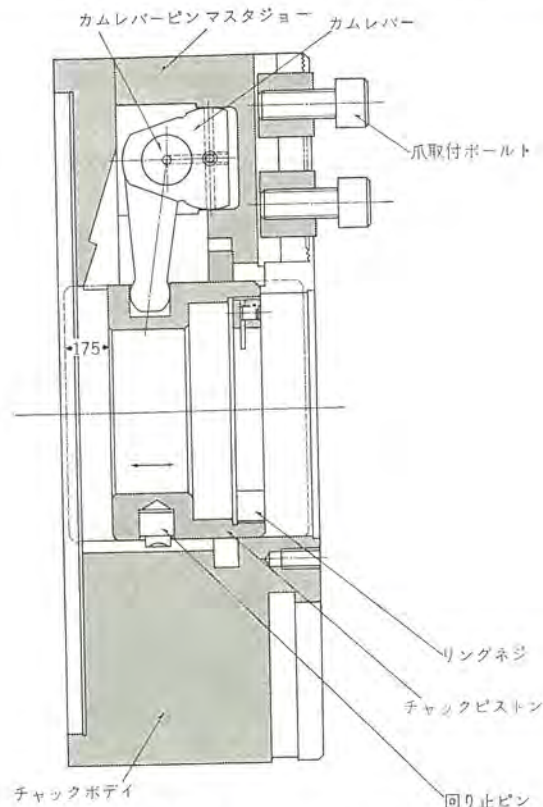


図 4.3 チャック断面
Fig. 4.3 Section of chuck.



図 4.4 チャック
Fig. 4.4 Chuck.



図 4.5 焼入中のアクスルシャフトの伸びの変化
Fig. 4.5 Expansion characteristic of an axle-shaft under hardening.

が、マスタジョーのシュウ動面は精密仕上がされており、きわめて精度の高いキャッキングができる。図4.3はチャックの断面図、図4.4はその外形写真である。

4.3.3 テールストック

テールストックは、焼入中のアックスルシャフトのセンタリングがおもな目的であるが、自動または手動操作の場合のシャフトの取り入れ、あるいは取りはずしの際のテールセンタの前進、後退の運動を制御するために、油圧シリンダが設けられている。

また焼入中は熱膨張、Martensite変態などでアックスルシャフトが図4.5に示すように伸びる傾向があるので、焼入中は油圧はフリーとなり、テールストックに内蔵されたコイルスプリングのみでアックスルシャフトを押すような構造に設計されている。

また、テールストックの位置は、焼き入れられるアックスルシャフトの長さに応じて、ベッド上で自由に位置を移動させることができる。

4.3.4 キャリッジ

キャリッジはベッド上面に立てられた6本の円柱でささえられ固定されたキャリッジベッドと、その中を前後に移動することのできるキャリッジ移動フレームから構成されている。

キャリッジ移動フレーム上には整合装置、すなわちトランス、コンデンサが取り付けられており、トランスの二次端子に取り付けられる二次導体、コイルとともにキャリッジベッド上で最大1,300mmのストロークで移動できるようになっている。

キャリッジ移動フレームの駆動は図4.6に示すように直流サーボモータから、電磁ブレーキ、減速機、ピニオン、ラックを介して行なわれる。

キャリッジ移動フレーム上には、このほかにシーケンス指令板、流水リレー、焼入液圧リレー、電磁弁、ナフスイッチ、排水弁、キャリッジファンなどが取り付けられている。

シーケンス指令板上には、リミットスイッチを動作させるためのカム



図 4.6 キャリッジ駆動機構
Fig. 4.6 Carriage scanning mechanism.

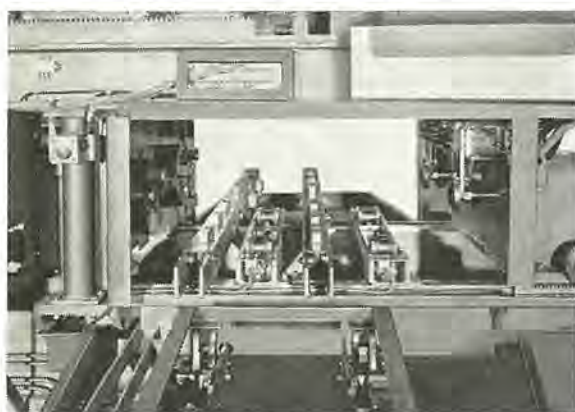


図 4.7 ヒズミ取り機構部外形
Fig. 4.7 Side view of restraint mechanism.

が15段に並べられ、適当な位置に締め付けられており、キャリッジベッド上に固定された柱上に取り付けてあるリミットスイッチを押すようになっている。

4.3.5 フィーダ

フィーダは、アックスルシャフトを自動的に焼入機内に搬入、搬出するためのもので前後2本のフィーダからなる。

焼入機後端に設けられた油圧モータからの駆動力はチェーンから軸に伝えられ、さらに軸にはめこまれたピニオンからフィーダの下面に設けられているラックに伝わり、フィーダをフィーダガイドに沿って移動させる。

フィーダ上面にはアックスルシャフトを乗せるためのVブロックが設けられている。

4.3.6 ローラサポート

ローラサポートはベッドの内部に取り付けられていて、チャックとともに、アックスルシャフトの焼入中のヒズミ取り機構として最も重要なもので、アックスルシャフトのフランジ側とスプライン側とにそれぞれ設けられている。

ローラサポートには油圧シリンダが中央に設けられており、左右2組のローラが同時に上昇、下降するようになっている。

ローラは、アックスルシャフトの焼入中、その焼入ヒズミに応じて、油圧でシャフトの外周を押すようになっている。

またローラサポートの位置はシャフトの形状、長さに応じて任意の位置に固定することができる。

図4.7はヒズミ取り機構の外形写真である。

4.3.7 取出装置

取出装置は焼き入れされたアックスルシャフトの取り出しを目的とする装置で、取出機構部と受台からなる。

まず焼き入れされたアックスルシャフトがフィーダに乗って取出装置側に前進してくると、エアシリンダが動作しシャフト受けが上昇しアックスルシャフトを持ち上げる。フィーダが後退した後にシャフト受けが下降すると、アックスルシャフトはシュータに乗るが、シュータに続く受台にはテーパがついてあるので、アックスルシャフトは受台の端までこがり集積される。したがって作業者は、受台上のアックスルシャフトを定期的に取り除けばよいわけである。

4.3.8 油圧回路

油圧回路は油圧ユニット、油圧シリンダ、配管で構成され、焼入機の焼入中の諸動作を行なわせるためのものである。

油圧ユニットは、油圧ポンプ、電動機、各種バルブ、リザーバ、パネルから構成されている。

油圧回路は図4.8に示すとおりである。

油圧ポンプはコンプレッションポンプを用いているので、ロック時には高圧・小流量、動作時には低圧・大流量となり、作動油が過熱しないように考慮してある。

主圧は高圧側はリリーフバルブで、低圧側はアンローディングバルブでそれぞれ任意の値に設定することができる。

ヘッドセンタ、テールセンタの油圧は、アックスルシャフトの形状に応じて、それぞれ別個の減圧弁で最適値に設定できるようになっている。

フレノイド方向切換バルブは、テールセンタ用のみパーシャル・クローズド・センタタイラを用いているが、この理由は、前にも述べたように焼入中のアックスルシャフトの伸びを確保するためである。

ローラサポート用油圧シリンダの回路にはPC付のフローコントロールバルブを使用し、二つのローラサポートの動作速度の同期をとるようにしている。

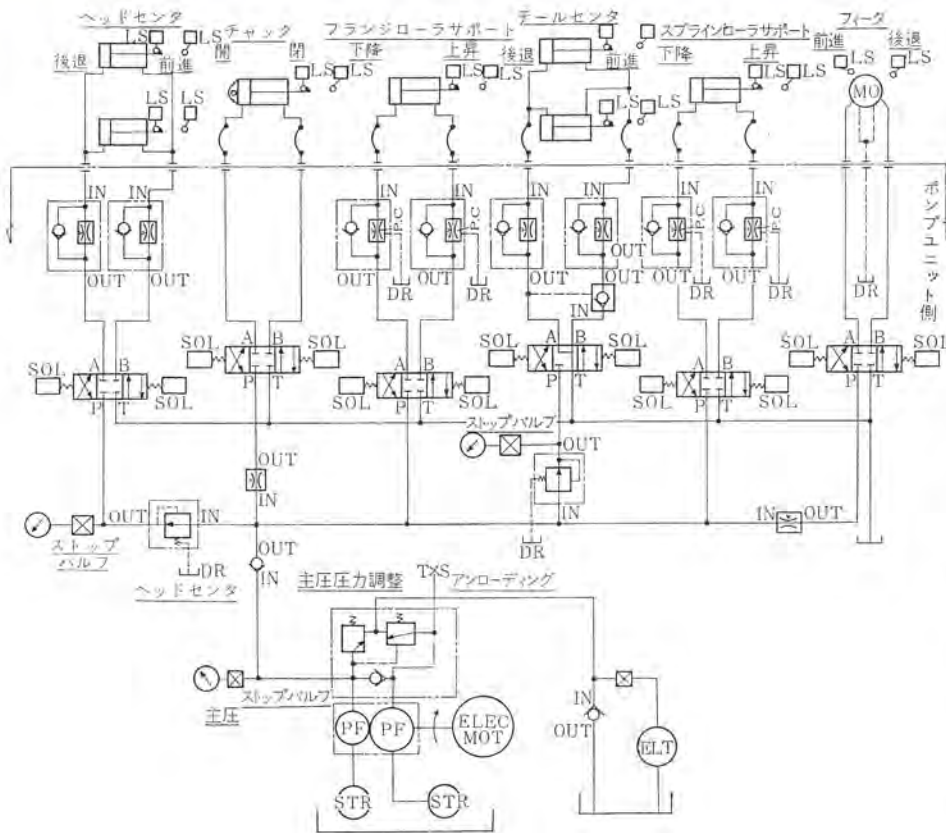


図 4.8 油圧回路 Fig. 4.8 Hydraulic circuit.



図 4.9 固定形焼入コイル
Fig. 4.9 Hardening coil.

4.3.9 焼入液、冷却水系統

焼入液はヒータおよびクーリングタワーによって液温を $35 \pm 5^\circ\text{C}$ の範囲に制御されている。焼入液の流路には圧力リレーが設けてあり、液圧が一定値以下になると故障表示とともに加熱を切るようになっている。

冷却水系統は、MGの空気冷却器、油冷却器、焼入機内のトランスのコアにそれぞれ流水リレーが設けてあり、規定の流量以下になると、これもまた故障表示とともに加熱を切るように設計されている。

4.3.10 焼入コイル、二次導体

コイルは左右2個のコイルを絶縁板で一体に構成した、いわゆる固定形を採用している。したがってコイルをアクスルシャフトへセンタリングするには、トランス台に設けてある調整機構で上下、左右の位置調整をすればよい。図 4.9 はコイルの外形写真である。

4.3.11 整合変圧器

整合変圧器は、焼入機上部のキャリッジに内蔵されている。容量アクスルシャフト低ヒズミ焼入機・中村・酒井・早瀬・上田



図 4.10 整合変圧器
Fig. 4.10 Matching transformer.

は 1,500 kVA、電圧 800 V、乾式水冷式で、切換タツは 9:1 ~ 20:1 の 10 タツになっている。切り換えは整合変圧器上部の接続片で行なう。図 4.10 は整合変圧器の外形写真である。整合変圧器台についているのは上述の調整機構である。なおこの整合変圧器は巻線方式に特許を有し、インピーダンスが低く、同出力の電源を使用するときは、負荷に大電力を加えることができる特長がある。

4.3.12 コンデンサ

コンデンサは、従来のコンデンサに比べて誘電体損失がきわめて小さく、温度上昇が少ない三菱製ポリエチレンコンデンサを採用している。容量は 288 kVA、24 μF を 6 個、計 144 μF であり、そのうち 48 μF は固定で、残りはキャリッジ後方の左右のトピラを開けば、12 μF ずつナイフスイッチで容量調整ができるようになっている。

4.3.13 制御盤、操作盤

制御盤は焼入機のシーケンス動作を制御するためのもので、盤は防じん形密閉式であり、盤面には速度計、ランウ、速度調整用スライダックス、タイマなどが取り付けられている。

盤内にはリレー盤があり、リレー盤上にリレー、電磁開閉器、可変抵抗、シリコンダイオード、ヒューズなどが取り付けられており盤内の下部には、小形トランス、AVR

などが設けられている。

操作盤は作業者が焼入機を操作するためのもので、盤面には各操作ボタン、ランウが設けられている。

とくに手動操作用のボタン類は、一段と低いところに設けられており、自動操作用のボタンとまちがえることのないようになっている。

4.4 制御回路

4.4.1 自動操作

低ヒズミ焼入機は、前にも述べたように、アクスルシャフトをフィーダ上へ供給し、受台上から搬出する以外は、油圧回路と一部にエア回路を用いて、全自動で運転できるのが特長であるが、この焼入自動動作を 1 サイクルについて示したのが図 4.11 である。

動作順序は次のとおりである。

(1) アクスルシャフトをフィーダの上に乗せ、起動ボタンを押すと、フィーダは前進しアクスルシャフトを取付位置の真下まで運び込む。

(2) フィーダが完全に前進すると、ローラサポートおよび取出装置

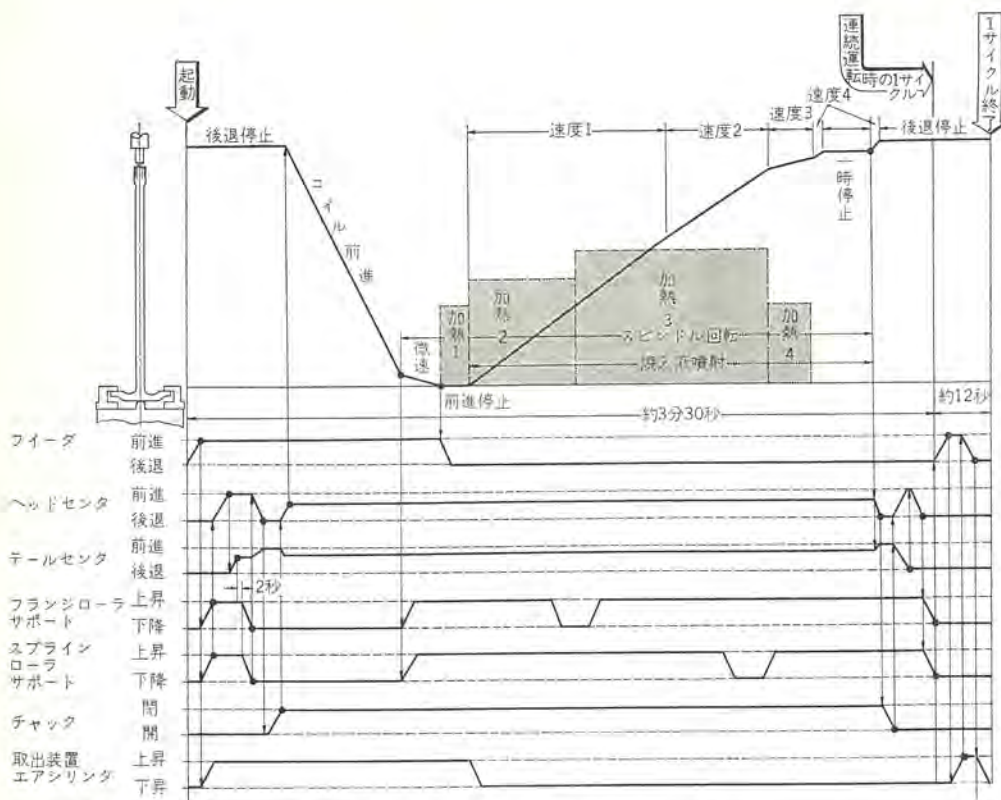


図 4.11 自動焼入 タイムチャート
Fig. 4.11 Time chart of one automatic hardening cycle.

のエアシリンダが上昇する。ローラサポートはアックスシャフトを取付位置の高さまで持ち上げる役目をし、エアシリンダは、前回の焼き入れを終えたアックスシャフトを受台に取り出す役目をする。

(3) ローラサポートが上昇し終わると、ヘッドセンタが前進する。

(4) ヘッドセンタが前進すると、テールセンタが前進し、2秒遅れてローラサポートが下降する。これはセンタリングに必要な時間を得るためである。

(5) ローラサポートが下降するとヘッドセンタが後退し、テールセンタがアックスシャフトをチャックの中へ押し込む。

(6) ヘッドセンタが後退すると、チャックが閉じる。

(7) チャックが閉じると、ヘッドセンタを前進すると同時に、コイルつまりキャリッジが高速で前進する。

(8) 焼入コイルがアックスシャフトのフランジ近くに来ると、コイル前進速度が微速になる。またスピンドルが回転し、さらにローラサポートが上昇する。

(9) 焼入コイルがフランジの位置にくると、キャリッジが停止する。この時点で焼き入れを終えたアックスシャフトがフィーダ上から取り除かれているとフィーダは後退し、同時に加熱が開始される停止加熱時間は同時に付勢されるタイマで調整でき、限時後コイルは速度1で移動し焼き入れをする。

(10) キャリッジが移動しはじめると、焼入液のタイマも同時に付勢され、限時後焼入液をコイルから噴出する。

(11) 移動焼入中の加熱電力およびコイル送り速度は、シーケンス指令板上に設けられたカム位置を適当に設定することにより、いずれも4段に切り換えることができる。

(12) ローラサポートは、アックスシャフトの外周に接しているが、コイルがローラサポートの位置を通過するときはリミットスイッチの働きで、いったん下降し通過後ふたたび上昇するようになっている。したがって2本のローラサポートのいずれかがはつねにシャフト外周に接し

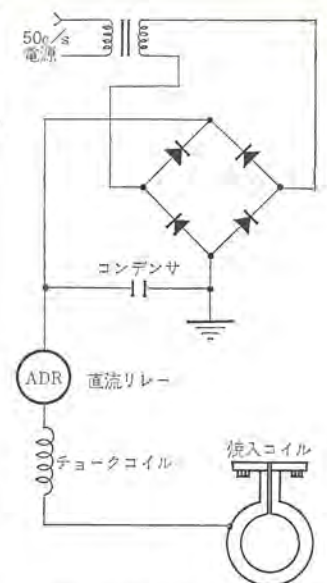


図 4.12 ADR 回路
Fig. 4.12 Axle shaft detector relay circuit.

てヒズミ取りの作用をしているわけである。

(13) スプライン部の焼き入れを終わる時点で加熱を切り、同時にキャリッジを一時停止させ、

放冷タイマの設定時間の間のスピンドルを冷却する。

(14) 放冷タイマの限時後、キャリッジはふたたび移動し、テールセンタ側に入り込む。また同時にテールセンタが前進、ヘッドセンタが後退し、ローラサポートが上昇する。

(15) ヘッドセンタが後退するとチャックが開く。

(16) チャックが開くとヘッドセンタが前進し、テールセンタが後退する。

(17) テールセンタが後退するとヘッドセンタを後退させる。

(18) ヘッドセンタが後退するとローラサポートを下降させ、焼き入れを終了アックスシャフトをフィーダに乗せる。

(19) この時点で、新しいアックスシャフトがフィーダに供給されている場合はシーケンスがストップし、1サイクルを終わるが、もし供給されてない場合はフィーダが前進し、取出装置のエアシリンダが上昇してアックスシャフトを取り出し、ふたたびフィーダが後退して1サイクルを終わる。

4.4.2 手動操作

手動操作は、自動-手動切換スイッチを手動に回わせば、上述した各動作がすべて各個にできるようになっていて、自動運転前のチェック、あるいは各動作の動作速度の調整時などに必要である。ただし加熱はできないようになっている。

4.4.3 ARD 回路

この低ヒズミ焼入機には、三菱独自の開発になるADR (Axle shaft detector relay) 回路と称する保護回路が設けてある。

これは図 4.12 に示すように、小形トランス、シリコンダイオード、直流リレーおよびチョークコイルから構成され、焼入コイルに直流電圧を重畳している。コイルがアックスシャフトと接触したり、また油圧回路の事故のためコイルが移動中にローラサポートにぶつかるような場合には、直流回路が構成されて ADR が働き、主回路を遮断するようになっている。

また焼入中、コイルには約 30 V くらいの高周波電圧がかかっているために、焼入液を介して ADR 回路中に高周波電流が流れる可能性があるので、この電流を チョークコイル で防いでいる。

5. MG と配電盤

高周波電源は立形 MG、受電盤、電動機盤、発電機盤および変圧器盤から構成されている。

MG は、全閉形 モノブロック 構造で、発電機と電動機が共通軸、共通ワックに取り付けてあり、2.7 kc、300 kW 立形機ではわが国最大容量の画期的製品である。

この MG は、立形機の死命を制する下部 フライス 軸受部には当社独自の構造を採用した信頼性の高いものである。定格は次のとおりである。

高周波発電機 立形軸

2,700 c/s 300 kVA 800 V 単相 力率 1.0

全閉内冷形 H 種絶縁

駆動用 カゴ 形誘導電動機 立形軸

出力 329 kW 50 c/s 3,000 V 2 極 回転数 3,000 rpm
(同期速度)

B 種絶縁 人△起動方式

受電盤には 3 kV 回路の指示計器類と MG の起動、停止押しボタン が備えてある。

電動機盤は駆動用誘導電動機の起動補償回路を内蔵している。電動機は人△起動であるから起動電流は小さく電源に悪影響を及ぼさない。

発電機盤は高周波発電機出力回路用計測回路と保護回路いっさいを内蔵している。

この盤には、また SCR 形定電圧装置があり、 $\pm 1.5\%$ の電圧変動率に抑えてあるため定電力焼入が可能である。

変圧器盤には 3.3 kV/210 V のテイ 降変圧器と、それらの指示計器類が取り付けられている。

図 5.1 は立形 MG の外形写真である。



図 5.1 立形高周波電動発電機
Fig. 5.1 Vertical type high frequency motor generator.

6. ランニング・データ

据付完了後にランニング・データ取りを行なった。

図 6.1 にその結果を示す。図 3.2 の W 社のデータに比べると、一応比例的な関係があるにしても、かなりのバラツキがあるが、これはアクスルシャフトの径、長さなどが異なること、またローラ接
アクスルシャフト 低ヒズミ 焼入機・中村・酒井・早瀬・上田

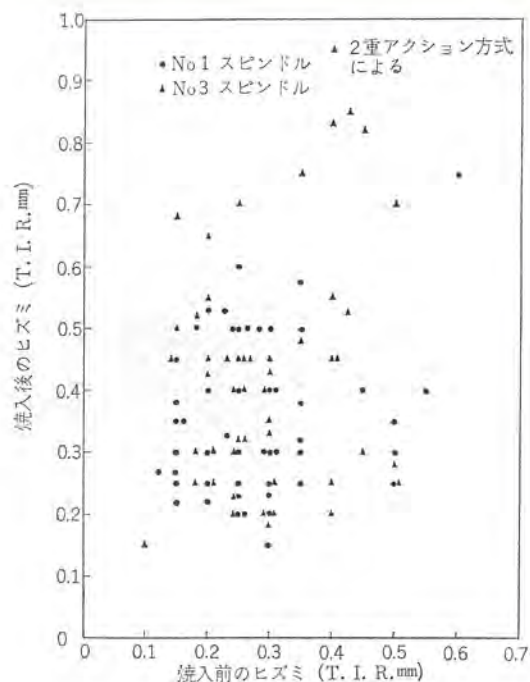
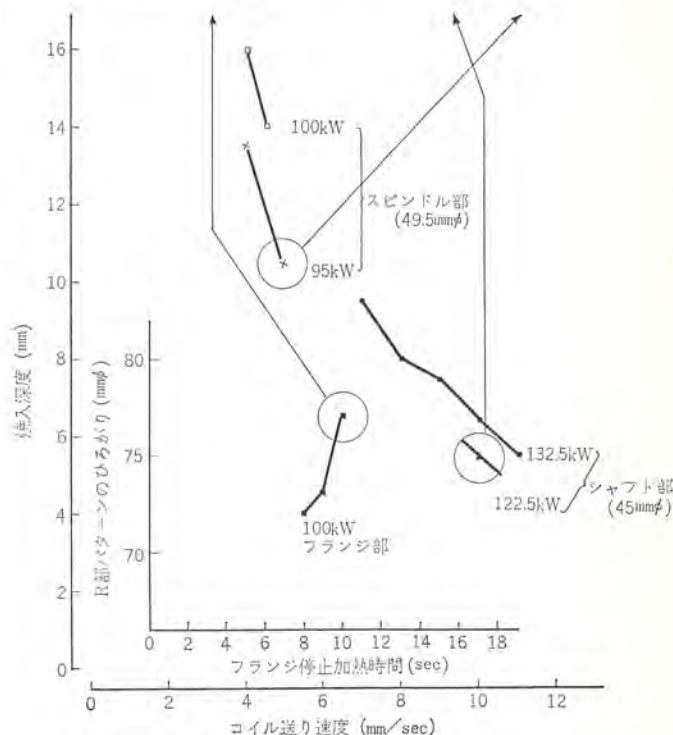


図 6.1 焼入ヒズミランニング・データ
Fig. 6.1 Low distortional hardening data.



[注] 焼入深度はマクロエッチ組織による
焼入液はソリュブルクエンチ 4% 液による
パワーはシャフト 1 本あたりの MG 出力

図 6.2 焼入条件およびパターン
Fig. 6.2 Hardening condition macroetching pattern.

触面が鋳造ハタであることなどがおもな原因と思われる。

図 6.2 はこのデータをとった際のアクスルシャフトの焼入条件およ



図 6.3 焼入中の低ヒズミ焼入機
Fig. 6.3 Low distortional axle-hardening machine.

び焼入パターン、図 6.3 は焼入中の低ヒズミ焼入機である。

3 章で述べた結論も、今回のランニング・テストで正しいことが確認されたが、そのほかにも次のような点が明らかになった。

- (1) チャックがアクスルシャフトのフランジをチャッキングした場合のフランジの振れが、焼入後のフランジの振れに非常にきいてくる。
- (2) ローラの位置は、アクスルシャフトのヒズミとくにスピンドル部のヒズミに重大な影響がある。
- (3) たとえシャフト部が鍛造ハダでも、その精度がよい場合は有効にヒズミ取りが可能である。

7. む す び

以上アクスルシャフト低ヒズミ焼入機についてその概要を紹介した。詳細なデータについてはまたの機会に発表したと思う。

この文でも述べたように、この焼入機はわが国におけるこの種焼入機の第 1 号機であり、設計上、工作上の問題点が多々あったにもかかわらず、期待どおりの性能で好調に運転されていることは、いすゞ自動車、三菱両社の関係者各位の絶大なご尽力のたまものと深く感謝の意を表わす次第である。

この焼入機は前文で述べた、数々の特長のほかに、従来の焼入機に比べて、各部は堅固に構成してあり、また複雑な制御回路にもかかわらずきわめて信頼度の高い部品を使用しているため高い信頼性を有し、作業性も良好で量産用として適しているなどの特長もあるため、業界の要望に十分こたえられると思っている。

なお当社では、小形のアクスルシャフト、フランジなしアクスルシフト、あるいはカムシャフトなどの低ヒズミ焼入機も試作研究中であり、今後ますますこの種焼入機の発達のために努力したいと考えている。

参 考 文 献

- (1) R. K. Wuerfel: Metal Progress, 84, No. 6. 93 (1963)
- (2) 特許 285760「軸体の熱処理装置」
- (3) 特許出願中 特許出願公告 昭 38-22457「熱処理装置」

三菱 E 種はん用電動機

篠原 芳男*

Mitsubishi General Purpose Induction Motors of Class E Insulation

Nagoya Works Yoshio SHINOHARA

Induction motors have been developed in the effort of reducing the size and weight, resulting in production of several types to this end. Of them, however, class E insulated motors are the ones that make a new epoch in the history of motor industry. They are now in mass production in Europe, whereas their standard has been established lately in Japan with an aim of application to general service. The class E insulated motors have been made remarkably smaller than the class A machines. So they need more excellent design in manufacturing.

This article describes the design problems and the features of our class E motors (together) with other related matters in brief.

1. ま え が き

これまで低圧はん用電動機といえば A 種絶縁で JEM 1110, JIS C 4201 の規格によった電動機のことを意味していたのであるが、最近における絶縁材料の著しい進歩および欧州での E 種はん用電動機のめざましい発展を考えると、今やわが国にも E 種はん用電動機が A 種はん用電動機に代わって登場するもの、もはや時間の問題と考えられるようになっていた。当社もこのような状況を考慮し、早くから E 種電動機の研究開発に努め、すでに数年前より IEM 寸法ではあるがその適用 7 番をさげてはん用品より著しく小形化した工作機用電動機を始めとして、フラットモータ、KE-A 形 クレーンモータなどに E 種絶縁を採用し相当数の実績をあげてきた。ところが、いよいよわが国でも貿易の自由化および合理化対策から、従来の低圧 A 種電動機の規格 JEM 1110, JIS C 4201 に代わるともいえるべき E 種電動機の規格 JEM 1180, JIS C 4210 が制定されたので、早速この新規格に準拠した全閉外扇形電動機の開発を行ない、このほどこの系列化が完成したのでここにその概要を報告する。

誘導電動機は古くから、その小形化、軽量化に努力が払われてきたものであるが、十数年ぐらい前までは冷却効果の改善、電気装荷、磁気装荷の適切な配分、ミジ 数の組み合わせなどむしろ設計技術的な面よりの改善が主であり、絶縁材料面での進歩は遅れていた。すなわち A 種絶縁に使用されていた綿、紙ならびにこれを処理する コンパウンド や ワニス は誘導機が作り始められたころよりすでに使用されており、その後いろいろの改良が加えられたが、本質的には変化していなかった。また B 種絶縁についても同様にアスベスト、マイカ など無機質材料と接着剤とを組み合わせただけであり、いずれも使用される材料は天然のものか、またはそれを加工したものに過ぎなかった。しかし合成化学が急速に発展するにつれシリコン樹脂を始めとして優秀な合成樹脂絶縁材料が続々出現してきた。これらはいずれも耐熱性がすぐれ、また厚みも従来の天然産の材料とは比較にならないほど薄くなるため、占積率の著しい向上となり、電動機の小形化に非常に大きな貢献をした。今回ここで紹介する E 種電動機もこの合成樹脂絶縁材料の特長を十分発揮させ大幅に小形化したものであり、寸法は IEC 法であり、7 番の適用も従来 A 種電動機と比較すると約 2 段も下げら

れた新しい電動機である。

2. E 種電動機に関連する各種規格

2.1 絶縁規格

従来の絶縁物は有機絶縁材料、無機絶縁材料といった天然材料が基材料であったから、O A B C の四つの区分で十分であった。しかしその後シリコン樹脂、ポリエチレンテレフタレート樹脂など熱安定性に富み、電氣的にも物理的にもすぐれた合成樹脂材料が出現してくるに及び、従来の熱区分に再検討を加える必要が生じてきた。I.E.C では 1952 年来この問題を討議してきたが、絶縁物の劣化には湿気など周囲状況も大きく影響するし、また同種の材料でも一部が変性すると耐熱性が変わったり、組み合わせ方が異なると同じ材料でも耐熱度が異なるなど絶縁材料の実際的な判定は非常にむずかしいので、寿命試験方法の確立を主張するアメリカと経済的理由から、E 種、F 種、H 種の 3 区分の新設を主張するヨーロッパの意見が対立した。しかし討議の結果、従来の規格のように個々の絶縁物を区分別に分けるのではなく、経験および適当な試験で分類する思想を生かすことでまとめ、IEC Pub 85 が 1957 年に誕生し、E 種絶縁が国際規格に認められることになった。その後わが国でも「電気機器絶縁の種類」JEC-147 が 1960 年に制

表 2.1 E 種絶縁材料

1	2	3	4	5
絶縁の種類	主副別	絶縁材料	第3欄の絶縁材料の製造のさいに使用する結合、含浸、塗布材料	絶縁の処理材料
E 類	周	エナメル線用ポリウレタン樹脂	な	油変性アスファルトおよび油変性合成樹脂ワニス 架橋ポリエステル樹脂 エポキシ樹脂より高温の種類に属するもの
		エナメル線用エポキシ樹脂		
		セルロース充てん成型品 綿積層品 紙積層品	メラミン樹脂、フェノール樹脂、フェノールフルフアール樹脂	
		架橋ポリエステル樹脂 セルローストリアセテートフィルム ポリエチレンテレフタレートフィルム ポリエチレンテレフタレート繊維	な	
		ワニス処理ポリエチレンテレフタレートクロス	油変性アルキッドワニス	

* 名古屋製作所

定され、E 種絶縁が公的に認められた。JEC-147 はだいたい I. E. C Pub 85 と同じであるが、ただ I. E. C の経験または適当な試験で分類するというのではなく、各種絶縁に定まる最高許容温度に十分耐え得る材料で構成された絶縁と定義している点が異なっている。JEC-147 にも I. E. C Pub 85 と同様、各種絶縁に使用しうる絶縁材料表があるので、E 種絶縁の部分抜きすると表 2.1 のごとくなる。ただし、ここで注意すべき点は、この表にある材料を使いさえすればよいというのではなく、適切な処理が施されなければ該当絶縁の種類として使用し得ないし、また反対にこの表にない材料でも、その温度に十分耐えるものであれば使用してよいわけで、いずれにしろその材料が E 種絶縁として使用できるかどうかは、機器製造者自身が自己の責任において確認しなければならない。この点当社は従来の E 種絶縁電動機の製作実績に基づき、E 種絶縁の最高許容温度である 120°C に十分耐える絶縁組織を採用し万全を期している。

2.2 寸法規格

E 種電動機の寸法規格は JEM 1180 であるが、これは I. E. C 寸法を採用し、ワッ 番の適用も DIN 規格を基にしている。従来 A 種のものより著しく小形になっている。I. E. C 寸法とは、電動機寸法の統一を計る国際電気標準会議が定めたものであり、1959 年に I. E. C Recommendation Pub 72-1, 72-2 として発表されたものである。この内容を要約すると

- (1) 標準出力 シリーズ
- (2) 外ワッ 寸法 シリーズ
- (3) 軸端寸法 シリーズ

の三つから成り立っており、これらを各国の状況に応じ適宜組み合わせることになっている。すなわち外ワッ 寸法 シリーズは図 2.1 に示すように、電動機を取り付ける場合に必要の各部寸法 (A, B, C, H, K 寸法) を規定したものであり、同じセンター・ハイト (C) に対し、80 mm 以下は 1 種類、90 mm, 100 mm に対しては 2 種類、112 mm 以上に対しては 3 種類の標準ワッ を設定し、記号 S. M. L で区分している。そしてこの標準ワッ に入り得る入力に応じ標準軸端が決まることになる。したがって寸法規格を制定する場合、ワッ 番の適用が問題となり、JEM-1180 では、DIN 規格を参考に

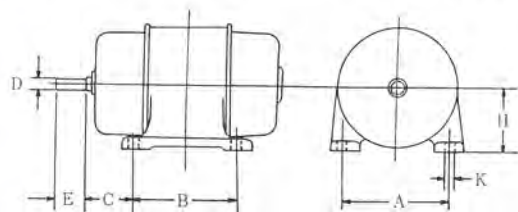


図 2.1 I. E. C Pub 72-1 に規定されている各部寸法
Fig. 2.1 Dimensions prescribed by I. E. C. Pub 72-1.

表 2.2 E 種電動機と A 種電動機の出力比較

JEM 1180				JEM 1110		
ワッ 番	2 極 (kW)	4 極 (kW)	6 極 (kW)	ワッ 番	4 極 (kW)	6 極 (kW)
63	0.2	0.2				
71	0.4	0.4	0.2			
80	0.75	0.75	0.4	910S	0.2	
90L	1.5	1.5	0.75	910	0.4	0.2
100L	2.2	2.2	1.5	(1111)*	0.75	0.4
112M	3.7	3.7	2.2	1114	1.5	0.75
132S	5.5	5.5	3.7	1314	2.2	1.5
132M	7.5	7.5	5.5	1318	3.7	2.2
160M	11	11	7.5	1621	5.5	3.7
160L	15	15	11	1625	7.5	5.5

* 1111 と 100L ではセンター・ハイトが異なる。

** JEM 1110 では、2 極のワッ 番適用は規定していない。

している。4 極、6 極ものは DIN 規格と同じであるが、2 極はわが国の実情とも考え合わせ、DIN 規格とは多少異なり、4 極と同じ適用になっている。この関係を JEM 1110 と比較対照させると表 2.2 のようになる。

2.3 特性規格

E 種電動機は A 種電動機と比較すると著しく小形化されているので、A 種の特性規格 JIS C 4201 に代わる新しい規格の制定が必要となった。そこで電機工業会が中心となって外国製 E 種電動機を輸入し、その測定結果を基に、日本の国情とも考え合わせ、JIS C 4210 が制定された。この規格は A 種の JIS C 4201 と比較すると、全般的に諸特性は低下しているが、その中でも無負荷電流と力率がかなり大きく変わっている。ただし、3.7 kW 以上になると両者の差は少なくなり、接近した値になっている。また JIS C 4201 では 4 極、6 極電動機の 5.5 kW 以上のものについては、特殊カゴ形一種、特殊カゴ形二種の二種類に分け、そのおのおのに対し規格値が定められているが、今回の JIS C 4210 ではとくに分けず、特殊カゴ形一種にも二種にも適用される値になっている。

3. 三菱 E 種電動機

3.1 三菱 E 種電動機の標準寸法

三菱 E 種全閉外扇形電動機の系列としては、JEM 1180 に規定された床取付横軸形および、フランジ取付横軸 (立テ軸) 形の 2, 4,



図 3.1 SF-ER, SF-E 形 スーパーライン E モートル
Fig. 3.1 Types SF-ER and SF-E super line E motors.

SF-E 2.2kW 4P

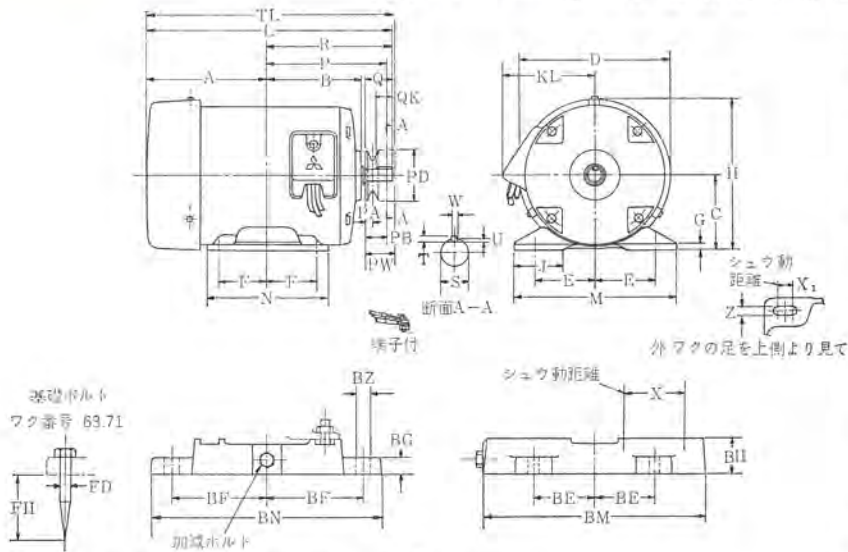
SF-ERF 400W 4P 71Fr

図 3.2 SF-ERF, SF-EF 形 スーパーライン E モートル
Fig. 3.2 Types SF-ERF and SF-EF super line E motors.

SF EF 2.2kW 4P 100L.

表 3.1 SF-ER 形 E 種電動機の外形寸法

(単位 mm)

備考 ※ 軸中心高の上下寸法差は -0.500 である。

◎ 軸径の上下寸法差は 日本工業規格 (JIS) B 0401 ハメアイ "h6" による。

△ シユウ動距離 X は 電動機のシユウ動距離 X_1 を含めた寸法である。

キロワット			ワ タ 番 号	電 動 機									
2極	4極	6極		A	B	C	D	E	F	G	H	J	KL
0.2	0.2		63	100	77	63	127	50	40	5	126.5	40	75
0.4	0.4	0.2	71	110	87	71	148	56	45	6	145	45	83

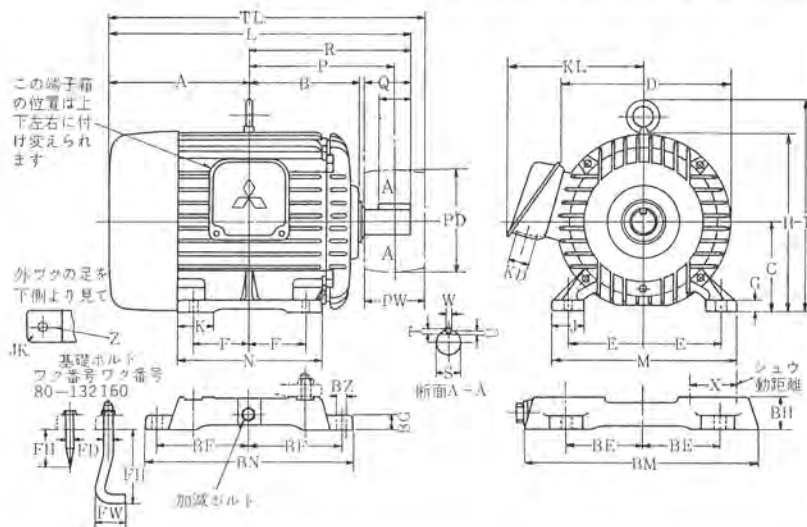
キロワット			ワ タ 番 号	電 動 機					軸 端				
2極	4極	6極		L	M	N	X ₁	Z	Q	QK	R	◎S	T
0.2	0.2		63	203	135	100	12	7.2	23	—	103	11	—
0.4	0.4	0.2	71	230	150	115	15	7.2	30	25	120	14	5

キロワット			ワ タ 番 号	軸 端		ブ ー リ						
2極	4極	6極		U	W	P	PA	PB	PD	PW	TL	BE
0.2	0.2		63	1	—	106	8	26	50	38	218	50
0.4	0.4	0.2	71	3	5	122.5	—	32.5	75	65	265	55

キロワット			ワ タ 番 号	ベ						
-------	--	--	------------------	---	--	--	--	--	--	--

表 3.2 SF-E 形 E 種電動機の外形寸法

(単位 mm)



キロワット	ワタ番号	電 動 機									
		A	B	C	D	E	F				
2 極	4 極	6 極									
0.75	0.75	0.4	80	122	95	80	167	62.5	50		
1.5	1.5	0.75	90L	145	113.5	90	187	70	62.5		
2.2	2.2	1.5	100L	165	128	100	200	80	70		
3.7	3.7	2.2	112M	175.5	135	112	220.5	95	70		
5.5	5.5	3.7	132S	205.5	152	132	257.5	108	70		
7.5	7.5	5.5	132M	224.5	171	132	257.5	108	89		
11	11	7.5	160M	263	205	160	315.5	127	105		
15	15	11	160L	285	227	160	315.5	127	127		

キロワット	ワタ番号	電 動 機									
		G	H	I	J	JK	K	KD			
2 極	4 極	6 極									
0.75	0.75	0.4	80	10	163	—	35	3	35	22	
1.5	1.5	0.75	90L	11	183.5	—	35	3	35	22	
2.2	2.2	1.5	100L	12	200	241.5	40	3	40	25	
3.7	3.7	2.2	112M	15	223	264.5	40	3	45	25	
5.5	5.5	3.7	132S	17	261	302.5	45	5	50	25	
7.5	7.5	5.5	132M	17	261	302.5	45	5	50	25	
11	11	7.5	160M	20	318	367.5	55	6	60	35	
15	15	11	160L	20	318	367.5	55	6	60	35	

キロワット			ワタ 番号	電 動 機					軸 端							ブ ー リ				ベ ー ス										基礎ボルト		
2 極	4 極	6 極		KL	L	M	N	Z	Q	QK	R	◎S	T	U	W	P	PD	PW	TL	BE	BF	BGBH	BM	BN	BZ	X	FD	FH	FW			
0.75 1.5	0.75 1.5	0.4 0.75	80 90L	134 143	262 313.5	165 180	130 155	9.5 9.5	40 50	28 35	140 168.5	19 24	5 7	3 4	5 7	132.5 150	75 100	65 75	287 338.5	65 70	90 105	14 14	30 30	215 230	210 240	12 12	40 40	9.5 9.5	62 62	— —		
2.2 3.7	2.2 3.7	1.8 2.2	100L 112M	158 169	348 375	200 230	175 180	11 11	50 60	35 45	183 200	24 28	7 7	4 4	7 7	170.5 190	125 140	75 100	373 415.5	80 95	115 115	18 18	40 40	265 295	260 260	12 12	50 50	9.5 9.5	58 58	— —		
5.5 7.5	5.5 7.5	3.7 5.5	132S 132M	180 180	444.5 482.5	260 260	180 218	11 11	80 80	60 60	239 258	32 32	8 8	4.5 4.5	10 10	221.5 240.5	140 180	125 125	489.5 527.5	110 110	120 140	20 20	45 45	335 335	270 310	12 12	60 60	9.5 9.5	56 56	— —		
11 15	11 15	7.5 11	160M 160L	258 258	586 630	310 310	260 304	15 15	110 110	90 90	323 345	42 42	8 8	4.5 4.5	12 12	283 305	180 230	150 150	621 665	125 125	165 185	22 22	50 50	395 395	370 410	16 16	70 70	13 13	124 124	53 53		

備考 ※ 軸中心高の上下寸法差は -0.500 である。

◎ 軸径の上下寸法差は 日本工業規格 (JIS) B 0401 ハメアイ方式 "h6" による。

取付寸法は IEC 規格 に準拠している。

なお 132 フレーム以上の端子箱は軸と水平である。

6 極である。ただし 63, 71 フレームは鋼板フレーム電動機であり、80 以上 160 フレームまでは鋳鉄フレーム電動機である。図 3.1, 図 3.2 は当社 E 種電動機の製品写真である。また表 3.1~3.4 は各形式の外形寸法を示したものである。

3.2 構造

3.2.1 構造一般

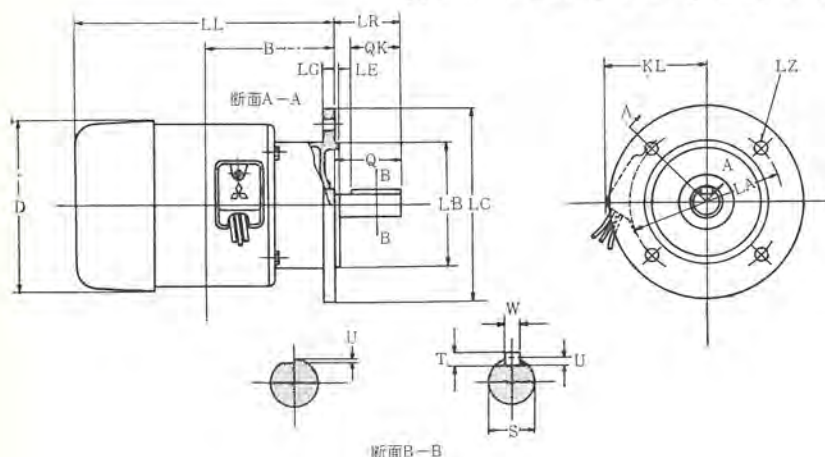
E 種電動機 (鋳鉄フレーム) の構造は図 3.3 に示すように、A 種

三菱 E 種はん用電動機・篠原

絶縁の SF-A 形, SF-F 形などとほとんど同じ形状であるが、A 種電動機の場合より発生する損失が大きいため、できるだけ冷却効果を大きくする必要がある。E 種絶縁にすると温度上昇は 15°C 、A 種絶縁の場合より高くとれるが、比で考えれば 75/60 と 25% より増加していない。しかしながら同一ワタ番に入る出力が A 種絶縁の場合と E 種絶縁の場合とでは、2~3 倍の違いがあり、かりに効率が同じとすれば、ワタ内で発生する損失も出力に比例し

表 3.3 SF-ERF 形 E 種電動機の外形寸法

(単位 mm)



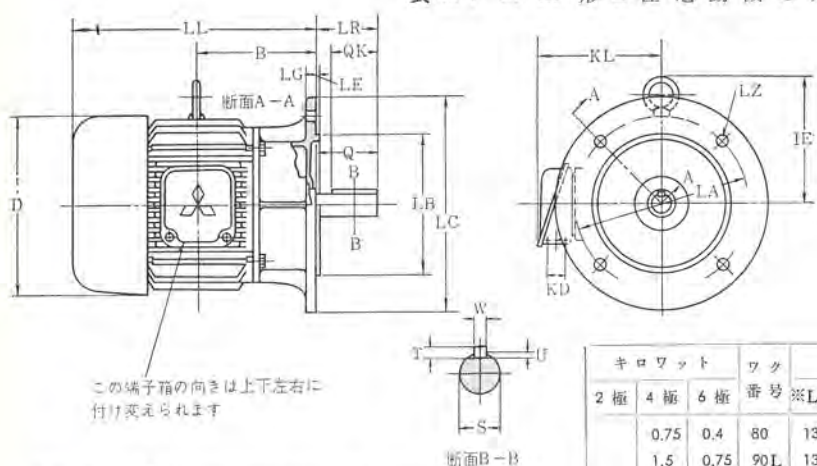
ワット			ワタ			電 動 機							
2 極	4 極	6 極	番号			B	D	LK	LA	※LB	LC	LE	LG
	200	63	105	122	75	130	110	160	3.5	10			
400	400	71	115	148	83	130	110	160	3.5	10			

ワット			ワタ			電 動 機							
2 極	4 極	6 極	番号			LL	LZ	LR	QK	◎S	T	U	W
	200	63	205	9.5	23	—	11	—	1	—			
400	400	71	225	9.5	30	25	14	5	3	5			

備考 ※ フランジハメ込部径の上下寸法差は 日本工業規格 (JIS) B 0401 ハメアイ "h7" に、また
◎ 軸径の上下寸法差は "h6" による。
この電動機はそのまま立形に使用できる。

表 3.4 SF-EF 形 E 種電動機の外形寸法

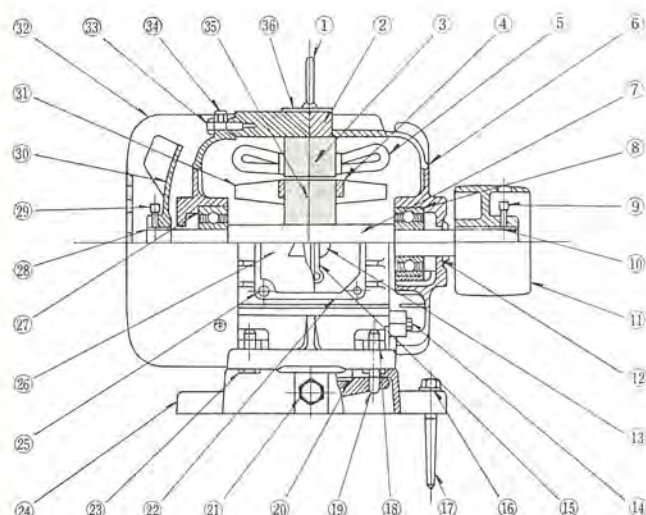
(単位 mm)



キロワット			ワタ			電 動 機							
2 極	4 極	6 極	番号			B	D	IE	KD	KL	LA		
	0.75	0.4	80	125	167	—	22	126	165				
	1.5	0.75	90L	143.5	187	—	22	136	165				
	2.2	1.5	100L	158	200	141	25	150	215				
	3.7	2.2	112M	175	221	153	25	162	215				
	5.5	3.7	132S	194	258	171	25	185	265				
	7.5	5.5	132M	213	258	171	25	185	265				
	11	7.5	160M	248	316	208	35	258	300				
	15	11	160L	270	316	208	35	258	300				

キ ロ ワ ッ ト			ワ ッ ク 番 号	電 動 機							軸 端						
2 極	4 極	6 極		※LB	LC	LE	LG	LL	LZ	LR Q	QK	◎S	T	U	W		
	0.75	0.4	80	130	200	3.5	12	247	11	40	28	19	5	3	5		
	1.5	0.75	90L	130	200	3.5	12	289	11	50	35	24	7	4	7		
	2.2	1.5	100L	180	250	4	16	323	15	50	35	24	7	4	7		
	3.7	2.2	112M	180	250	4	16	351	15	60	45	28	7	4	7		
	5.5	3.7	132S	230	300	4	20	400	15	80	60	32	8	4.5	10		
	7.5	5.5	132M	230	300	4	20	438	15	80	60	32	8	4.5	10		
	11	7.5	160M	250	350	5	20	511	19	110	90	42	8	4.5	12		
	15	11	160L	250	350	5	20	535	19	110	90	42	8	4.5	12		

備考 ※ フランジハメ込部径の上下寸法差は 日本工業規格 (JIS) B 0401 ハメアイ "h7" に、また
◎ 軸径の上下寸法差は "h6" による。
この電動機はそのまま立形に使用できる。(ただし、アイボルトが反対側にも付く)



※① アイボルト	⑩ 取付ボルト
② フレーム	⑪ ブラシ棒(反対側止め金)
③ 固定子鉄心	⑫ 加減ボルト
④ エンドリング	⑬ 端子箱
⑤ 固定子コイル	⑭ ベース角座金
⑥ プラケット	⑮ ベース
⑦ 軸	⑯ 端子カバー取付ネジ
⑧ シールドボールベアリング	⑰ 端子カバー
⑨ プーリ止めネジ	⑱ プレロードスプリング
⑩ 軸端キー	⑳ 外扇ファンキー
⑪ プーリ	㉑ 外扇ファン止めネジ
⑫ フリシジャ	㉒ 外扇ファン
⑬ ゴムブシ	㉓ エンドリングファン
⑭ プラケット取付ボルト	㉔ 外扇カバー
⑮ 口出線	㉕ プラケット取付ボルト
⑯ 基礎ボルト用座金	㉖ 外扇カバー取付ネジ
⑰ 基礎ボルト	㉗ 回転子鉄心
⑱ 取付ボルト用ナット	㉘ 名

※①アイボルトは ワタ番号 112 以上に付く。

図 3.3 SF-E 形スーパーライン E モーター断面
Fig. 3.3 Cross sectional drawing of type SF-E super line E motor.

て増加することになる。したがって、もし冷却効果が同じであると温度上昇は著しく高くなり、絶縁を E 種にすることで得られる

温度余裕ではおさまらないことになる。このため 80 フレーム以上の鉄鉄フレーム E 種電動機では冷却フィン数を増し、高さも高

くして冷却面積の増加を計った。このフィン の数の増加はフレーム、ブラケットの剛性を増すことにもなり、振動を低下するのに役立っている。

3.2.2 冷却ファンおよびファンカバー

冷却ファンはアルミ合金製のもので、十分な風量が得られるように設計した。これはファンカバーとも密接な関係があり、これが悪いと騒音が高くなったり、また有効冷却風量が減りフレームの温度を下げないから、ファンの羽根とファンカバー吸入口の間隔、ファン羽根と吸入口の位置関係を綿密に調べ、風量と騒音の関係が最適であるようにした。さらに回転子にはエンドリングファンを設け、内部の空気をカクハン(攪拌)することにより電動機内部の熱の放散を高め、温度上昇の低下に効果を上げている。

3.2.3 軸受および軸貫通部の構造

ベアリングには耐熱性、耐湿性、耐老化性のすぐれたリチウム系グリスを使用しており、またその構造も油もれがなく、摩擦損失もきわめて少ない非接触形のゴムシールドベアリングであるので寿命が長く、保守がきわめて楽である。またブラケットにおけるベアリングのはめ込部およびフレームとはめ込部は捨て加工方式を採用した当社独特の加工法により、ヒズミがなくかつ同心に加工されているので、組立の際、ボールがコジレルこともなく、回転子を空ゲキ径の中心に正確に保持している。軸貫通部には黒色合成ゴム製のフリッジが付いていて、外部からのチリや水滴の侵入を防ぐほか、軸受部にはバイパスを設けベアリングを通じての呼吸作用も防止している。そのためベアリングに微細なチリやホコリ、水分が侵入することなく、円滑な運転と長い寿命を保持することができる。

3.2.4 端子箱構造

端子箱の位置は端子箱の出口と床面との間隔を十分保ち、端子の接続を容易にするため、軸に対し $15^{\circ}\sim 18^{\circ}$ 上方に傾斜している。ただし132フレーム以上のものは従来どおり軸に平行でフレームの中央に位置されている。端子は、ゴムブッシュから口出線を出す方式とし、口出線には耐熱性の高いハイパーロン口出線を使用している。なお、端子箱の方向は組み換えを行なうことで簡単に変えることができる。

3.3 電気部分の設計

3.3.1 鉄心

I.E.C寸法の採用により、新しい鉄心系列の整備が必要となった。鉄心はコイルとともに電動機で最も大切な部分であり、全負荷特性、トルク特性、温度上昇、振動、騒音など電動機のあらゆる特性に大きな影響を及ぼすものである。したがってこの部分の設計がうまく行なわれないう限り、優秀なE種電動機の製作は無理である。当社製E種電動機は多年にわたる電動機製作の豊富な研究実績に、新しい技術的改良を加え合理的な設計を行なった。すなわち、すぐれた磁気特性のケイ素鋼板を鉄心材料に選ぶとともに、ミジの大きさ、形状、空ゲキ径など十分検討を加え、鉄心各部(歯、背部、空ゲキ)の磁束密度とミジ内に入る電線量の関係を最適にしたほか、最適のミジ数の組み合わせについても十分な考慮を払ったので、振動、騒音、漂遊損を減少させた。とくに回転子鉄心には、従来からの半閉ミジをやめ、全閉ミジとしたので漂遊損が減少し、温度上昇を低下させることができ、起動トルク、速度-トルク特性の改善もできた。

3.3.2 コイルの絶縁

前節規格の所でも述べたように、絶縁は製造者自身の責任にお

三菱E種はん用電動機・篠原

いてその選定を行なうことになっている。当社は工作用電動機、フラットモートルなどをE種絶縁を使用した電動機の豊富な製作実績に基づき、適切な絶縁組織を採用しているから、許容温度の上ったことに対する心配はまったくなく、十分長い寿命を保証している。絶縁物の主体はポリエチレンタレート樹脂系のもので、電線にはポリエステル電線、各部絶縁およびウェッジにはポリエステルフィルムおよびその加工紙を、またワニスにはフェノリック系のものを使用している。したがって絶縁材料の耐熱性はもちろんのこと相互接着性も良く、すぐれた総合特性が得られるように考慮してある。

4. 特 長

当社E種電動機は数々のすぐれた特長を有している。以下それにつき順次説明する。

4.1 小形、軽量

小形化、軽量化はこの電動機の最も大きな特長である。図4.1の製品比較図を見れば明らかであるが、これを定量的に表わすと図4.2のごとくなる。これは従来のA種電動機であるSF-Aを100%とした時のものであるが、重量で約65~70%、容積で約55~60%になり、とくに小形化の著しい2.2kW 4Pでは容積が50%以下になっている。これにより据付、運搬は容易となるばかりでなく、相手機械に組み込む場合には、所要スペースがきわめて少なくなる。

4.2 トルクが大きい

寸法が著しく小形化されているが、トルク特性、とくに起動トル



Fig. 4.1 Class E motor and class A motor with same capacity and poles.

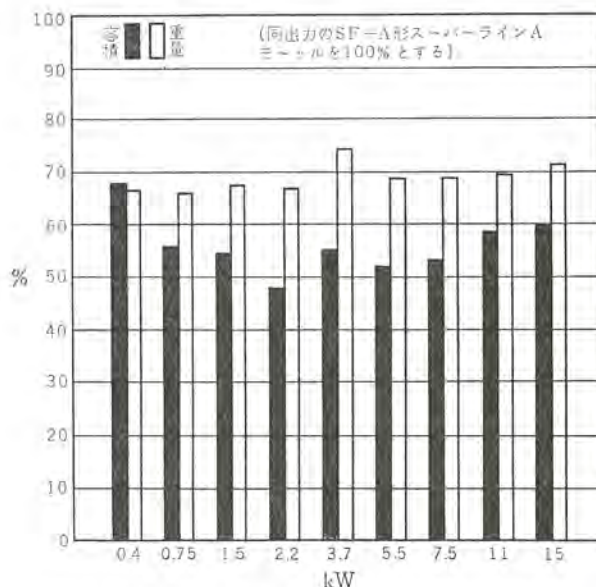


Fig. 4.2 Volume and weight compared between class E and class A motor.

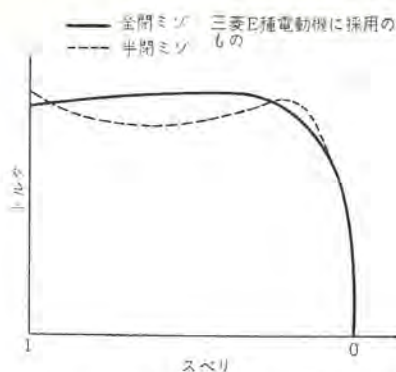


図 4.3 全閉ミジ回転子と半閉ミジ回転子のスベリトルク特性比較

Fig. 4.3 Comparison of slip-torque performance between total enclosed and semi enclosed rotor.

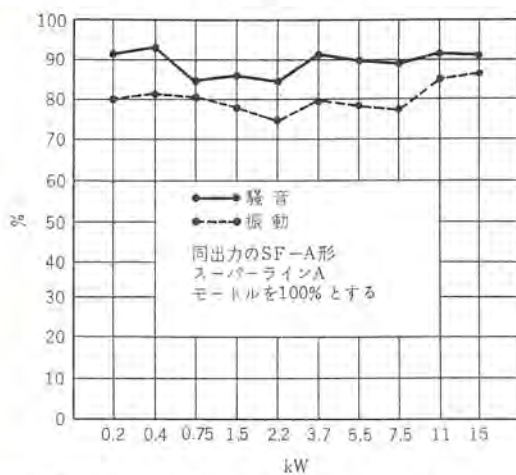


図 4.4 SF-ER, SF-E 形スーパーライン E モートルの騒音振動比較

Fig. 4.4 Comparison of noise and vibration between class E and class A motors.

は A 種はん用電動機以上のものを持ち、小形化によるトルク不足はまったくない。また速度—トルク特性も図 4.3 に示すようにきわめて良好である。その他の諸特性も JIS C 4210 に十分合格するものとなっている。

4.3 完全 E 種絶縁の採用

電線をはじめ各種絶縁物には耐熱性の高いポリエステル樹脂の絶縁材料を用い、さらにウェッジ、口出線などの各部にも、E 種絶縁として十分吟味された材料を用いているので、長い寿命を保証できる。

4.4 静かな運転

E 種電動機は合理的な電気設計をし、フレーム、ブラケットの十分な耐震性、当社独特の捨て加工方式による精密な同時加工、十分なバランスなどが施こされているうえ、小形軽量化されているため、振動、騒音が非常に少なくなっている。図 4.4 は E 種電動機の騒音、振動と現行 A 種電動機のそれとを比較したもので、騒音で約 10~15%、振動で約 15~20% 減少しているので、きわめて静かで円滑な運転ができる。

4.5 GD^2 が小さい

電動機自体が小形化されているので回転子の GD^2 も小さく、現行 A 種絶縁電動機の約 85% に減少している。これは正逆転などひんぱんな起動、停止を行なう場合、発生熱損失は少なく、きわめて有利である。

5. 用 途

当社 E 種電動機は従来 A 種はん用電動機とまったく同じ条件で使用し得るが、工作機用電動機の場合のように、寸法の縮小ならびに重量の低減が望まれるものにはとくに適している。そのほか、ポンプ用、コンベヤ用、送風機用などいろいろの用途に用いて満足すべき結果をあげている。

6. む す び

欧州ではすでに数年前より、A 種はん用電動機に代わる E 種はん用電動機として、量産されていたが、今般わが国でも、E 種電動機の規格が制定され、そのはん用化に拍車がかけられた。しかし E 種電動機は従来の A 種はん用電動機と比較すると著しく小形化されているため、ややもすると A 種電動機より特性が落ちぎみになる。この点、当社 E 種電動機は、従来からの豊富な研究実績でそれをカバーし、起動トルク、停動トルク、速度—トルク特性は現行の A 種電動機に対してそんな色なく、小形化によるトルク特性の低下はまったくない。

また E 種電動機の特長である小形、軽量はもちろんのこと、振動、騒音もきわめて少なく、当社電動機技術の粋を結集したものである。誘導電動機は、この世の中に登場して以来常に小形化、軽量化の努力が払われており、今回ここで紹介した E 種電動機もその歴史に一区画をなすものであるが、われわれはこれに満足せずさらに小形化、軽量化の努力を払い需要家のご期待にそいたいと考えている。

AISE 準拠クレーン用電動機

野 畑 正 己*

Crane Motors Conforming to the AISE Standards

Nagoya Works Masami NOBATA

New crane motors have been manufactured by Mitsubishi in conformity to the AC mill motor standards announced in 1961 by the Association of Iron and Steel Engineering of America, which established DC mill motor standards 14 years ahead of them. In Japan crane motors established by the JEM 1065 have been in service as mill motors for auxiliary machines in the steel industry, but they are not very satisfactory for operation demanding heavy service. Under the circumstances, to build crane motors based on the A. I. S. E. is considered one of the measures to get away with the drawback. These standards have numerous advantages in the construction, characteristics and other points. Particularly favorable is a large breakdown torque of 325~425%, which makes the motor convenient for heavy use.

1. ま え が き

産業界のめざましい発展により荷役、運搬の分野においても、より高性能の電動機の需要がたかまってきた。この時に際し、アメリカの Association of Iron and Steel Engineers が 1947 年の D-C Mill Motor Standards に引き続き、1961 年 A-C Mill Motor Standards の AISE Standard No. 1-A を発表した。

現在わが国においては JEM 1065 で制定されたクレーン用電動機が、製鉄補機の Mill 用としても使用されているが、heavy use を要求するこれら用途に対しては不満足な点も否定することができない。また、この JEM 1065 規格自体が 1952 年に制定されたものであり、設計上、材料上の技術進歩のめざましい現在においては、若干不備な点もみうけられるので、現在、電機工業会において製鉄メカ、クレーンメカなどの意見を組み入れた現行の JEM 規格修正案、または AISE 規格の採用案、DIN 規格案などの見直し審議を続行中である。したがって遠からず新しい規格が装いも新たに生れてくると考えられる。AISE 規格のものをクレーン用として考えた場合、取付寸法、部品の互換性などの構造上に多くの利点を有するとともに、現行 JEM 規格より相当大幅に出力の余裕をもったものになるため、Mill motor に対してももちろん heavy use 用クレーンに対しても十分耐えうるものになる。

今回この AISE 規格に準拠したクレーン・モートル series の一部を製作し好結果を得たので、以下、本論においてこの電動機の特長、寸法、構造、性能などに関し、その概要を述べることにする。

2. AISE 規格

AISE No. 1-A Mill 用電動機の規格はアメリカにおいて 1947 年に AISE No. 1 として D-C Mill Motor Standards が発令され、以後、製鉄、製鋼、クレーンに広く使用されたが、使用者側から同様な A-C Mill 用電動機の規格も必要であるとの声が高くなり、1960 年において使用者側、生産者側より合同委員会、および標準化開発小委員会が設置されて、いくたびかの検討を重ねたのちに 1961 年 9 月、試案として発表されたものである。

D-C Mill 用電動機には直流電源設備が必要であり、設備費用、

運転費用およびその他の費用を考慮に入れば A-C の方がより経済的であるといえる。したがってこの Mill 用電動機はこれらの利点とあいまって、各方面に利用されるであろうことは十分予測される。

A-C Mill 用電動機の規格制定に際しては D-C Mill 用電動機との互換性を十分に検討したのであるが D-C、A-C の本質的な差異から結果的には取付寸法、出力に互換性は得られていない。

一般的にいえることは A-C Mill 用電動機の一段上のものがほぼ D-C Mill 用電動機に匹敵するといえる。

3. AISE 規格の内容

AISE No. 1-A A-C Mill Motor Standards は外形寸法、形式、定格、出力、極数、停動トルク、および二次特性を規定しているが、その内容の概略を述べれば以下のとおりである。

3.1 外形寸法

電動機本体の外形寸法は表 3.1 のとおりである。表 3.2 はダクト通風口の寸法を示している。外形寸法、ダクト通風口の寸法については電機工業会において AISE 規格のインチ寸法をミリ寸法に換算し、最終決定を見ているのでその寸法を載せた。

3.2 形式、定格 (表 3.3 参照)

(1) 全閉自冷形で 1 時間定格のものを基本定格とする。

(2) その他の定格は次のようなものである。

a. 保護形で自己通風 1 時間定格のもの、そして定格は基本定格の 125% のものである。

b. 保護形で自己通風 連続定格のもの、そして定格は基本定格と同じものである。

c. 保護形で強制通風 連続定格のもの、そして定格は基本定格の 125% のものである。

d. 閉鎖形で強制通風 連続定格のもの、そして定格は基本定格と同じものである。

ここでいう保護形で自己通風のものは、ブラケットの各窓に金網の類で保護し、内部ファンによる自己通風を行なう構造のものである。また、保護形で強制通風のものは、ブラケットの窓に金網の類で保護し、所要風量を負荷側のブラケットのダクトを通じて、別のファンにより送りこむ構造のものである。また、閉鎖形で強制通風のものは閉鎖形の性質上、ブラケットの上部のつたを盲つたに

表 3.1 ME形クレーン用三相誘導電動機外形寸法

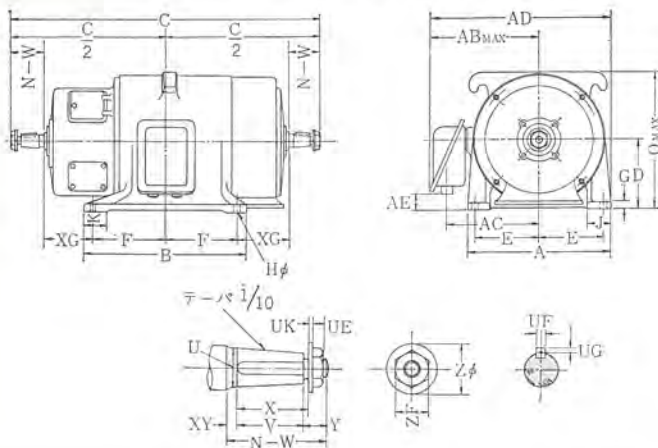
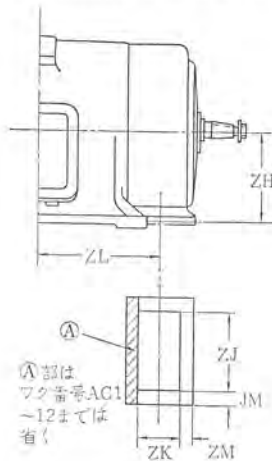


表 3.2 AISE Standard A-C Mill Motor ダクト寸法



ワタ番号	kW	ZH	ZJ	ZK	ZL	ZM	風量 m³/min	風圧 mm水柱
AC 1	3	165	165	85	238	20	2.8	19
AC 2	7.5	165	165	85	238	20	3.5	19
AC 4	15	190	198	88	258	20	4.3	19
AC 8	30	215	238	102	318	20	6.4	25
AC12	45	242	270	115	348	20	9.2	32
AC18	67	305	330	135	442	25	17.0	32
AC25	95	352	432	152	502	25	22.0	25
AC30	110	352	432	152	502	25	26.0	38
AC40	150	415	558	152	595	25	31.0	32
AC50	190	415	558	152	595	25	35.0	38

表 3.3 AISE Standard A-C Mill Motor 定格

ワタ番号	回転数 (rpm)	全閉 自冷形 トルク (kg-m)	温度上昇限度と出力 (kW)					二次特性		
			85°C 全閉 自冷形 1時間	80°C 保護形 自己通風 1時間	80°C 保護形 自己通風 連続	80°C 保護形 他力通風 連続	80°C 防滴形 他力通風 連続	二次 電圧 (V)	二次 電流 (A)	抵抗 (Ω)
AC 1	1,200	3.18	3.7	4.6	3.7	4.6	3.7	140	19	3.50
AC 2	1,200	6.36	7.5	9.4	7.5	9.4	7.5	195	26.5	3.50
AC 4	1,200	12.72	15	18.7	15	18.7	15	265	38	3.50
AC 8	1,200	25.45	30	37.5	30	37.5	30	250	75	1.75
AC12	1,200	38.17	45	56	45	56	45	300	92	1.75
AC18	900	74.68	67	84	67	84	67	260	162	0.875
AC25	900	103.73	95	119	95	119	95	305	190	0.875
AC30	900	123.78	110	138	110	138	110	340	207	0.875
AC40	720	206.67	150	187	150	187	150	275	335	0.437
AC50	720	256.82	190	238	190	238	190	310	375	0.437

- 注 1. 回転数は 60c/s である。
 2. 全閉自冷形のトルクは 100% 負荷の値を示す。
 3. 温度上昇限度は抵抗法である。
 4. 二次電圧の許容値は ±10%。
 5. 抵抗値は外部の二次素子抵抗値を示す

ワタ番号	kW	極数	電 動 機														軸		端	キ ー サイズ															
			A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	O	AB	AC	AD	AE	ベアリング No.				U	V	X	Y	Z	N-W	XE	XG	XY	UE	UK	ZF	UF	UG
AC 1	3.7	6	382	422	856	178	171	186	20	19	70	75	355	285	232	462	0	6210	44	70	75	30	65	112	25	130	12	18	6	50	12	3.5	12	4.5	67
AC 2	7.5	6	382	422	856	178	171	186	20	19	70	75	355	285	232	462	0	6210	44	70	75	30	65	112	25	130	12	18	6	50	12	3.5	12	4.5	67
AC 4	15	6	432	442	900	203	197	195	20	19	80	85	405	335	272	538	0	6310	44	70	75	30	65	112	25	143	12	18	6	50	12	3.5	12	4.5	67
AC 8	30	6	482	542	1,074	229	216	239	25	22	82	85	442	420	328	648	25	NJ214	64	95	102	35	82	142	38	156	12	22	6	67	18	6	18	6	95
AC12	45	6	532	578	1,148	254	241	257	32	22	88	95	512	448	355	702	25	NJ214	64	95	102	35	82	142	38	175	12	22	6	67	18	6	18	6	95
AC18	67	8	660	730	1,406	318	298	327	32	29	125	130	622	545	430	875	52	NJ210	82	108	115	41	108	161	40	215	12	28	6	105	24	8	24	8	108
AC25	95	8	762	850	1,632	368	343	387	32	33	125	130	728	598	482	978	90	NJ219	92	121	128	44	115	177	65	252	12	32	6	110	24	8	24	8	108
AC30	110	8	762	850	1,632	368	343	387	32	33	125	130	728	598	482	978	90	NJ219	92	121	128	44	115	177	65	252	12	32	6	110	24	8	24	8	108
AC40	150	10	890	988	1,844	432	400	449	38	36	125	152	855	660	545	1,105	115	NJ322	108	121	128	48	130	181	80	292	12	35	6	120	28	9	28	9	121
AC50	190	10	890	988	1,844	432	400	449	38	36	125	152	855	600	545	1,105	115	NJ322	108	121	128	48	130	181	80	292	12	35	6	120	28	9	28	9	121

する点、保護形で強制通風のものより異なっているだけである。

3.3 出力、極数

全閉自冷形の基本定格では 5 HP (3.7kW) から 250 HP (190 kW) まで 10 種類の出力に対するフレームの適用があり、その他の定格に対しても、おのおのの適用が表 3.2 に規定されている。

極数は 60 HP (45 kW) までは 6 極、90 HP (67 kW) から 150 HP (110 kW) までが 8 極、150 HP (110 kW) を越えるものは 10 極である。

3.4 電圧、周波数、および絶縁階級

440 V, 60 c/s, B 種絶縁と規定される。したがって、これ以外を指定する場合は適用外となる。

3.5 停動トルク

定格電圧、周波数において、全閉自冷形の基本定格の 325% 以上 425% 以内の範囲を規定している。

3.6 二次特性

二次電圧と二次電流および二次の外部そう入抵抗値を規定している。その際二次電圧については $\pm 10\%$ の裕度を認めている。

3.7 加速度

全閉自冷形の基本定格において、定格電圧、周波数のもとに無負荷運転で、100% 速度に達するのに、0.7 秒以内でなければならないことを規定している。

3.8 過速度耐力

最高許容回転数は定格速度の 200% であることを規定している。

3.9 形式変更

電動機は内部構造を変更しないで全閉自冷形、自己通風形、他力通風形の、いずれでも使用可能であること、および、負荷側ブラケットは 90° 回転可能な構造であることを規定している。

3.10 詳細事項

下記にあげるような規定事項がある。

(1) 電動機は堅固な構造であって、急しゅんな負荷に耐えられること。

(2) つり耳は鋳造、溶接、またはボルト締めとし、耳の頂上“O”寸法に、横方向では“A”寸法以内にはいること。

(3) 端子箱のリード引込口は図 5.3 のごとく、メクラ板をボルト締めする構造であること。また、左右上下にも回転できる構造とすること。

4. 各種規格の比較

クレーン用電動機として使用される代表的な規格の一部を比較しまとめて見ると、表 4.1 のようになる。

表からわかるように、AISE 規格は、他の規格に比べて相当異なった点がみうけられる。すなわち

(1) 形式

各規格とも全閉形を採用しているが、AISE 規格は一つの電動機で、全閉自冷形、保護形、閉鎖形の自己通風形、および閉鎖形の他力通風形と 4 種類の形式変更が可能であるという、利点を持っている。他の規格ではそのような形式変更は簡単にできない。

形式と時間定格の関係で、AISE 規格は、全閉形においては、60 分定格であるのに対して、DIN 規格では、全閉形で連続定格が可能のように、外扇ファン付きの構造になっている。

将来、クレーン用電動機は、使用時間が過酷になり、連続定格の要求が強くなる傾向が予測されるので、DIN 規格のような外扇形の採用も十分考えられる。

表 4.1 各種規格の比較

規格名	形式	出力 HP および kW	極数	時間定格	停動 トルク %	絶縁 階級	外形寸法
AISE	全閉自冷形 保護形 閉鎖形	5 HP 250 HP	6 8 10	60 分 連続または 60 分	325~425	B	AISE No. 1-A
JEM	全閉自冷形	2 kW 150 kW	6 8 10	30 分 または 60 分	225 以上	とくに 指定なし	JEM 1066
NEMA	全閉自冷形 および 開放形	$1\frac{1}{2}$ HP 150 HP	4 6 8	30 分 または 60 分	275 以上	A または B	NEMA MG1-3029
DIN	全閉外扇形	5.5 kW 135 kW	4 6 8 10	25% ED 40% “ 60% “ 100% “	40% ED において 250%	指定なし	DIN-42681

(2) 停動トルク

JEC-37 の誘導機の規格では 175% 以上、また JEM 1065 クレーン用電動機は 225% 以上であり、NEMA のクレーン用電動機でも 275% とされている。これから考えれば AISE 規格の電動機は、出力的に相当余裕をもった電動機ということができる。

5. 特長および構造一般



図 5.1 ME 形 クレーン 用三相誘導電動機外観
Fig. 5.1 Type ME crane motor.

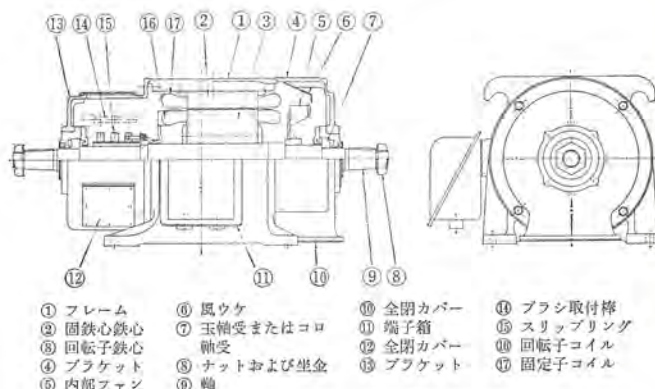


図 5.2 ME 形 クレーン 用三相誘導電動機構造断面
Fig. 5.2 Cross section 3 phase induction crane motor.

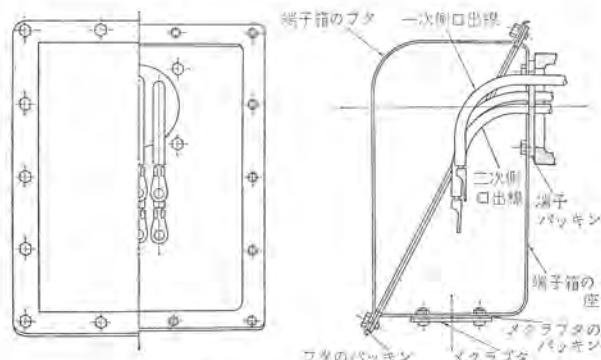


図 5.3 端子箱構造
Fig. 5.3 Construction of terminal box.

当社では、この AISE No. 1-A 規格に従った電動機の形名を次のようにまとめている。

- ME 形 全閉自冷形三相誘導電動機
- MA 形 開放保護形三相誘導電動機
- MA-FV 形 開放他力通風形三相誘導電動機

図 5.1 に ME 形電動機の外観写真を示す。図 5.2 は ME 形の構造断面図であり、図 5.3 は端子箱構造図である。以下このモートルの特長を示す。

5.1 形式の変更が簡単

3.9 節で述べているような形式変更が可能である。

5.2 屋外形構造

全閉形で使用するとき、屋外形構造になるように設計した。屋外形の指定は、AISE 規格には規定されていないが、クレーン用という用途から考えてとくに採用したものである。

5.3 固定子および回転子

フレームおよびブラケットは鋳鉄製であるが、一般電動機に比べ肉厚を厚くし、また、補強リブを入れるなどの機械的強度を十分とった設計を取り入れている。なお、フレームのつり耳は鋳鉄製であるので、安全率の点で、形状、寸法上、とくに余裕のあるものにしてある。また、回転子部は 200% の過速度にも十分耐えうるよう考慮を払っている。

5.4 取付寸法および内部構造

フレーム取付足の中心は電動機の全長 (C 寸法) の 1/2 になっているので据え付けに便利であり、また、端子箱の方向に関する問題が不要になる。

内部構造は図 5.2 の断面図でもわかるように、鉄心の中心はフレームの中心より負荷側にずれている。これは電動機が、電動機全長の中心になるように、集電環の反対側に鉄心をずらしたためである。

5.5 軸端寸法

負荷側と集電環側の軸端寸法がまったく同一であるので、負荷をどちらの軸端に直結しても支障がない。

5.6 ベアリング

ワッ 番 AC4 までは玉軸受の指定であり、そのうち、AC1 および AC2 は 62 形、AC4 は 63 形になっている。また AC8 以上は NJ 形の コロ 軸受の指定であり、そのうち AC8 より AC30 までは 200 番形、そして AC40 と AC50 は 300 番形になっている。なお、玉軸受またはコロ 軸受は機能上左右同一サイズになっている。

5.7 集電環部

集電環部は規定に定められた二次電圧、二次電流に対してはもちろんのこと、ブラッキング または回生制動時の二次電圧上昇に対しても十分な絶縁耐力を有している。

カーボンブラシの寸法は AISE 規格に規定されていないが、参考のためにあげれば表 5.1 のようなものである。

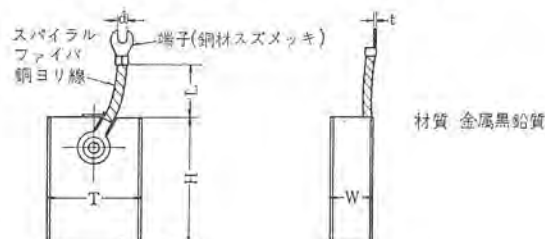
5.8 端子箱

端子箱は図 5.3 に示すように鋼板製であり、防水構造になっている。またリード引込口の電動機中心からと、据付面からの相対位置が規定してあるので、電線管の配管などに非常に好都合である。

5.9 内部ファン

内部ファンは、自己通風形に形式変更された場合は、冷却ファンともなることができ、また全閉自冷形の場合は内部空気をカハ

表 5.1 使用カーボンブラシ寸法



ブラシ種類	ブラシ寸法			接 続 ヒ モ		端 子		ブラシの使用回数
	T	W	H	L	索線数/索線径	本数	d	
AC1~4 用	20	10	40	80	7/100/0.08	1	0.8	6
AC8~18 用	40	20	60	100	19/94/0.10	1	1	7
AC25 30 用	50	25	60	100	19/67/0.10	2	1	7
AC40 50 用	50	25	60	100	19/67/0.10	2	1	7

して温度分布を均一化させるのに役立つものである。

5.10 電気的特性および絶縁

停動トルクが 325% から 425% までという狭い範囲に規定されていると同時に、二次電圧の規制もあるので、結線、巻線方法および一次、二次の適当な巻数比の選択など設計上に考慮を払った。

また、絶縁は完全 B 種絶縁を採用し、コイルは固定子、回転子ともにポリエステル電線を使用し、特殊熱硬化性ウニス処理をして耐熱性、耐湿性の向上を計っている。

6. 試験結果

今回製作した電動機は 7.5kW、45kW、67kW、95kW の 4 機種であった。その試験結果をまとめると、特性値は表 6.1、温度試験の値は表 6.2、また各形式による温度上昇の傾向は図 6.1 のようである。

このデータからわかるように停動トルクは規格値のほぼ平均値におさまリ、規格で指定している 325% を十分保証しうるものである。また二次電圧についても規定値の $\pm 10\%$ 以内におさま

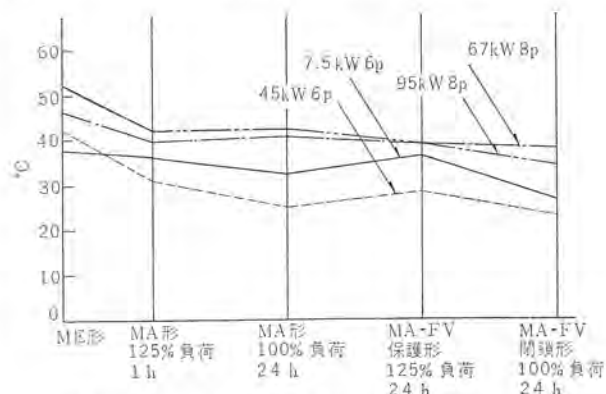


図 6.1 各形式による固定子コイルの温度上昇の傾向
Fig. 6.1 Trend of temperature rise with stator coils of various types.

表 6.1 特性の一例

出力 (kW)	極数	電圧 (V)	周波数 (c/s)	全 負 荷 特 性				無負荷電流 (A)	停 動 トルク (%)	二 次 電 圧 (V)
				電 流 (A)	効 率 (%)	力 率 (%)	スベリ (%)			
7.5	6	440	60	15.4	89.8	71.4	3.0	9.6	360	191
45	6	440	60	81.8	93.1	77.5	2.1	43.1	340	310
67	8	440	60	116.1	93.7	80.7	2.5	54.8	330	256
95	8	440	60	160.8	93.8	82.6	2.1	73	345	295

表 6.2 温度特性の一例 (440 V/60 c/s)

注: コイルは抵抗法測定値である

形 式	出 力 (kW)	極 数	負 荷 電 流 (A)	時 間 後	上 昇 温 度 (°C)					
					固 定 子		回 転 子		軸 受	
					コ イ ル	ワ ク	コ イ ル	スリップリング	負 荷 側	反 負 荷 側
ME 形 (全閉形)	7.5	6	15.7	1	37.5	26	36	24.5	16	20
MA 形 (保護形)	9.4		19.7	1	37	25	35.5	21	11	16
※ (※)	7.5		15.7	4	32.5	22.5	31.5	19	17	10.5
MA-FV 形 (※)	9.4		19.7	5	36	25	39.5	20	9.5	17
MA-FV 形 (閉鎖形)	7.5		15.7	5	27.5	20	28.5	17.0	8	14
ME 形 (全閉形)	45	6	82	1	42	29.5	46.5	32	24	22
MA 形 (保護形)	56		96	1	31.5	26.5	53	25.5	21.5	14.5
※ (※)	45		82	5	24.5	14.5	39	17	15	9.5
MA-FV 形 (※)	56		96	5	29.5	16.5	44	16	15	8.5
MA-FV 形 (閉鎖形)	45		82	5	24.5	14.5	39	17	15	9.5
ME 形 (全閉形)	67	8	114	1	46.5	29	47.5	35	22	25
MA 形 (保護形)	84		142.5	1	41	22.5	46.5	17	12.5	8.5
※ (※)	67		114	5	42.5	28	51.5	21	12.0	20
MA-FV 形 (※)	84		142.5	5	39.0	21	54.5	17.5	7	14
MA-FV 形 (閉鎖形)	67		114	5	29.5	16.5	38	15.5	7.5	12.5
ME 形 (全閉形)	95	8	164	1	52	28	69.5	38	18.5	19.0
MA 形 (保護形)	119		193	1	41.5	17	57.5	23	13.5	6.5
※ (※)	95		164	5	41.5	18	59	30.5	16.5	7.0
MA-FV 形 (※)	119		193	5	39.0	21	60	24.5	13.0	5.0
MA-FV 形 (閉鎖形)	95		164	5	36.5	19.5	52.5	19.5	13.5	6.0

ている。

温度上昇値は規定値よりかなり低いので、過負荷的な余裕を十分もっている。

加速度試験は規定値の 0.7 秒を下まわる 0.6 秒以内の良好な結果を得ている。

7. 今後の問題点

(1) AISE 規格では 440 V, 60 c/s の仕様で特性値が決められているので、もしわが国で採用するならば 50 c/s の場合についても当然考慮する必要が生じてくる。この場合には適当な関係機関や使用者側および メーカー などにより協議して決めるべきであり、今後種々の問題を含んでいるものである。

(2) クリーン 用という性格上、全閉自冷形では屋外にも使用される ケース が多いので、屋外あるいは防水形についてもあわせて

考慮すべきではないかと思う。

8. む す び

今回、当社で顧客のご要望に従い AISE 規格に準拠したクリーン用電動機を製作する機会を得たのであるが、この電動機は、以上述べたように、従来の JEM 規格 クリーン 用電動機に比べていろいろな特色を有している。したがって、これがわが国のクリーン用電動機の標準形式として全面的に採用されるべきかについては使用者側、メーカー、その他関係部門の間で慎重な検討を必要とするものと思う。

また、この AISE No. 1-A 規格は クリーン 用電動機として特色ある規格であるが、発令されて日も浅く、比較的わが国にもなじみが少ないので、この規格に準拠した電動機を製作した機会に内容をご紹介します、関係方々のご参考に供したいと思うのである。

EBA 形電磁ブレーキ

三 富 孜*

Type EBA Electromagnetic Brakes

Nagoya Works Tsutomu MITOMI

Electromagnetic brakes are jointly used with electromagnetic clutches for many kinds of machines to play vital part in their automatic operation and improvement of efficiency. Because of their quick operation and capability of remote control through electric switches. The recent progress in the technological field demands high speed and highly efficient operation of machines, which spurs the tendency of asking for electromagnetic brakes of much higher performance. Type EBA brakes are electromagnetic units of DC, dry type, single disk and magnetic actuation built for meeting the above requirements. They are possessed of a number of excellent features, of which quick response, endurance for highly frequent operations and free from adjustment for wear stand out. This article describes the construction, performance and talking points of the type EBA electromagnetic brake.

1. ま え が き

電磁ブレーキは電氣的スイッチ一つで簡単にしかも迅速に動作し、また遠隔操作ができるなどのために、電磁クラッチと併用し、工作機械や各種産業機械に多数採用され、その自動化、能率化に大きな役割を果たしている。さらに最近では切削工具の進歩、生産技術の向上および制御技術の飛躍的進歩とあいまって、機械はますます高速化、高能率化の傾向にある。

これらの高速化、高能率化が進むにつれて、機械の急速停止、寸動などの動作を正確に行ない、しかも高ひん度、高エネルギーの使用に耐え、かつ保守、調整が容易な電磁ブレーキの要求がしだいに多くなってきている。

EBA形はこれらの目的を達成するために製作された直流、乾式、単板形の電磁ブレーキで、応答速度が早い、高ひん度に耐える、摩擦調整が不要であるなどのほかに幾多のすぐれた特長を有している。

当社では従来から湿式電磁ブレーキとしてHB形、モートルとカップルするものとして乾式のAD形、DD形を製作しているが、AD形、DD形がスプリング制動式の安全ブレーキであるのに対して、EBA形はHB形と同じく、電流を入れることによりブレーキが働く励磁制動式のブレーキである。

今回EBA形電磁ブレーキの系列化が完成したのでその構造、性能、特長などについて概要を紹介する。図1.1はEBA-10形電磁ブレーキの外観を示す。



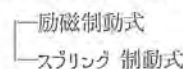
図 1.1 EBA-10 形 電 磁 ブレーキ
Fig. 1.1 Type EBA-10 magnetic brake.

2. 形 式

電磁ブレーキを構造的に分類すると次のようになる。



今日見られる電磁ブレーキのほとんどは摩擦式であり、これを制動方式により分類すると



に分けられるが、EBA形電磁ブレーキは乾式、円板形、単板、励磁制動式のブレーキである。

3. 構造と動作

3.1 構造

EBA形電磁ブレーキは図3.1に示すように、従来のブレーキに比べて非常に簡単な構造である。すなわち励磁コイルを内蔵したマグネット、マグネットに固定されたブレーキ板、ブレーキ板と摩擦して制動作用を行なうアマチュア、アマチュアを軸方向に摺動させトルクを伝達するスプラインハブ、アマチュアを解放し、かつギャップを一定に

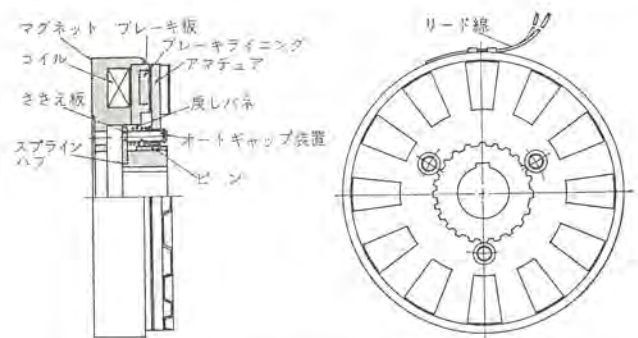


図 3.1 EBA 形 電 磁 ブレーキ 構造 図
Fig. 3.1 Constructional diagram of type EBA magnetic brake.

保つオートギャップ装置により構成されている。以下各部の機能について述べる。

(1) ブレーキ板はマグネットにネジにより固定されており、ブレーキ板には耐熱限度が高く、摩耗の少ないブレーキライニングが埋め込まれている。

このブレーキ板は磁路の一部を形成するとともに制動面になっている。すなわちアマチュアと金属同志の摩擦になることを考慮し、磁氣的にも、機械的にも十分吟味した材料を使用している。したがって金属部分の異常摩耗、焼付などの異常現象はまったく見られず、磁気特性も良好である。

また長期間の使用あるいは高ひん度、高エネルギーの使用によりブレーキ板が摩耗した場合には、ブレーキ板を簡単に取はずし交換できるよう考慮されている。

(2) アマチュアはスプラインハブにかみ合いトルクを伝達するとともにスプラインをガイドとして軸方向に摺動する。

このようにトルクの伝達はスプライン駆動方式であるため、動作が確実かつ正確でまた動作時および回転中の異常音はまったく発生しない。この点ピン駆動方式に比べて優位な点である。

またアマチュアには波形の放熱板が取り付けられており、制動によって発生する熱をすみやかに放熱するように考慮されている。したがって放熱効果がきわめてよく、高ひん度、高エネルギーに耐えこの種の単板式が多板式に比べてすぐれている点の一つである。

(3) 励磁コイルはスペースファクタおよび作業性を考慮し仮につで成形した後マグネットに入れ、絶縁とマグネットへの固着の目的でエポキシ樹脂を注入し固着している。

(4) このブレーキにはギャップを一定に保つオートギャップ装置があるが、これは一般に電磁石の吸引力はギャップが小さいほど大きく、ギャップが大きくなるにしたがい小さくなる傾向を示すが、このブレーキのように平板形電磁石の場合にはとくにその傾向が著しい。このためブレーキ板が摩耗し、ギャップが大きくなりある値以上になるとブレーキがかからなくなる。したがってブレーキ板が摩耗しても、常に一定のギャップを保つ必要がある。

オートギャップ装置はこの目的を果すもので円周上等間隔に取り付けられた3本のピンに特殊なスライディングがはめ込まれており、ブレーキ板の摩耗した分だけ前方に進み、たえず一定のギャップを保つ機構になっている。

したがってギャップが常に一定に保てるので、動作時間のバラツキを小さくすることができ、また従来のスプリング制動式に見られるような摩耗調整はまったく不要である。

(5) 乾式ブレーキにおいてはしばしば制動時の異常音(鳴き)を発生することがあるが、このブレーキはライニングの材質、および機構的に十分検討し設計されているので、その心配はまったくない。

3.2 動作

励磁コイルに直流24Vを通電すると、スプラインハブとともに回転しているアマチュアはブレーキ板に吸引され、摩擦トルクを発生し負荷の急停止が行なわれる。

電流を切るとピンに取り付けられた戻しバネによりアマチュアはすみやかにもとの位置に戻り、トルクは消滅しブレーキは解放される。

4. 仕様

仕様一覧表を表4.1に示す。(図4.1参照)

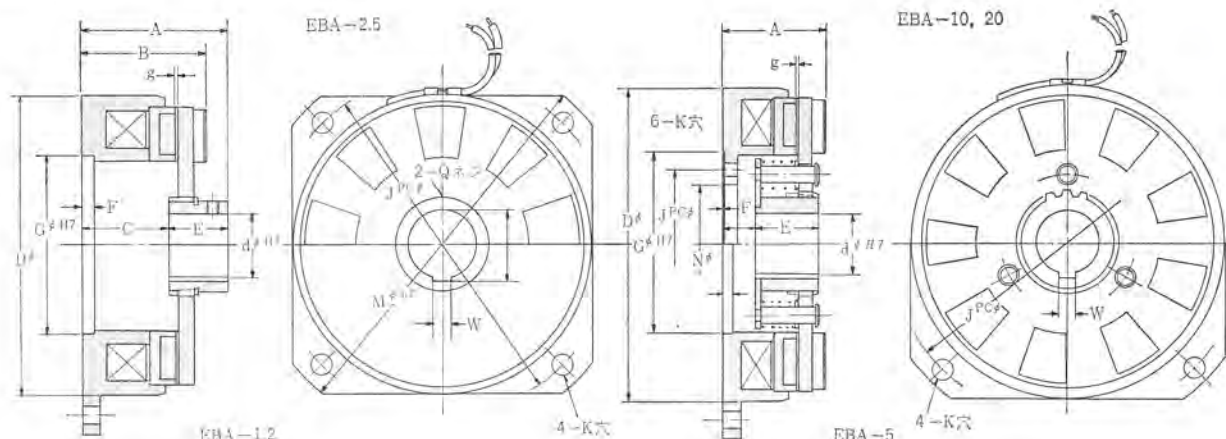
トルクのとび幅は、湿式電磁クラッチのJIS-B-1403(1965)に準じている。

定格トルクは動摩擦トルクが乾式単板の場合あとに述べるよう

表4.1 EBA形電磁ブレーキ仕様

電圧DC 24V(単位mm)

形名	EBA-1.2	EBA-2.5	EBA-5	EBA-10	EBA-20
静摩擦トルク(kg-m)	1.2	2.5	5	10	20
入力(W)	13	15	23	30	40
電圧(DCV)	24	24	24	24	24
外形寸法	dφ	15	20	30	40
	Dφ	96	120	152	190
	A	54	56	46.8	56
	B	38.8	44.8	—	—
	C	29	31	15.6	20.8
	E	25	25	30	40
	F	4	4	4	2
	G	50	72	88	108
	g	0.8	0.8	0.8	1.0
	J	115	138	172	85
	K	6.6	6.6	9	9
	M	130	154	192	—
	N	—	—	—	66
	Q	6	6	—	—
	T	17.5	22.5	33.5	39
キー	W	5	5	7	10
	回転部GD ² (kg-m ²)	0.0012	0.0026	0.0098	0.023
全重量(kg)	1.5	2.4	4.2	7.0	12.5





(左から EBA-1.2, -2.5, -5, -10, -20 形)

図 4.1 EBA 形 電 磁 ブレーキ
Fig. 4.1 Type EBA magnetic brake.

に回転数により変化するため、静摩擦 トルク で表示している。

5. 性 能

乾式電磁 ブレーキ の性能としては、応答の早いこと、トルク の制御性のよいことなどがあるが、使用に際してはこれらの性能をよく知る必要がある。

EBA 形電磁 ブレーキ の諸性能について、湿式の場合と比較しながら説明する。

5.1 摩擦トルク

図 5.1 は制動時の オシロ の一例であるが、電流の増加状況、摩擦 トルク の立上り状況、回転数の減少状況などを明示している。

スイッチを入れると、電流はコイル の抵抗分と インダクタンスによって定まる時定数にしたがって増加する。摩擦 トルク は磁氣的、機械的要因のためにやや遅れて発生し、電流の増加とともに急激に立上り、一定値となって制動を完了する。

この電流を入れてから摩擦 トルク が発生するまでの時間をアマチュア 吸引時間と呼んでいる。

図 5.2 に湿式多板式の電磁 ブレーキ (図 5.3 参照) HB-5 形と EBA-5 形との トルク 特性の比較を示すが、摩擦 トルク の立上りは湿式 ブレーキ では潤滑油の介在のために、比較的なめらかに増加するのに対して、乾式の場合はきわめて急速に増加し、応答を早める一因となっている。



図 5.1 摩擦トルク特性オシロ
Fig. 5.1 Friction-torque characteristic oscillogram.

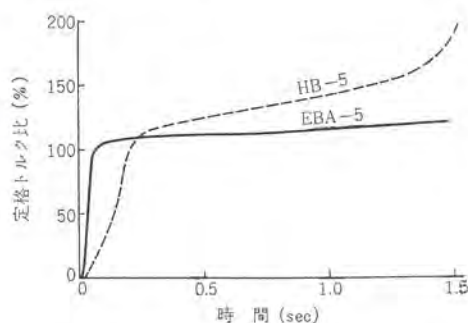


図 5.2 摩擦トルク特性の比較
Fig. 5.2 Comparison of friction torque of type EBA-5 and type HB-5 brake.

また湿式では負荷が停止に近づく と トルク が増大するが、乾式ではだいたい同じ値となっている。これは湿式と乾式では潤滑油の影響により摩擦のメカニズムが異なるためである。

励磁制動式のブレーキでは、スプリング制動式ブレーキが機械的にトルクを調整するのに対して、電圧調整により電氣的に制御できる特長がある。

図 5.4 に、静摩擦 トルク-電圧特性を示すが、トルクは電圧の増加に伴って定格電圧付近までは、ほぼ直線的に変化し、しだいに飽和する。この特性を利用し制動時間を任意に調整することができる。

ただし電圧が定格電圧より低くなるにしたがってアマチュア 吸引時間が長くなるので注意を要する。

また動摩擦 トルク は制動時間を算出するうえに最も重要であるが、乾式単板形の特長としてライニング摩擦面のすべり速度により変化する。

図 5.5 に各機種種の動摩擦 トルク-回転数特性を示すが、動摩擦 トルク は回転数の増加とともに低下する傾向を有している。

この動摩擦 トルク 特性はブレーキ 選定の際十分考慮しなければ



図 5.3 EBA 形 と HB 形 の 比 較
Fig. 5.3 Comparison between type EBA and type HB.

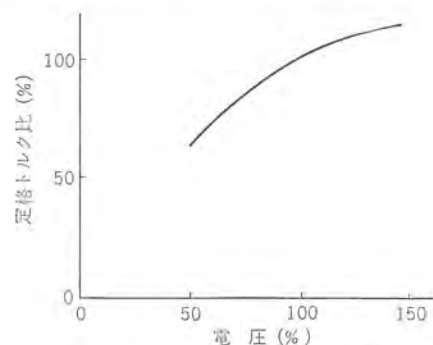


図 5.4 トルク-電圧特性
Fig. 5.4 Torque-voltage characteristic.

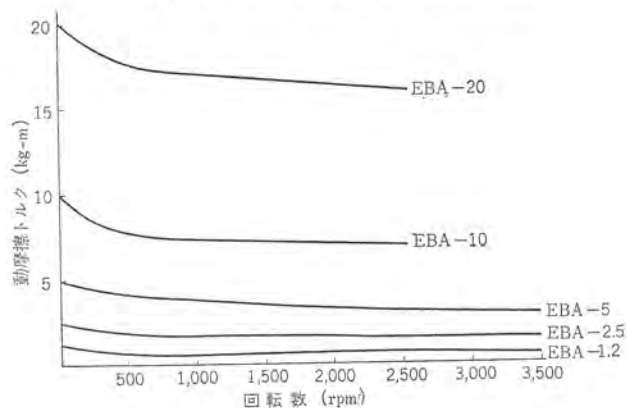


図 5.5 動摩擦トルク特性
Fig. 5.5 Dynamic friction torque characteristics.

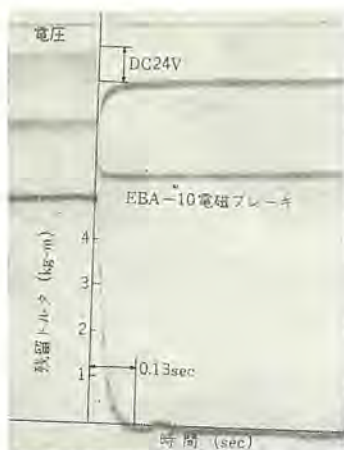


図 5.6 残留トルク特性 オシロ
Fig. 5.6 Residual torque characteristic oscillogram.

ならない事項である。

5.2 残留トルク

電流を切ってからトルクが消滅するまでの過渡的トルクを、残留トルクと呼んでいるが、これはブレーキの“切れ”に影響するもので、電磁クラッチと併用する場合などに問題になり電流 off 後、すみやかに消滅することが望ましい。一般に乾式の場合にはこの値は湿式に比べて小さいが、この種の摩擦面が磁路の一部となるブレーキでは残留磁気などのために残留トルクが大きくなりやすい。EBA 形ブレーキでは磁氣的、構造的に十分考慮し設計されているため図 5.6 のオシロに示すように、電流 off 後トルクはきわめて急激に減衰し消滅している。

電流を切ってからトルクの消滅するまでの時間をトルク消滅時間と呼び、残留トルク比較の目安としている。

図 5.7 に HB 形との残留トルク特性の比較を示す。湿式に比べてきわめて小さく、ブレーキの“切れ”がいかによいかわかる。また、湿式の場合に見られる空転トルクはまったくなく、したがって空転中の発熱もなく乾式ブレーキの特長の一つとなっている。

5.3 動作特性

電磁ブレーキの動作特性としては 5.1 節で述べたアマチュア吸引時間、電流を入れてからトルクが定格トルクの 80% になるまでのトルク立上り時間、5.2 節で述べたトルク消滅時間が重要である。

トルク立上り時間は制動時間算定の目安となりまた負荷が小さく、トルク立上り完了前に制動が完了する場合の平均トルク算出に必要である。

一般に乾式ブレーキでは各動作時間はきわめて早く、したがって早い応答を要求される制御系にはこの種の乾式ブレーキが使用される。

表 5.1 に各機種別に一定の試験条件のもとに測定した結果を示す。このように各値は非常に小さく、一般の使用の場合には問題ないがとくに高精度を要求される定位置停止、位置決めなどの用途に対してはアマチュア吸引時間、トルク立上り時間をさらに早くし制動時間を短くしその変動を小さくすることもできる。

この方法としてはコイルに直列抵抗あるいはランプを入れ、コイルの時定数を小さくし、電流の立上りを早くする方法、コンデンサをそう入する方法、過電圧励磁の方法などがあるが、過電圧励磁の一例を示す。

EBA 形電磁ブレーキ・三富

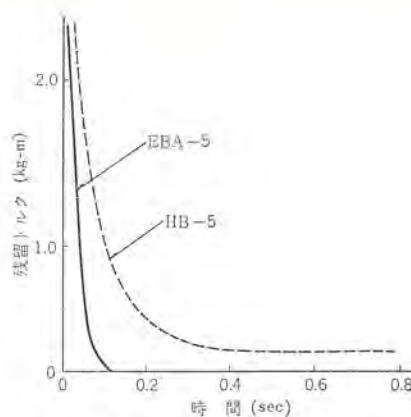


図 5.7 残留トルク特性の比較 (静的)
Fig. 5.7 Comparison of residual torque characteristics.

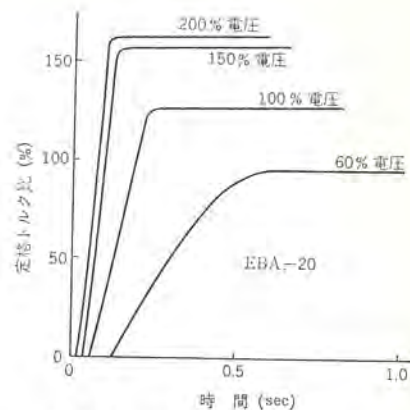


図 5.8 過電圧励磁の場合のトルク立上り状況
Fig. 5.8 Build-up torque for applying overvoltage.

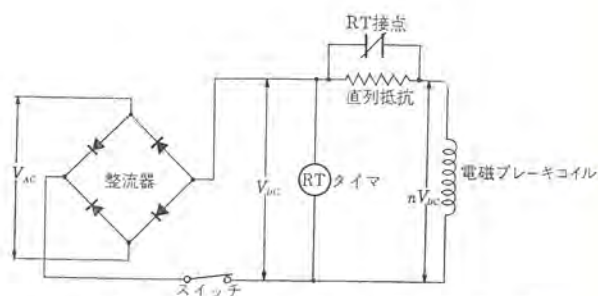


図 5.9 瞬時過電圧励磁回路
Fig. 5.9 Circuit for applying momentary overvoltage.

表 5.1 動作時間基準値

形 名	静摩擦トルク (kg-m)	アマチュア吸引時間 (sec)	トルク立上り時間 (sec)	トルク消滅時間 (sec)
EBA-1.2	1.2	0.02	0.04	0.05
- 2.5	2.5	0.03	0.07	0.08
- 5	5	0.04	0.09	0.13
-10	10	0.04	0.13	0.13
-20	20	0.06	0.17	0.15

表 5.2 過電圧励磁の場合の動作時間

電 圧	動作時間 (sec)	アマチュア吸引時間 (sec)	トルク立上り時間 (sec)
60 %		0.13	0.46
100 %		0.06	0.17
150 %		0.04	0.10
200 %		0.015	0.08

図 5.8 は EBA-20 形の電圧をパラメータとしたトルク立上り状況、表 5.2 はその動作時間を示したものであるが 200% 電圧ではきわめて小さな値となっている。

図 5.9 はその回路図を示す。

5.4 寿命

EBA 形電磁ブレーキは多くの機種について寿命試験を実施しているが、EBA-1, 2 形の例を示す。

試験条件：負荷 $GD^2=0.2 \text{ kg-m}^2$

回転数=1,800 rpm

停止ひん度=180 回/h

上記条件において 50 万回の寿命試験を完了したが、金属同志の摩擦面も正常に摩耗しており、異常は認められなかった。この

ブレーキは乾式状態で制動するため、湿式に比較してライニングの摩耗はさけられないが、摩耗は負荷の制動エネルギーすなわち負荷の GD^2 、回転数の関数でありこれらの値が小さい場合には 100 万回以上の寿命が期待できる。

6. 特 長

(1) 小形、軽量である。

従来の交流電磁ブレーキに比べて、構造が簡単であり、きわめて小形である。

(2) 応答速度が早い。

トルクの立上りが早いので、応答速度を早くすることができる。

(3) 空転トルクがまったくなく、残留トルクが小さい。

乾式、単板形であるから、空転トルクはまったくなく、残留トルクもきわめて小さい。

(4) 摩耗調整が不要である。

ライニングが摩耗しても常に一定のギャップを保つオートギャップ装置付であるから、摩耗調整の必要がない。

(5) トルク調整可能

励磁コイルに直列抵抗を入れ励磁電流を変えることにより、制動トルクを調整できる。

(6) 有効な放熱性

制動によって発生する熱をすみやかに外部に放散するように考慮されているから、放熱効果がよく、高ひん度の使用に耐え、負荷が小さい場合には 20 回/min のひん度に耐える。

(7) 動作が確実かつ静粛である。

トルクの伝達はスプライン駆動方式であるから、動作が確実であり、また動作時および回転中の異常音はまったくなく、静かな運転ができる。

(8) ライニングの交換可能

長期間の使用によりブレーキ板が摩耗した場合には、ライニング部分を交換することにより、ブレーキを簡単に更新することができる。

(9) 潤滑の必要がなく簡単に使用できる。

7. ブレーキモートルへの応用

EBA 形電磁ブレーキは前述のように、多くのすぐれた性能、特長を有しているため、単独で機械に装置されるほかに、モートルに取り付けてブレーキモートルとしても利用できる。とくに工作機用などのように高ひん度を要求される用途に対しては最適であり、ブレーキモートルとしても各方面に多数採用され、大きな成果をあげている。

EBA 形電磁ブレーキを当社 SB-A 形モートルに取り付けた外観を図 7.1 に、カバーをはずしたところを図 7.2 に示す。またその構造図および AD 形（交流電磁ブレーキ）との外形比較を図 7.3 に示すが、軸方向長さが AD 形に比べてきわめて小さく、コンパクトな形になっている。

EBA 形、AD 形ブレーキモートルを構造、性能などの点での比較を表 7.1 に示す。このほかにも EBA 形は AD 形のようにリンク機構が簡単であるために、故障の可能性も少なく、取り扱いが簡単であるなどの特長もある。

8. む す び

以上今回完成した EBA 形電磁ブレーキの概要について紹介し



図 7.1 EBA 形ブレーキ付モートル外観（カバー付）
Fig. 7.1 External view of brake motor attached with type EBA magnetic brake (with cover).



図 7.2 EBA 形ブレーキ付モートル外観（カバーなし）
Fig. 7.2 External view of brake motor attached with type EBA magnetic brake (without cover).

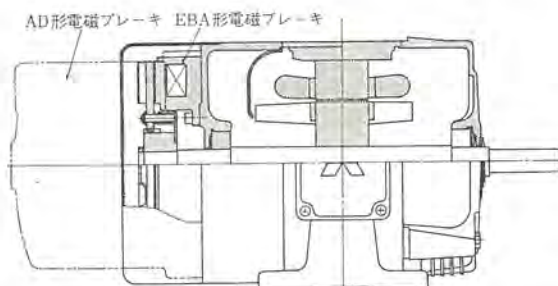


図 7.3 EBA 形ブレーキ付モートル構造図および外形比較
Fig. 7.3 Constructional diagram of brake motor attached with type EBA magnetic brake and comparison of outlines.

表 7.1 EBA 形、AD 形ブレーキモートルの比較

	EBA 形	AD 形
電 源	直 流 24 V	交 流 220 V, 50/60 c/s
制 動 形 式	励磁制動式 (安全ブレーキとならない)	スプリング制動式 (安全ブレーキとなる)
軸 方 向 寸 法	きわめて小さい (ブレーキ部 AD ブレーキの約 1/2)	大 き い
外 径	モートル外径とだいたい同じ	小 さ い
ト ル ク 調 整	電圧制御によりトルク調整ができる	スプリングを調整する
制動エネルギー	高ひん度、高エネルギー用	一 般 用
摩 耗 調 整	不 要	要
手 動 解 放	電 気 的	機 械 的

たが、多くのすぐれた性能、特長を有しているので、各種用途に利用できる。たとえば旋盤軸の急停止用、フライス盤テーブル送りの位置決め用、ナライ装置用コンベヤの定位置停止用などその応用範囲はきわめて広いが、EBA 形電磁ブレーキの性能、特長を活かして使用し、その機能を十分発揮することにより日進月歩する各種機械の合理化、および生産性の向上に大いに寄与するものと信ずる。

なお、今回は EBA 形電磁ブレーキの概略的な紹介に止まったが、ブレーキの選定、応用例については別の機会に述べたい。

ED75 形交流機関車用 SCR 制御装置

三 橋 英 一*

SCR Control Equipment for Type ED75 AC Electric Locomotives

Itami Works Eiichi MITSUHASHI

SCR control equipment to be used for AC locomotives type ED75 to run on the Japanese National Railways has been brought to completion by Mitsubishi. This equipment, possessed of performance to perform arcless tap changing and continuous phase control of the traction motor circuit with the maximum load current, 4,200 A and tap voltage, 96V, is aimed at replacing the Magamp now in use. It has advantages of lightweight in comparison with the Magamp, less impedance drop of the main circuit and better adhesion characteristic than the predecessor. Numerous tests conducted by the Japanese National Railways Research Laboratory have proved in success and furnished a number of valuable pieces of information for the SCR control of AC locomotives in future.

1. ま え が き

国鉄の東北方面に多数投入されている最新形式の ED75 形交流機関車では、磁気増幅器を用い低圧側無電弧 タップ 切換およびタップ間の連続制御を行なう方式が採用されているが、今回この磁気増幅器を大容量の SCR に置き換えることが行なわれた。

SCR 装置は磁気増幅器装置に比べて軽くなり、主回路のインダ

クタンスドロップも少なくなつて電圧変動率が改善され、再粘着特性が向上するなどの利点が考えられており、SCR 開発の急速な進展により実用化の可能性が著しく具体化してきたので、今回 ED75 形交流機関車にこの装置を仮設とう載して、車両用として本格的に試験試用されることになったものである。

試験車の性格上、SCR 装置は磁気増幅器用の制御方式と併設し、刃形スイッチを切り換えれば、ただちに従来どおりの磁気増幅器で運転できるように考慮してある。もちろん SCR 装置を使用する場合の運転扱いは、従来となら変わるところはない。

この SCR 装置は定格タップ間電圧 96 V、短時間負荷電流 4,200 A の主電動機回路を連続位相制御しうる能力を有しており、SCR は 1S20P の並列接続で任意の位相で同時点弧が可能である。また各素子の電流 バランス は、バランスの効果によりきわめて良好な状態に保たれている。

タップ 切換装置は、磁気増幅器の場合は交互進段方式を採用しているが、SCR 装置では SCR 数を少なくするために尺とり進段方式に切り換えるようにしてある。

SCR 多数個並列制御の採用にさきだち、各種の工場試験を行なつて貴重なデータを得るとともに、尺とり式 タップ 切換の場合の転流電流についても、いろいろ回路解析と測定を行なつたので

表 1.1 主 要 要 目

用 途	客 貨 両 用
電 気 方 式	単相交流 20kV 50c/s
機 関 車 方 式	シリコン整流器式
運転整備重量	67.2t
軸 配 置	B ₀ -B ₀
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 時間定格引張力	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 丸形 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 接 定 格	2,330 (冬季 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 接 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器選用
連 接 定 格	1,836 kW, 900 V 2,040 A
低圧タップ切換器	LTC1 形 電動カム軸 空気式
連 接 定 格	2,040 A, 回路電圧 AC 1,250 V
制 御 方 式	重連総括制御付、低圧タップ無電弧連続制御 昇降制御
ブレーキ方式	EL14AS 空気ブレーキ 手ブレーキ
補 機 方 式	変換方式
	入力側 単相 50c/s 400 V
	出力側 三相 50c/s 400 V
列車暖房方式	電 気 式

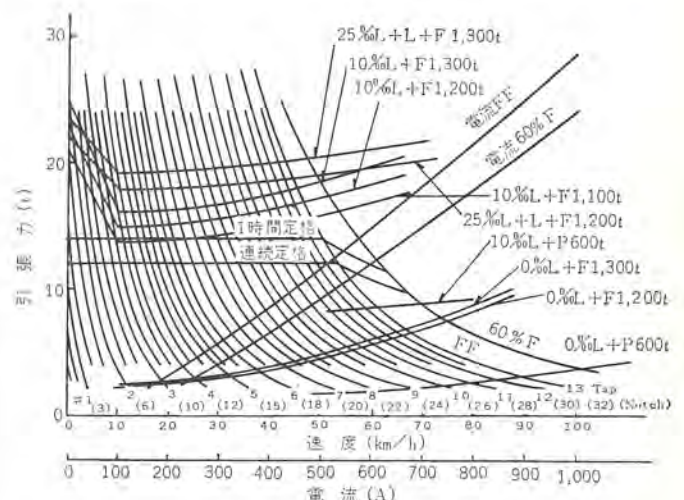


図 1.1 性能曲線
Fig. 1.1 Performance curves.

ED75 形機関車に用いた無電弧 タップ 切換ならびに ノッチレス 制御の方法と主要機器の説明に加えて、これらの概要を報告しご参考に供したいと思う。

なお、ED75 形交流機関車の主要要目を表 1.1 に、性能曲線を図 1.1 に示す。

2. 無電弧タップ切換とノッチレス制御

2.1 主回路

図 2.1 は主回路構成図で、図 2.2 は主 SCR を制御したときの電圧・電流の特性である。整流器 R_f が S_n タップに接続され、主 SCR がそれより一つ高い S_{n+1} タップに接続されており、主 SCR には ゲート 信号を与えず不導通の状態にあるものとする。

この状態では図 2.2 の点弧角 0 の点で見ると、負荷には S_n タップ 電圧に相当する直流電圧が加わり、負荷電流は下側 タ

ウの整流器側から供給されている。

次に主 SCR の点弧角を順次大きくすると、それに応じて主 SCR から電流が流れはじめ順次大きくなる。この動作特性は負荷電流を一定としたときの特性を示している。下側 タップのほうは、上側 タップの主 SCR の電流が増加するに従って減少してゆく。また、負荷電圧のほうは、主 SCR の制御位相角が増すに従い次第に増加し、最後には S_{n+1} タップの電圧に相当する直流電圧が加わる。

その後 タップ 切換器により、下側 タップの整流器を一つ上の主

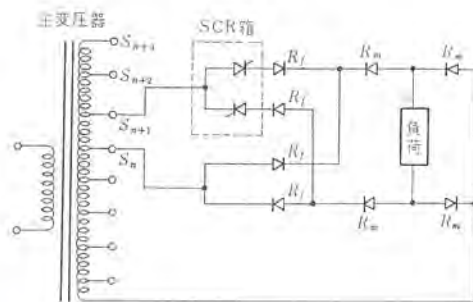


図 2.1 主回路構成図

Fig. 2.1 Block diagram of the main circuit.

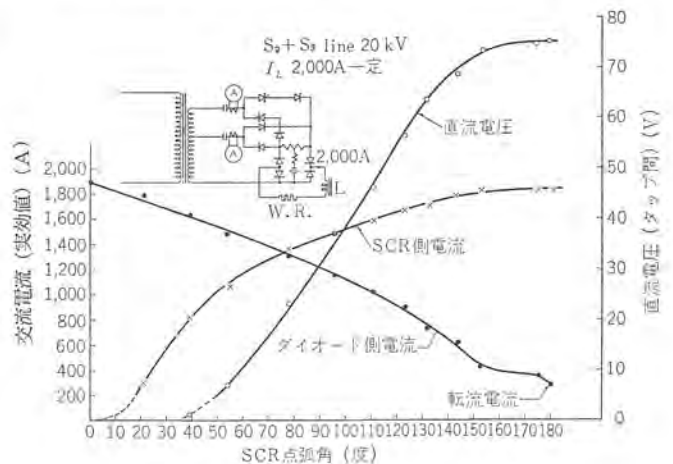


図 2.2 位相制御時の電圧電流特性曲線

Fig. 2.2 Characteristics curve of each voltage and current in phase shift control.

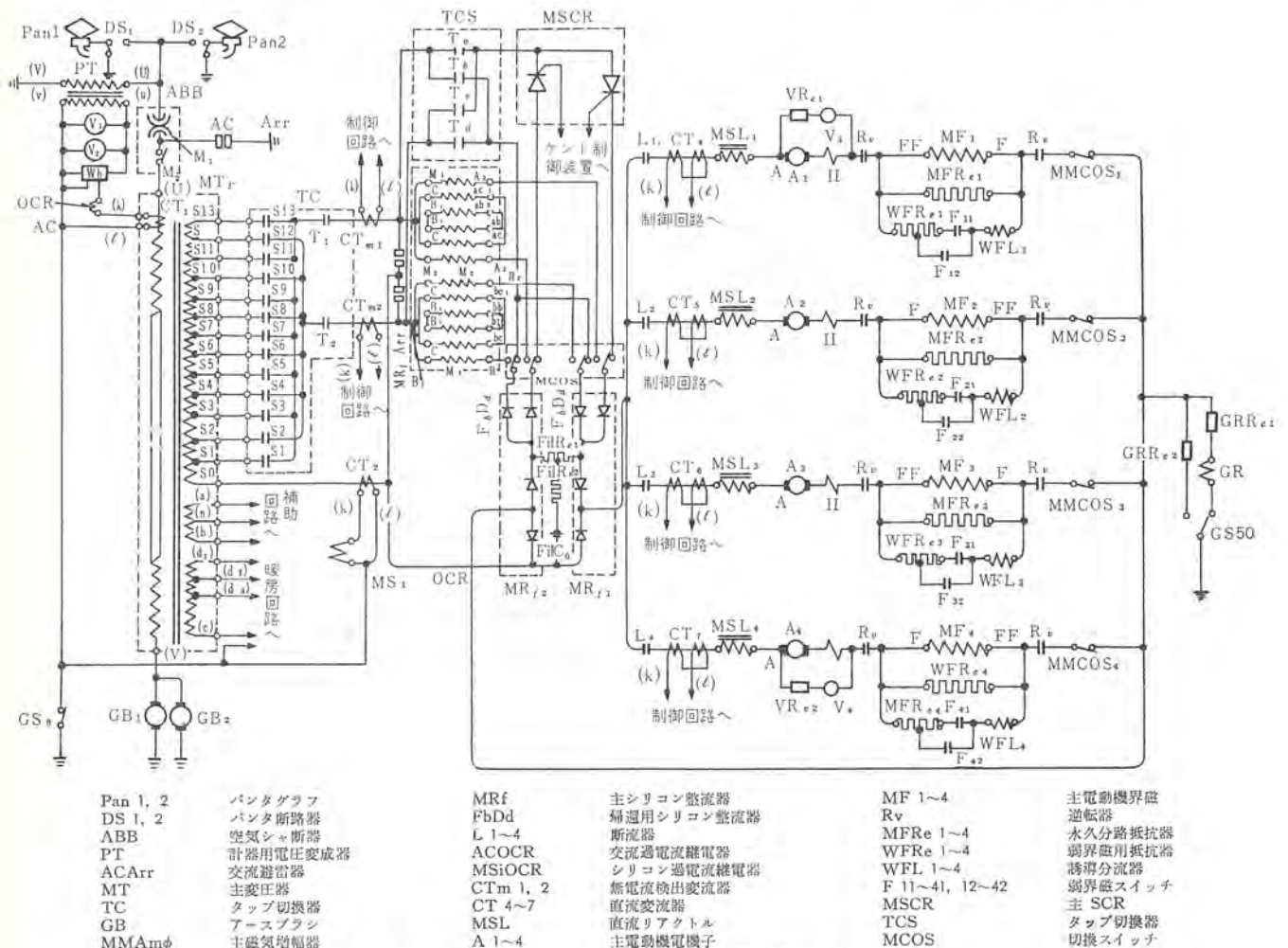


図 2.3 主回路ツナギ

Fig. 2.3 Main circuit diagram.

するまで タップ 移行が行なわれ
る。

一致したあとは MC からの
位相制御指令が位相制御器に与
えられ、高電位側にある SCR
装置により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-二-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い
るので、コウ 配起動のような微
細電圧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
ることが望ましく、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
るよう考慮してある。図 2.6,
2.7 にこの特性を示す。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
2.8 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
粘着特性はよいことが期待しうる。

3. 転流電流の大きさ

図 2.1 に示す状態において、上位の タップ につながれている
SCR 全位相点弧状態にした場合にも、ダイオード 側にいく分の電
流が流れる。これは重なり現象といわれているもので、整流時に

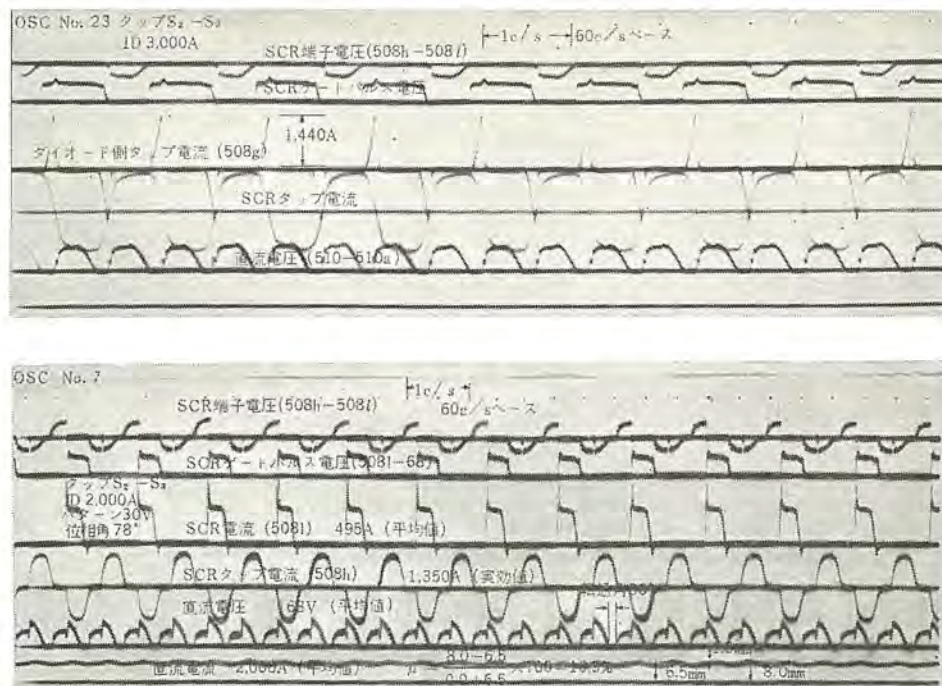


図 3.1 各部電圧電流実測オシログラム
Fig. 3.1 Actual wave forms of voltage and currents.

流れるものであり、おおよその大きさは表 3.1 で求められる。

ただし、電流を完全な直流と考えた場合である。

実測値は表 3.2 のとおりであった。

図 3.1 は高速形の オシログラム により波形を記録したものであ
る。OSC No. 23 の おろ に示すように、SCR には約 210° ほ
どの ゲートパルス が与えられて完全に導通状態にあるが、ダイオード
側にも電流が流れていることが記録されている。もちろん、この
電流は交流側電流の位相が変わる重なり期間中だけ流れるもので
あり、位相の中ほどにおいては、負荷電流はすべて SCR 側を流
れている。

タップ 切換器を上升させていくときに、T スイッチ でこの電流を
切り、無電弧切換にならないことが心配されていたが、工場試験
および現車試験の結果では電弧はまったく発生せず、理想的な無
電弧切換となることが確認された。ダイオード 側を流れていた電流
は、T スイッチ 接点の開きとともにすみやかに SCR 側に転流して
ゆくものと思われる。

無電流検出装置は、正弦波で 15 A 以上流れた場合は警報出力
を出す。転流電流のような鋭い波形の電流に対しては、波高値
は無視し、通流位相角度にのみ感ずるようになってあるので、転流
角が約 60° 以内であれば タップ 進段を阻止することはない。

表 3.1 転流電流の大きさ

インピーダンスと電圧の関係		電流波形	電流波高値
(1)	$\frac{x_2}{n_2} < \frac{x_1}{n_1}$ $\frac{n_2}{x_2'} < 2 \frac{n_1}{x_1'}$		$2ID \left(1 - \frac{n_1 x_2'}{n_2 x_1'} \right)$
(2)	$\frac{n_2}{x_2} < \frac{x_1}{n_1}$ $\frac{n_2}{x_2'} > 2 \frac{n_1}{x_1'}$		ID
(3)	$\frac{x_2}{n_2} > \frac{x_1}{n_1}$ $\frac{n_2}{x_2'} > 2 \frac{n_1}{x_1'}$		$2ID \left(1 - \frac{n_2 x_1'}{n_1 x_2'} \right)$
(4)	$\frac{x_2}{n_2} > \frac{x_1}{n_1}$ $\frac{n_2}{x_2'} < 2 \frac{n_1}{x_1'}$		ID
(5)	$\frac{x_2}{n_2} = \frac{x_1}{n_1}$		0

$$x_1 = \frac{n_1(n_1 + n_2)}{n_0^2} y_0 + y_1 \quad x_1' = \frac{n_1^2 + n_2^2 y_1 + z L_1}{n_0^2} y_0 + y_1$$

$$x_2 = \frac{n_2(n_1 + n_2)}{n_0^2} y_0 + y_2 \quad x_2' = \frac{n_2^2 + n_1^2 y_2 + z L_2}{n_0^2} y_0 + y_2$$

(参考)

変圧器(3巻線) 等価回路

$y_0 = y_0'$
 $y_1 = \frac{n_1^2}{n_0^2} y_1'$
 $y_2 = \frac{n_2^2}{n_0^2} y_2'$

表 3.2 転流電流の実測値

タップ位置	直 流 負 荷 電 流 (ID)				前記計算式に よる予測値
	500 A	1,000 A	2,000 A	3,000 A	
2		640 A (0.64)	1,160 A (0.58)	1,440 A (0.48)	(0.416)
4		640 A (0.64)	1,420 A (0.71)		(1.0)
12	320 A (0.64)	760 A (0.76)			(1.0)

注 () 内は $\frac{\text{ダイオード側電流波高値}}{\text{直流負荷電流値}}$ を示す。

4. SCR の並列制御

主 SCR の容量は 10% コウ配で繰返し 2 回起動を行なっても、十分耐えるように図 4.1 の電流条件を満足することが要求される。ここに多数の SCR の並列接続が必要となる。

大電流を並列に接続した SCR に分岐して流す場合、おのの SCR の順方向電圧降下が完全に同一でなければ電流の不均衡を生じ、電圧降下の少ない SCR には多くの電流が流れて、過負荷の状態となりやすい。さらに配線抵抗や接触抵抗の差もこれに加わってくることになる。並列につなぐ各素子に、あらかじめ順方向特性および ゲート 点弧特性の双方ともそろったものを選ぶことは、きわめて困難なことである。しかし SCR の場合も普通の整流素子の場合と同様に バランサ を設けて、たとえ特性のそろわない素子を並列につないでも強制的に負荷電流を平衡させる技術が開発されている。図 4.2 はこの原理を示したものである。

各 SCR には、結合 トランス 形の バランサ でリング 状に相互に連結しており、隣同志の間に電流の差があった場合、バランサ 内に電流が小さい側を増加させる方向に起電力が生ずるので、電流の不均衡は非常に少ない状態に保つことができる。また バランサ に発生する電圧を ダイオード を通して SCR の ゲート へ与える回路を設けてあり、これで全部の SCR の点弧をそろえさせる能力も備えている。

この バランサ は次のようにして求めることができる。

$$N \times A \times \Delta B = E_{max} \times t_{on} + K \Delta V f \times Tc$$

ここで

N ……コイル 巻数

A ……鉄心有効断面積

ΔB ……毎 サイクル の鉄心磁束の有効変化量

E_{max} ……SCR の両端にかかる最大電圧

t_{on} ……SCR の ターンオン 時間

K ……定 数

$\Delta V f$ ……SCR の順方向電圧降下の最大値

Tc ……電流の転流期間

したがって、バランサの大きさは SCR の特性をどの程度そろえ

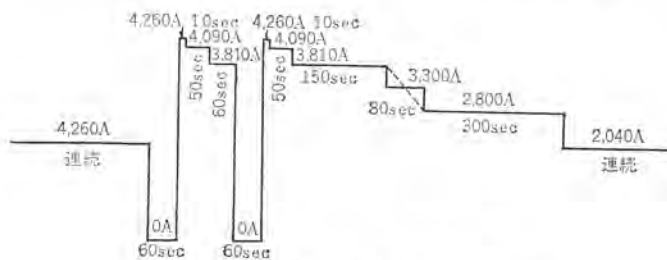


図 4.1 主 SCR に対する電流条件
Fig. 4.1 Current duty for the main SCR.

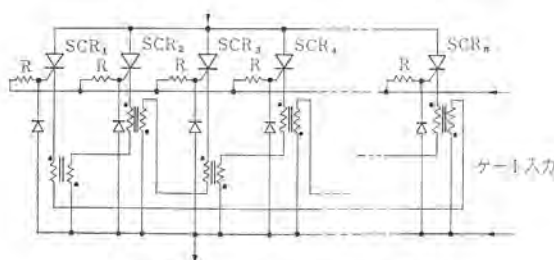


図 4.2 SCR の並列接続
Fig. 4.2 Paralled connection of SCR.

るか、あるいは、いっせいで点弧を行なわせるだけか、導通後の負荷電流の平衡も行なわせるかによって、大きさが決ってくる。

鉄心としては高導磁率系の巻鉄心を切断し、わずかの空気を設けたカットコアが適している。励磁電流を大きくすることなく、 ΔB を大きくとれるからである。

図 4.3 は 400 V, 20 A の SCR を 10 個並列接続し、電流 バランス を測定したときの SCR 部分の外観である。

図 4.4 は各枝路の電流 バランス の実測結果であり、バランサ の効果が大きいことがわかる。図 4.5 は 400 V, 100 A の SCR 素子を用い同様の試験を行なった実測結果で、点弧角 0°~180° の全域にわたって バランサ の効果のあることがわかる。

点弧の場合の代表的な波形を図 4.6 に示した。(a) (a') は点弧の遅い素子であり、(b) は速い素子の波形である。(b) において t_3 で素子は turn-on になり、このとき ゲート 回路抵抗が減少するために ゲートパルス 波形は小さくなっている。 t_3 の時点における現象は、バランサ を介して turn-on していない素子の ゲート

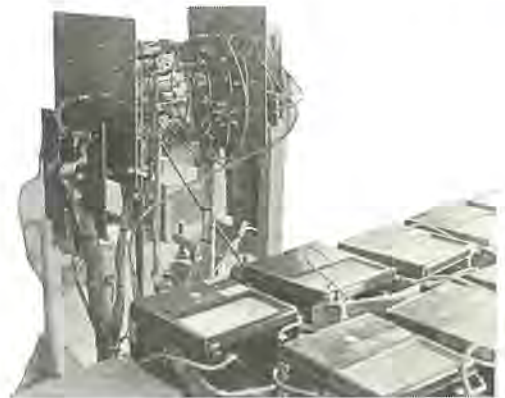


図 4.3 SCR 電流 の 測定
Fig. 4.3 Measurement of SCR current.

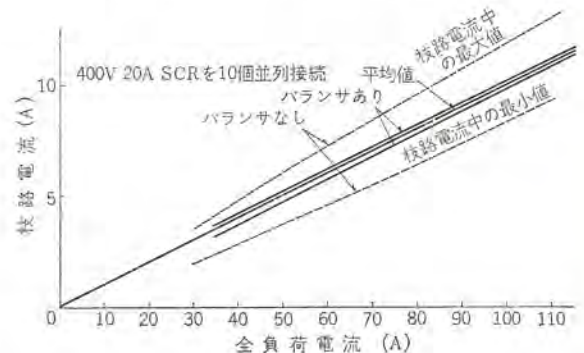


図 4.4 電流 バランス 特性 曲線
Fig. 4.4 Current balance characteristic curves.

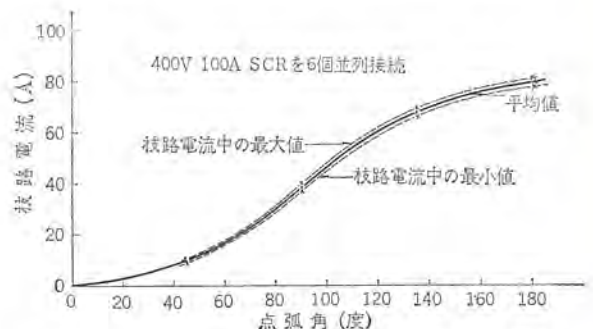


図 4.5 電流 バランス 特性 曲線 (点弧角を変化した場合)
Fig. 4.5 Current balance characteristic curves.

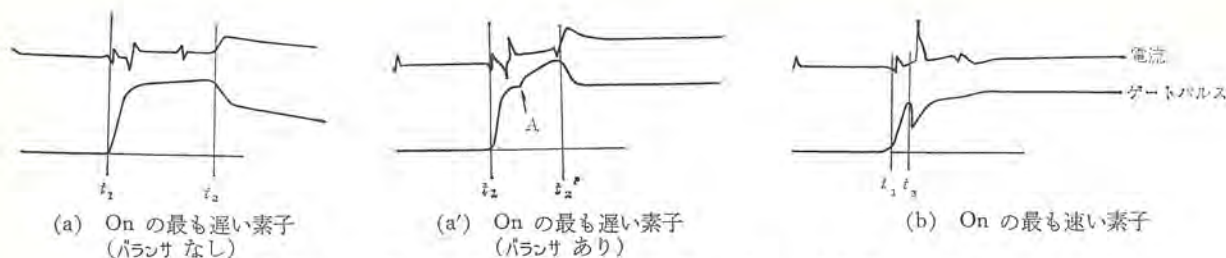


図 4.6 点弧波形 Fig. 4.6 Wave forms of SCR turned-on.

パルスが強められる結果となり、(a') の A 点のごとくなる。(a') のほうは t_2' の時点で点弧していることが理解できる。(a) と (a') を比較するとき、パルスをそう入したときのほうが相当短くなっており、パルサが点弧にも大きい効果を示すことがわかる。この試験に伴い次のことについても確認した。

確 認 項 目	結 果
1 個の SCR のみ外部からゲートパルスを与えて点弧させたとき、残りの SCR を点弧しうるか。	パルサがあれば全数どの位相でも点弧しうるが、パルサがなければ点弧しない。
パルサがない場合で、1 個の SCR をさきに点弧させておき、遅れて残りの SCR にゲートを与えた場合はどうか。	任意の位相で残りの SCR を点弧しうる。

5. 主要機器

5.1 SCR 装置

この装置は今回の試験の主目標となったもので、主 SCR 素子と付属部品および冷却用換気扇を 1 箱に納め、位相制御器とゲートパルス増幅器および保護装置を別の 1 箱に納めてある。

図 5.1 は主 SCR 箱の外観である。箱の最上部に換気扇があり、下方から上方に風を吸い込んで SCR のフィンに冷却している。

SCR 素子は長い冷却フィン 1 本あたり 5 個ずつ取り付けであり、これを片面に 4 本並べて SCR が全部並列になるように接続してあって、1S20P を形成している。この組が冷却フィンを内側にして対称的に 2 面あり、計 40 個の主 SCR を納めてある。機関車の狭い廊下に据え付けるので、細長い形状になっている。



図 5.1 主 SCR 箱 Fig. 5.1 Main SCR box.

5.1.1 主 SCR 素子

この装置に用いた CR150A-8 形 SCR 素子はシリコン PNP 構造で、負荷電流 150 A、順阻止電圧 400 V の電力制御用として設計されたものであり、内部はハードソルダ構造のため熱抵抗が低く、かつ、過激な温度変化にも耐えることができる。また、独特のセラミック金属ケースを用いるので溶接封じができ、理想的な完全気密構造となっている。図 5.2 にこれの形状を示す。この素子の定格は下記のとおりである。

定格順電流	150 A (単相半波 180° 通電)
瞬時過電流	3,000 A (1 c/s)
順阻止電圧	400 V
逆耐電圧	400 V
過渡セム頭逆耐電圧	480 V
最小点弧ゲート電流	100 mA
最小点弧ゲート電圧	2.5 V
ジャンクション許容温度	-30 ~ +125°C
冷却フィンへの締付トルク	230 kg-cm

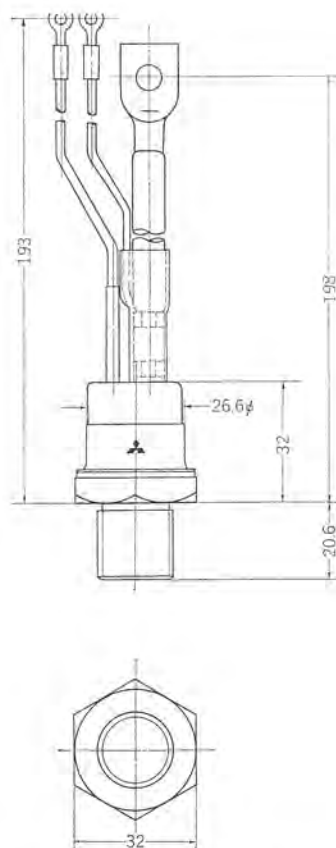


図 5.2 CR-150A-8 形 SCR Fig. 5.2 Type CR-150-A-8 SCR.

5.1.2 位相制御器

位相制御器は自己飽和形の磁気増幅器方式で、タップ間位相制御用とタップ切換時用の2組を備え、主幹制御器からの指令により両者が自動的に使い分けられるようになっている。

主回路のタップを下げていく場合、主SCRを完全導通状態に保つ必要があり、ゲートパルスは電源位相の 180° を完全にカバーできるものが好ましい。タップ切換用の磁気増幅器は、この幅の広いゲートパルスを得るためのもので、この電源には大容量の進相用コンデンサを直列にそう入して、出力巻線の電圧位相を進めてあり、磁気増幅器の出力が電圧位相よりすこし遅れて出ても、主回路の位相に対しては進んだパルスが得られるようにしてある。

これらの磁気増幅器の電源は主回路と同位相にするため主変圧器の三次巻線から供給する必要があるが、電圧変動が大きいので電圧が変わっても位相制御角が変わらないように、専用の電圧安定回路を組み込んである。

5.1.3 ゲートパルス増幅器

1S20P 接続の主SCR全数に、同時に十分なゲート入力を与えるにはゲート制御装置の出力は相当大容量なものが必要となるの

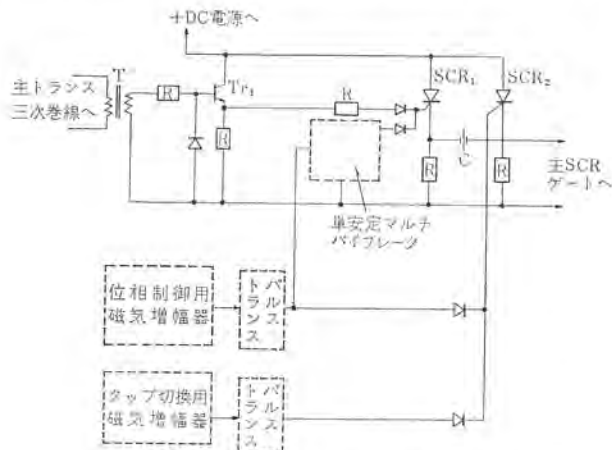


図 5.3 ゲートパルス増幅器の原理
Fig. 5.3 Principle of gate pulse amplifier.

で、前述の磁気増幅器で位相制御されたパルス状出力を増幅する装置を2回路分設けてある。この装置はSCRを2個使用し、コンデンサで交互に転流させる方式で、小さな入力で大きく急しゅんな出力が容易に得られる特長があり、波高値で9V、4Aの方形状のパルス出力となるようセットしてある。

図5.3にこの装置の原理図を示す。ゲートパルス出力の幅は、タップ途中の位相制御時とタップ切換時では変わるようになっており、位相制御用磁気増幅器の出力でSCR₂が点弧されたときは、同時にSCR₁のゲート回路にある単安定マルチにも入力を与えられるので、ある時間遅れた後、このSCR₁が点弧しSCR₂を消弧させる。タップ切換用磁気増幅器の出力でSCR₂が点弧されたときは単安定マルチには入力を与えられないので、SCR₁は電源電圧の位相が反転し、Tr₁で増幅されたゲート入力を与えられて初めて点弧し、SCR₂からのゲート出力は十分の幅を有するものとなる。

それぞれのゲートパルス幅は図5.4に示すように約 90° と 20.5° にしてある。

SCR₁、SCR₂の転流がなんらかの原因により阻害され、両SCRが導通状態におちいったときは、これを検出して直流回路を開放し、自動復帰させる磁気増幅磁式の保護装置を設けてある。

5.2 タップ切換器

この箱には、タップ切換用電磁空気式単位スイッチ、ステッパ選択用継電器および保護装置を納めてある。

図5.5は箱の外形図である。この箱もSCR箱と同様機関車の廊下に据え付けることになったので、扁平な形状にまとめている。

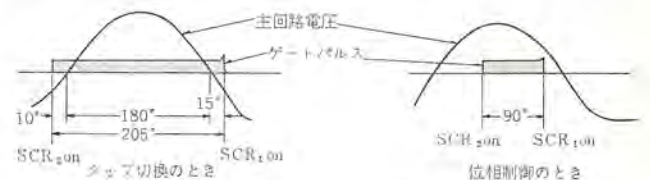


図 5.4 主SCRゲートパルス波形
Fig. 5.4 Wave form of gate pulse for the main SCR.

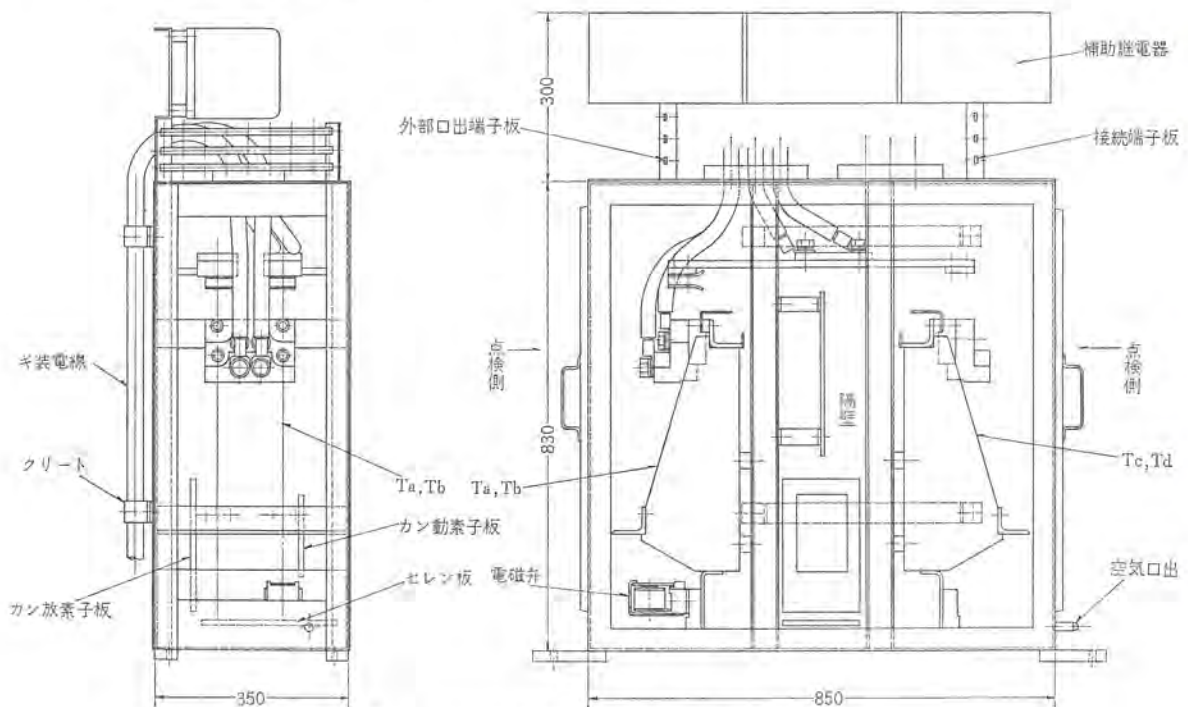


図 5.5 タップ切換器

Fig. 5.5 Tap changer.

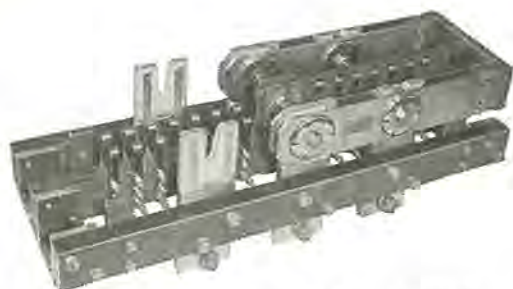


図 5.6 主磁気増幅器—主 SCR 切換スイッチ
Fig. 5.6 Change-over switch for the main magnetic amplifier and the main SCR.

電磁空気式単位スイッチは、機関車に使用されている LTC-1 形低圧タッパ切換器内の切換スイッチと同一品で、圧縮空気により下部可動子が駆動されるものである。ただし、圧縮空気はカム弁でなく電磁弁により電氣的に制御する構成になっている。

定格は次のとおりである。

回路電圧	AC 1,250 V, 50 c/s
電 流	2,040 A 連続
制御電圧	DC 100 V
操作空気圧力	5 kg/cm ²

継電器類はステップ選択継電器のほか、タッパ切換時に SCR のゲート制御に余裕時間を与える無接点式緩動継電器、および切換スイッチが動作不良したときに ABB をトリップさせる保護リレーがある。

5.3 切換スイッチ

主磁気増幅器と主 SCR の切り換えをいっきに行なう手動の刃形スイッチで、主回路とともに制御および補助回路も同時に切り換えられるよう連動補助接点付である。

定格は次のとおりである。

回路電圧	AC 1,250 V, 50 c/s
電 流	2,040 A 連続
連動接点	9 点 (7 点)

図 5.6 は切換スイッチの外観である。

連動接点が 9 点付のものと 7 点付のものの 2 つに別れていて、別々に手で操作されるが、片側のスイッチを操作し忘れた場合は、装置が働かないように電氣的な連動を設けてある。

6. む す び

20 個という多数の SCR 並列制御と無電弧タッパ切換時の転流電流の問題が懸念されたが、試験結果はいずれも良好で、交流機関車の主回路を SCR で制御しうることが確認された。

また、40 年 2 月には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なわれ、その結果はまだ公表されていないが、粘着試験は良好な成績を収めたようである。

SCR はすでに 1,000 V, 250 A のものが実用に供しうようになり、さらに高電圧、大電流のものが続々実現する機運にある。今後の交流機関車はタッパ切換器も廃止し、主変圧器二次電圧をそのまま SCR で位相制御する方式が検討されている。たとえば、二次巻線を 4 分割し、それぞれを SCR で位相制御して、直流側で 4 分割の電圧を直列に積み重ね、全二次電圧を連続に位相制御する方式の機関車はすでに試作が進められており、制御回路も小容量の SCR で無接点化するよう計画されていて、主回路とともに理想的な制御装置が完成するものと期待されている。今回の装置が今後の SCR 化に貴重な資料を提供してくれることを望んでいる。

最後に、日本国有鉄道各位のご援助ならびに三菱重工業関係各位のご協力に対し厚くお礼申し上げる次第である。

参 考 文 献

- (1) 北岡・白庄司・鶴田：国鉄納め ED75 形交流機関車，「三菱電機技報」，38，746 (昭 38)
- (2) 岡：電力用半導体整流回路の諸問題 (その 2)，「三菱電機」，33，662 (昭 34)

航空機用超短波無線電話装置

山口哲夫*・浜口道雄*・村山 昇*・三木博之*

Airborne VHF Radio Communication Equipment

Kamakura Works, Itami Factory Tetsuo YAMAGUCHI・Michio HAMAGUCHI
Noboru MURAYAMA・Hiroyuki MIKI

Communication between the aircraft and the ground is made with radio telephone equipment. From a feature of having communication for control and business instructions between the flying machine and air ports distributed in a wide operation range, airborne radio communication equipment capable of being changed over for frequencies ranging from several to ten odd cycles is called for and Mitsubishi MAR-4 units are mostly put in service. However with an increase of air routes and air planes, aviation offices on the ground have also so increased as to need radio equipment having a larger number of channels. Development of semiconductors, on the other hand, has helped produce small light sets of less power consumption.

Mitsubishi MAR-5 radio telephone equipment is an answer to the demand and featured by a wide frequency range of 118~144 Mc and provision of a phase synchronous oscillator of 20 channels to operate an automatic tuning mechanism.

1. ま え が き

航空機と地上との連絡は、無線電話で行なっているが、航空機の持つ広い行動範囲に分布する各飛行場との管制連絡および業務連絡を行なうという特質から、航空機にとう載する無線電話装置としては、数波ないし十数波の送受信周波数を切り換えて使用することができるような送受信機を必要とし、従来から、当社のMAR-4形無線装置⁽¹⁾などが使用されてきた。近年航空路線の漸増および航空機の急激な増加によって、地上の航空局が増設されたが、航空機とう載用無線装置として、送受信チャンネル数の多いものが必要になるとともに、半導体製品の発達により、小形軽量で電力消費の少ないものが要求されるようになってきた。

このような要望に応じて開発した航空機用短波無線電話装置がこのMAR-5形無線電話装置であって、送受信周波数範囲118~144 Mc, チャンネル数20の位相同期発振器を使用した新方式の自動同調機構を有する無線装置である。以下その概要を紹介する。

2. 航空機とう載用無線電話装置の問題点

航空機とう載用の無線電話装置についてはその性質上地上用の無線電話装置と比較したとき、数多くの技術的な特長を有している。以下これらの問題点を列挙する。

2.1 性能・規格の国際性

航空機と空港との航空管制連絡は、国内の航空機に対するものと諸外国の航空機に対するものとを共通に行なう必要性から、使用する無線電話装置の規格についても国際的に共通使用ができるように定めなければならない。日本国内における電波法規は米国のRTCA⁽²⁾の規格に準じて制定されているので、国内の法規に合致する無線機であれば必然的に国際的に通用するようになっていく。

2.2 チャンネル数および自動同調方式

航空路線にそって存在する数多くの航空局（地上局）と通信を行なうためにはその都度送受信周波数を航空局の周波数と合わせる必要があり、しかも送受信周波数の切り換えはできるかぎり単純な操作によって正確に行なわれなければならない。したがっ

て航空機とう載用の無線電話装置は必然的に多チャンネルの無線機を必要とし、かつチャンネル切換が容易に行なえるような自動同調機構を必要とする。

2.3 外形寸法

無線送受信装置を航空機にとう載する場所は航空機の種類、形式によって千差万別であり、大形の航空機のようにRadio Rackと称する電子機器関係を一括して収納する場所が定まっているものから、ヘリコプタや小形機のように計器盤の後方または座席の下部などの空間にとう載されることを要求されるものもある。前者においてはRTCAに規定されている統一寸法にする必要があり、後者においては狭い空間にも容易にとう載することができるような構造にする必要がある。

2.4 信頼性

航空機と地上、または航空機相互の連絡は無線電話が唯一の連絡手段であるので、航空管制連絡をはじめ業務連絡などはすべて無線電話によって能率良く行なわれている。管制連絡にしても業務連絡にしてもそれが不十分な伝送しかされなかったり、欠けるようなことがあったならば大きな事故が生じかねないので、当然ながら航空機用電子機器に対しては信頼度が高いことが必要である。

信頼度を向上させるとともに保守点検が行ないやすくし、またモジュール構造などを採用することによって保守点検に要する時間を短くし、無線装置の稼働率を上げるようにする必要がある。

2.5 環境条件

航空機とう載用無線装置は航空機内において予想されるすべての環境条件に対して常に安定した性能が得られる必要がある。航空機内において予想される最悪の環境条件についてはRTCAの規格で指示されており、これに準じて日本の電波関係法規が制定されている。航空機用の電子機器に対する環境条件は地上用のものに比べて非常に過酷であり、一例として温度の条件についてみても-40~+55°Cの範囲で正常に動作しなければならず、さらに非動作状態では-65~+70°Cの温度に耐えることが要求されているので、装置の設計にあたっては十分な検討を行なう必要がある。

3. 装置の概要

3.1 機器の要点

2章において述べた航空機用無線電話装置の必要条件および問題点につきすべて満足するよう十分な配慮を行なって設計したのがこの MAR-5 形無線電話装置である。この機器を設計するにあたってとくに重点をおきこの機器の特色となっているものは次のとおりである。

(1) トランジスタ化

近年のトランジスタの進歩は著しく電子機器はすべてトランジスタ化されつつあるが、航空機用の無線機については、その環境条件の過酷なことなどの理由により陸上の移動用 FM 無線機に比べて採用が遅れており諸外国においてもトランジスタ化されたのはごく最近のことである。

MAR-5 形無線機では送信部に3本の電子管を使用するのみで、受信部、変調部、電源部、自動同調部などはすべて固体化し機器の信頼度を上げることに成功した。

(2) 自動同調方式

この無線装置に使用している自動同調機構は位相同期発振器を使用した電気的な自動同調制御方式であって、チャンネル数は20とした。

チャンネル切換動作はチャンネル切換スイッチで受信機の局部発振に使用する水晶振動子を選択することによってチャンネル切換部が動作し、位相同期発振器の発振周波数と局部発振器の発振周波数とが一致して位相同期状態になる所すなわち送受信機の間調点に自動的にバリコン軸を駆動するようにしてある。したがって所要の水晶振動子をそう入するのみで所定の通信周波数に同調がとれ交信ができるようになっているので従来の無線機のごときチャンネルリセット操作などはまったく不要である。この結果118~144 Mcの範囲内で、任意の20波の周波数で通信することができる。

3.2 構成

MAR-5 形航空機用超短波無線電話装置は表3.1に示すごとく送受信機、防振台、制御器および空中線によって構成される。送受信機は防振台を使用して直接航空機の機体に装備し、パイロット席の近傍に設置された制御器によって遠隔制御されるようになっている。送受信機をとり載する場所は航空機の機種によって相異し、航空機のバランス、取付スペースなどによって制約を受けることが多いので、これを緩和するために送受信機は縦長の方向にでもまた横長の方向にでもとう載できるような機械的強度を持たせ、それぞれのとう載方法に適する防振台を2種類用意してある。図3.1は防振台 MMT-5/MAR-5 を使用するときの外観であり、図3.2は防振台 MMT-6/MAR-5 を使用するときの外観である。

制御器 MCU-6/MAR-5 は図3.3に示すごとく小形軽量に作られており、パイロット席の近傍に設置するような構造にしてある。そして送受信機の操作に必要なすべての機能を有している。

表 3.1 航空機用超短波無線機構成

構 成 品 名	数 量	備 考
送 受 信 機 MRT-5/MAR-5	1	DC 27 V 用
防 振 台 MMT-5/MAR-5 MMT-6/MAR-5	いずれか 1	
制 御 器 MCU-6/MAR-5	1	
空 中 線 MAT-1B/MAR MAT-3/MAR	いずれか 1	ホイップ形 ブレード用



図 3.1 送受信機 MRT-5/MAR-5 外観図 (防振台 MMT-5/MAR-5 付)
Fig. 3.1 Receiver-transmitter MRT-5/MAR-5 with shock mount MMT-5/MAR-5.

図 3.2 送受信機 MRT-5/MAR-5 外観図 (防振台 MMT-6/MAR-5 付)
Fig. 3.2 Receiver-transmitter MRT-5/MAR-5 with shock mount MMT-6/MAR-5.



図 3.3 制御器 MCU-6/MAR-5 外観図
Fig. 3.3 Control unit MCU-6/MAR-5.



左 MAT-3/MAR 右 MAT-1B/MAR
図 3.4 空中線外観
Fig. 3.4 Antenna MAT-3/MAR (left) and MAT-1B/MAR (right).

空中線 MAT-1B/MAR は 1/4 波長のホイップアンテナであり低速の航空機に適しており、MAT-3/MAR はブレードアンテナで高速機に使用できるような強度を有している。図3.4にその外観を示す。

3.3 主要性能

この装置の主要性能は次のとおりである。

(1) 一般的事項

周波数範囲	118~144 Mc
チャンネル数	20
電波形式	A ₃ (振幅変調)
通話方式	プレストーク方式
所要電源	DC 27.0 V 受信時 約 1.8 A 送信時 約 5 A

(2) 送信部

送信出力	10 W + 20% - 50%
------	------------------

周波数偏差	±0.005% 以下
総合周波数特性	350~2,500 c/s で 6 dB 以内
スプリアス放射	25 μW 以下

(3) 受信部

感 度	入力 5 μV (1,000 c/s 30% 変調) で (S+N)/N 比 6 dB 以上
定格出力	50 mW
選 択 度	6 dB 帯域幅 40 kc 以上 60 dB 帯域幅 80 kc 以下 (50 kc セパレーション 用)
スプリアスレスポンス	50 dB 以上
AVC 特性	入力 10 μV~20 mV で出力の変化量 10 dB 以内

(4) 外囲条件

温 度	-40~+55°C (動作状態) -65~+70°C (非動作状態)
湿 度	+50°C で 95~100% RH
高 度	最高高度 10,000 m
振 動	600~3,300 rpm, 全振幅 1.5 mm
加 速 度	上方向 5G 下方向および両側方向 2G

4. 送受信機 MRT-5/MAR-5

送受信機 MRT-5/MAR-5 は送信後段に 3 本の電子管を使用しているのみで他はすべて トランジスタ 化されており、次のような特長を有している。

(1) 航空機とう載用無線送受信機は小形軽量であるとともに、保守の容易さが必要である。そのために送受信機内部はモジュール構造を採用し、表 4.1 に示すときモジュールによって構成される。各モジュールは送受信機の箱体より容易に着脱可能であり、それぞれ互換性を有している。ただし水晶切換部のみは箱体に付属しているので取はずすことはできない。各モジュールの写真を図 4.1~4.5 に示す。

(2) 各モジュールには調整時に必要な各部電流を測定するためのメータリング用の端子を付けており、モジュールを箱体に付けたままで各部の電流値を測定することができるようにした。したがって、送受信機の点検は敏速に行なうことができつねに一定の性能を維持することができる。

(3) 送受信機の送受信周波数は水晶振動子の周波数によって定まるようにしてある。また受信機および送信機の パリコン 軸の駆動は位相同期発振器を使用した自動同調機構によって送受信周波数に対応する角度に自動的に駆動される。したがって各チャネル周波数の決定は所要の水晶振動子を水晶切換部にあるソケットにそう入するのみでよく、送受信機のダイヤル調整などまったく不要である。

表 4.1 送 受 信 機 モジュール 構成

モジュール名称	備 考
受 信 部	箱体部より取り出せる
低周波増幅部および電源部	"
送 信 部	"
自 動 同 調 部	"
水 晶 切 換 部	箱体部に付属している
箱 体 部	

(4) 送受信機の消費電力は受信時においては著しく低減されているので送信時のみ内部をブロウモータで強制通風している。したがって、受信時は (S+N)/N 比が向上し、またブロウモータの寿命も著しく長くなった。

4.1 受信回路

(1) 図 4.6 に示す系統図のとおり高周波増幅 1 段を有するシングルスーパーヘテロダイン 受信機であってすべて固体化してある。高周波増幅器としては、雑音指数の小さく高利得の高周波シリコントランジスタ 2N3291 を使用してある。したがって、受信感度は図 4.7 に示すとおり非常に良好である。受信高周波回路にはパリコンを使用しているが、同調回路の段数を 6 段としているのでスプリアス感度なども十分規格を満足することができた。



図 4.1 受 信 部
Fig. 4.1 Receiver subassembly.

図 4.2 低周波増幅部
および電源部

Fig. 4.2 Audio modulator & Power supply subassembly.



図 4.3 送 信 部
Fig. 4.3 Transmitter subassembly.

図 4.4 自動同調部
Fig. 4.4 Automatic tuning control and mechanical drive subassembly.



図 4.5 箱 体 部
(水晶切換部付)
Fig. 4.5 Main chassis with crystal selector subassembly.

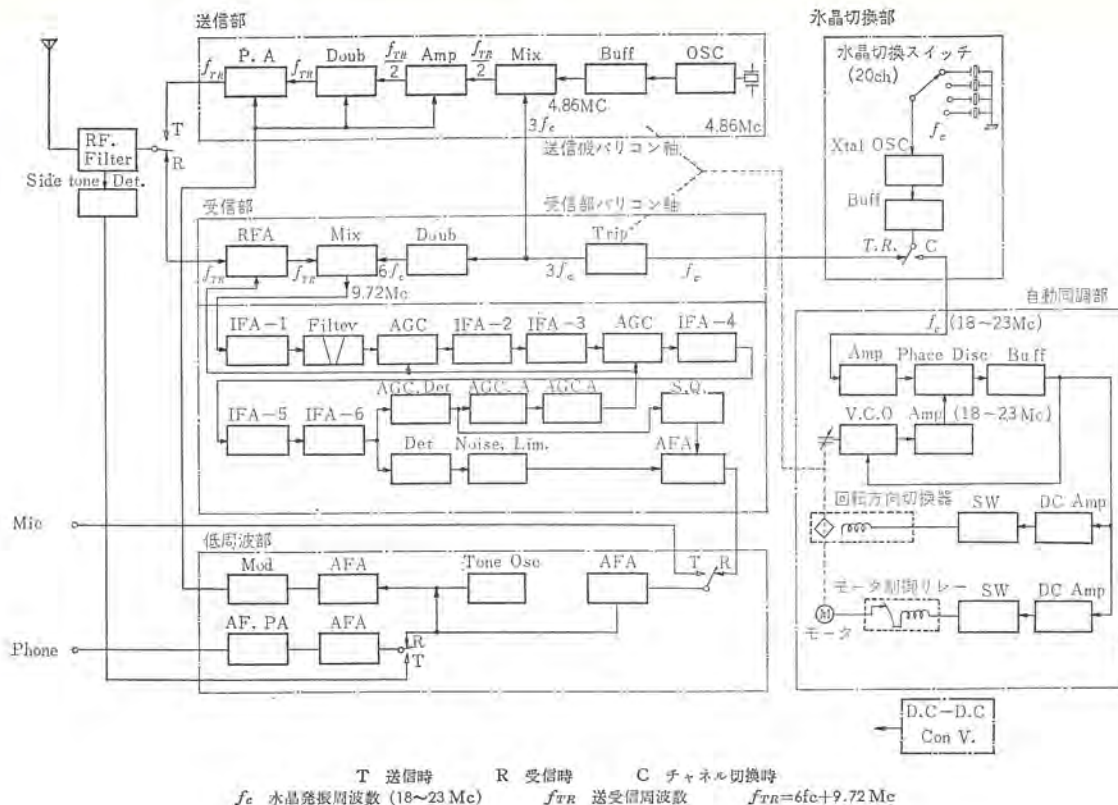


図 4.6 送受信機 MRT-5/MAR-5 系統
 Fig. 4.6 Receiver-transmitter MRT-5/MAR-5 block diagram.

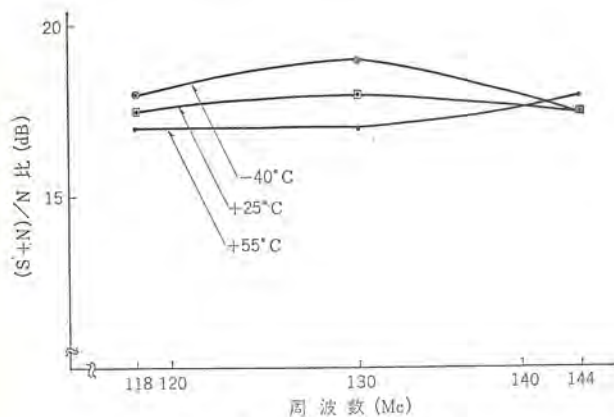


図 4.7 受信感度特性
 Fig. 4.7 Receiver sensitivity.

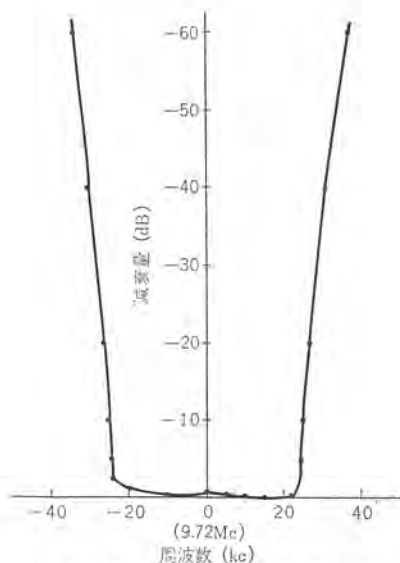


図 4.8 受信部選択特性
 Fig. 4.8 Receiver selectivity.

(2) 中間周波数は 9.72 Mc とし、受信帯域幅および選択度をすべて水晶フィルタによって持たせてある。したがって 6 dB 帯域幅は 40 kc 以上とし 60 dB 選択度は 80 kc 以下におさえることができたので、この無線装置は 118~144 Mc 帯の航空機用周波数帯のチャンネル割当てが現在の 100 kc 間隔より 50 kc となったときにも使用することができる。図 4.8 に受信機の総合選択度特性を示す。

中間周波増幅器および検波器には三菱 モロトロン M329 および M345 を使用したために信頼性は向上し、また機器を小形化するのにも役立った。

(3) 航空機とう載用無線装置は航空機の発生する電氣的機械的雑音に対しても十分に耐えうるようにしなければならない。航空機とう載時にはエンジンなどから発生するインパルス性の連続雑音が、つねに受信機の入力端子に加えられることになるので無線機の耐雑音性能は受信感度と同様に受信機の性能を左右することになる。この無線装置においても耐雑音性能向上のため雑音制限器および AVC 回路などに十分な考慮を払い設計を行なったので当社の標準製品である MAR-4 形無線機と同様、耐雑音性能は非常に良好である。

(4) 受信機の AVC は高周波トランジスタに Forward AVC 電圧を加え、また IF 増幅段には 2 段の Diode AVC 回路を有しておりこれに AVC 電圧を加えることによって、図 4.9 に示すような AVC 特性が得られている。

(5) 受信音声出力は通常の使用状態で 200 mW 得られるので制御器にある音量調整器によって適当に減衰させて使用する。

4.2 送信回路

(1) この装置は、送受信周波数が同一であって、図 4.6 の系統図に示すように、受信回路に使用する局部発振回路を、送信時にも利用するようにしてある。したがって、送信周波数を受信周波数に合致させるためには、送信時には受信機の間中周波数分

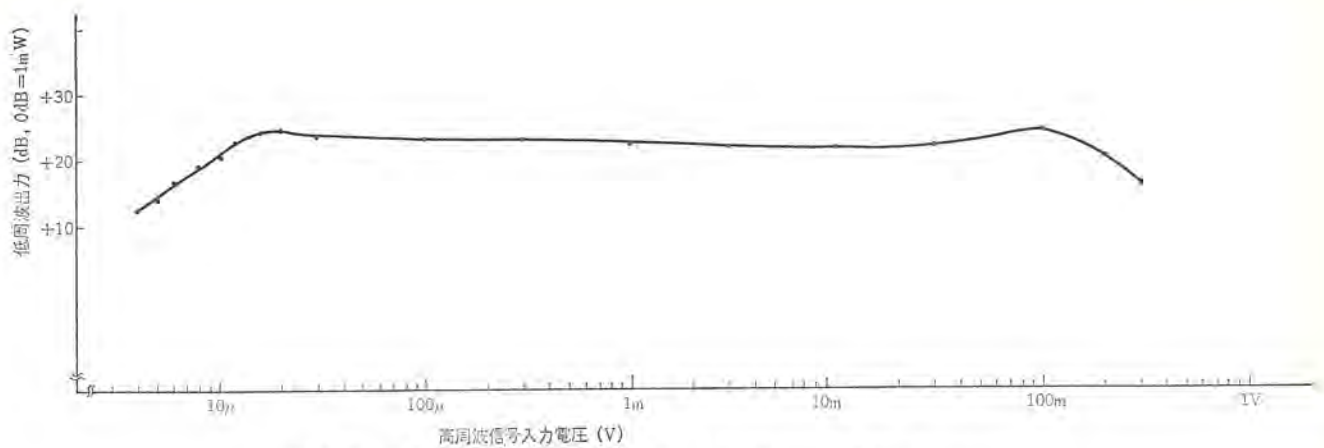


図 4.9 受信部 AVC 特性

Fig. 4.9 Receiver AVC characteristics.

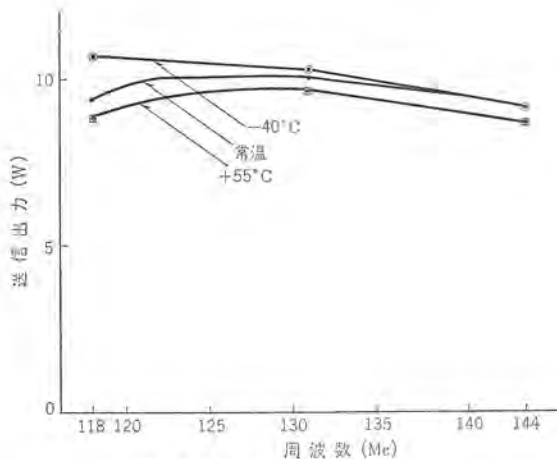


図 4.10 送信出力特性

Fig. 4.10 Transmitter power output characteristics.

だけの補正を行なう必要があり、送信回路には、受信機の中間周波数で発振する副発振回路を有している。こうすることによって、送信時には、受信局発周波数と副発振周波数を混合して送信周波数を発生させることができ、水晶振動子の数が、副発振回路用として1個必要な他には、送受信共用として各チャネルに対しそれぞれ1個あればよい。

両発振周波数の混合には、普通の混合器を使用したのでは送信周波数の近傍でのスプリアス特性が悪いので、とくに平衡変調回路による混合を行なってスプリアス特性の向上に努めている。

(2) 送信部は3本のみ電子管を使用しているが、これは現在の高周波トランジスタを使用した場合、AM変調で出力10W(瞬時出力40W)を出すものがないためやむをえず電子管とした。終段の電子管は双ビーム管1B15を使用しているので全チャネルにわたって安定した出力が得られている。送信出力特性を図4.10に示す。

(3) 変調器はトランジスタ2N1167Aのラッシュブル増幅器からなり、最終段の陽極およびスクリーングリッド変調、前段および前々段にはスクリーングリッド変調をかけることによってヒズミの少ない変調を行なっている。

またこの装置は約1,000 c/sのトーン信号で変調することも可能であり、必要な場合には呼出信号・方探信号などに使用することもできる。

4.3 電源回路

(1) 航空機内の電源としては一般にDC 28V系、DC 14V

系とAC 115V 400 c/sがあるが、この中で一般的なのがDC 28V系のものである。そこでこの装置の入力電源電圧はDC 28V系とし、装置の動作可能電圧範囲を21.6~29.7Vと幅広くしてある。

(2) 航空機のDC電源にはかなりのサージ電圧が混入しており、DC 28V系では最大80V程度のサージ電圧が混入する可能性がある。通常このようなサージ電圧がトランジスタ回路に印加したときは、トランジスタは破損してしまうので、航空機用電子機器には電源電圧のサージ吸収回路を必要とする。この装置においては波高値がDC 32V以上のサージ電圧が混入した場合にそのサージ電圧を吸収するサージ電圧保護回路を有している。

(3) 装置に使用しているトランジスタの電源は直流入力電圧をそのまま使用するか、または12Vまたは18Vに低下させて使用している。送信時に必要な直流電圧電源はトランジスタを使用したDC-DCコンバータを送信時にだけ動作させて得ている。

4.4 チャネル切換機構

送受信機は最大20波の送受信チャネルを記録しておくことができるようなチャネル切換機構を有しており、これは制御器によって選択されたチャネル周波数に自動的に送信機および受信機のバリコンが駆動されるような自動同調機構となっている。

自動同調機構はバリコン軸を駆動するための機械的部分と、駆動用モータを制御する制御回路より成っており、その両者は一体となって図4.5に示す自動同調部に組み込まれている。

自動同調機構は位相同期発振器を利用したものであって、位相同期発振器の動作原理⁽⁵⁾⁽⁴⁾についてはすでにくわしく解析されているのでここでは省略する。送受信周波数は水晶振動子の周波数によって定まるので、この出力を自動同調機構にも利用している。

すなわち図4.6において、チャネル切換時には水晶発振器の出力は自動同調部に加えられ、これと電圧制御発振器(VCO)の発振周波数とが位相同期したときに生ずる同期信号を利用して駆動用モータを制御するようにしたものである。電圧制御発振器の発振周波数は常に水晶発振周波数に位相同期発振するようにバリコン軸が駆動されるので、送受信周波数に対応する水晶振動子を水晶切換部の水晶片ソケットにそう入するのみでチャネル切換動作はすべて自動的に行なわれ、従来当社で製作していたMAR-4形無線装置のごとく、プリセット操作などは必要がない。したがって送受信周波数は118~144 Mcの中の周波ならばどのような周波数でも、水晶振動子をそう入するだけでただちに通信することができる。

制御回路はすべてシリコントランジスタ化されており、また機械的なメカニズムは非常に単純化されているので信頼性は一段と向上している。位相同期技術を自動同調回路に応用したことによって、従来電氣的自動同調方式で生じていた誤動作、とくに外部雑音に起因する誤動作はまったく消滅させることができ、しかも同調の確度も一段と向上させることができた。

5. 制御器および空中線

制御器は航空機とう載時には操作者の近くに他の電子機器の制御器とともに設置する関係上、その外観構造は航空機によって幾分異なる場合がある。MAR-5 形無線装置用の制御器 MCU-5/MAR-5 は、図 3.3 に示すとき外観であるが、これは航空機とう載用電子機器の制御器に最も多く通用されている、米軍規格 MS-25212 によったものである。したがってほとんどすべての航空機に装備することができる。

この制御器の制御項目は

- (1) 電源接断
- (2) チャンネル切換
- (3) 受信音量調整
- (4) 機内通話音量調整
- (5) スケルチ動作の接断
- (6) トーン電波の送信

の6項目である。

空中線は 3.1 節で述べたように2種類あり、航空機の種類および速度に応じて選択するようにしている。この空中線はいずれ

も垂直偏波無指向性の空中線であって、118~144 Mc の周波数範囲で空中線インピーダンス 50 Ω 、VSWR は2以下のものである。

6. む す び

以上 MAR-5 形航空機用無線電話装置の概要を述べた。この装置は小形軽量で、小形、中形の航空機にとう載して使用するのに最適であると考えている。またチャンネル数が、20 波である関係から、日本全国に散在するどの飛行場とも管制連絡することができるので、運輸業務や報道業務に使用するのにも好適である。

MAR-5 形無線装置は郵政省の型式検定試験を完了しているが、今後さらに使用上の経験からの改良や、信頼性の向上に対する不断の検討を行なう予定である。

一方電子工業の進歩は早く、とくに送信機用トランジスタの開発も、非常な勢いで進んでいるので、近い将来において全トランジスタ化することを考え、また新しい機種の開発に向って、関係者一同いっそうの努力をおこたらない所存である。

参 考 文 献

- (1) 平岡ほか：航空機用超短波無線装置「三菱電機技報」37 No. 4 (昭 38)
- (2) RTCA (Radio Technical Commission for Aeronautics)
- (3) 河村、小林、村山：位相同期角度変調方式「信学会誌」45 9 (昭 37)
- (4) 河村・小林・太田：FM 通信機における位相同期復調方式「三菱電機」34 No. 12 (昭 35)

2 極直流機の軸内ウズ電流損の計算

近藤 博 通*

Calculation of Eddy Current Loss in the Shaft of Two Pole DC Machine

Central Research Laboratory Hiromichi KONDŌ

No-load eddy current loss in the shaft of two-pole DC machine is calculated based on the assumption that (1) permeabilities of the shaft μ_1 and of the core μ_2 and conductivity of the shaft σ are constant, (2) the core has adequate lamination to suppress any effect of eddy currents in the core, (3) the radial component of magnetic induction is given an ideal square wave distribution at the boundary, and (4) the physical quantities are all uniform along the axis. When the next relation holds good:

$\sqrt{\sigma\mu_1\omega a} \gg 1$, where ω is the angular velocity of the core rotation and a is the radius of the shaft, the calculation furnishes quite a simple formula for the evaluation of loss. Discussions are made on the calculation of field distribution in the core deduced from the above assumption. The method of calculation can easily be applied to the case of four or more than four pole machine. If the case demands, it would also be applicable to the estimation of the shaft loss under load through an addition of a few more simplified assumptions.

1. ま え が き

回転機に関する種々の問題を理論的に考察する場合に回転多極電磁界配位の解⁽¹⁾は一つの有力な手がかりを与える。それは

$$\sum_{N=1}^{\infty} \{A_N(r)e^{iN\xi} + B_N(r)e^{-iN\xi}\} \quad \dots\dots\dots (1.1)$$

ただし $\xi = \omega t + m\theta$

$m = 1, 2, 3, \dots\dots$

で与えられるもので、次の諸項を仮定することによって導かれる。

(1) すべての物理量は z 軸に沿って一様である。すなわち

$$\partial/\partial z = 0$$

(2) 各媒質の透磁率、誘電率および導電率はその媒質の中で一様一定である。したがってヒステリシス損は発生しない。

直流機を考察する場合には観測者をその回転軸の上に移し、電機子と同じ角度で回転させると考えやすい。観測者から見れば電機子は静止しているように感じられ、界磁とブラシがそれらの空間的な位置関係を変えずに、電機子と逆方向に同じ角速度で回転しており、式(1.1)で与えられる回転的な電磁界が観測されることとなる。

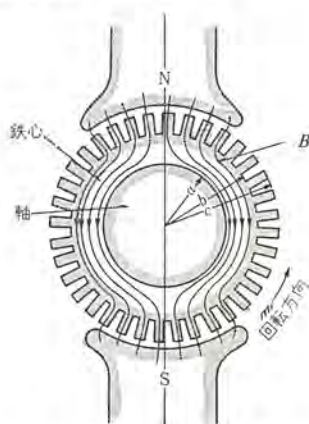


図 1.1 2 極直流機
Fig. 1.1 Two pole DC machine.

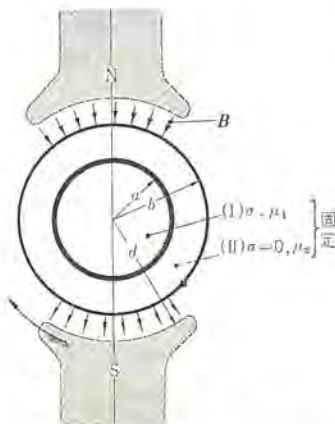


図 1.2 単純化した2極機モデル
Fig. 1.2 Simplified model of two pole DC machine.

図 1.1 はこの論文において扱おうとする直流機の構造を略図的に示したものである。容易に想像されるように、4 極以上の多極直流機にあつては、軸が鋼などの強磁性体で作られていてもその中への磁束のしみ込みはわずかであるのに対して、図に示すような 2 極機では静止時には軸中かなりの磁束がしみ込んでいるはずであつて、軸の回転に伴つて発生するウズ電流損は多極機に比べてずっと大きくなる。この論文は図のような 2 極直流機の無負荷時の軸内ウズ電流損を略算するためのなるべく簡単な計算式を求め方法について論じたものである。

図 1.1 に示した 2 極機の形はそのまま取り扱うにはまだかなり複雑である。しかし多数個ある電機子歯の個々の形状の効果は軸から見れば平均化され、たとえば電機子歯は単に主磁極から出た磁束を半径方向に向きをそろえて鉄心中に入れるというように単純化して考えることが可能である。図 1.2 はこのような単純化を行なった結果得られる 2 極機のモデルを示したものである。ここでは電機子として $r=b$ すなわちスロットの底までを考えることによって電機子の形を単純な同心円筒配位に直し、電機子歯を考える代わりに主磁極から出た磁束が漏れることなく、 $r=b$ をよぎって入り込んで来るものとする。図 1.3 はこのとき $r=b$ における磁束密度の r 方向成分を与えたものである。ただし図中磁束密度の最大値 B_m は次式で与えられる。

$$bB_m = dB_0 \quad \dots\dots\dots (1.2)$$

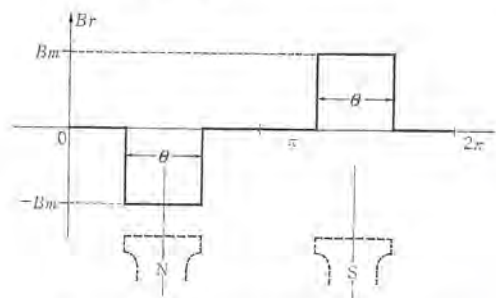


図 1.3 単純化した 2 極機モデルにおける $r=b$ 上の磁界分布
Fig. 1.3 Flux distribution in the model machine.

B_0 は主磁極表面における磁束密度である。

さらに計算を簡単化するため鉄心 ($a < r < b$) の積層は十分におこなわれていて鉄心中のウズ電流の効果は考えなくてもよいものとする。これは鉄心の導電率を 0 とおくことに相当する。

これらの単純化仮定を用いると鉄心中の磁束密度分布もかなり簡単な形に求めることができる。この論文の最後の部分ではその結果を用いて一例について数値計算を行なった。

なお式 (1.1) に与えた m は極対数に相当するのでこの文中で扱う 2 極機に対しては $m=1$ である。

2. 電磁界計算

図 1.2 に示したモデルについて Maxwell の式を適用する。まず領域 (I) すなわち軸の内部では

$$\left. \begin{aligned} \text{rot } \mathbf{H}_{(I)} &= \mathbf{j} \\ \mathbf{j} &= \sigma \mathbf{E} \\ \text{rot } \mathbf{E} &= -\mu_1 (\partial \mathbf{H}_{(I)} / \partial t) \\ \text{div } \mathbf{H}_{(I)} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.1)$$

また領域 (II) すなわち鉄心の内部では

$$\left. \begin{aligned} \text{rot } \mathbf{H}_{(II)} &= 0 \\ \text{div } \mathbf{H}_{(II)} &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.2)$$

が成立する。これらを境界条件

$$|\mathbf{H}_{(I)}(0)| < \infty \dots\dots\dots (2.3)$$

$$\mathbf{H}_{(I)}(a) = \mathbf{H}_{(II)}(a) \dots\dots\dots (2.4)$$

$$\mu_2 H_{(II)r}(b) = f(\xi) \dots\dots\dots (2.5)$$

を用いて解く。ただし μ_1, μ_2 はそれぞれ軸材料および鉄心の透磁率, σ は軸材料の導電率, a, b は図 1.1 に示すようにそれぞれ軸およびスロット底部の半径を表わし, また

$$\xi = \omega t + \theta \dots\dots\dots (2.6)$$

$$f(\xi) = \frac{4B_m}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{(-1)^{n+1}}{2n-1} \sin \left\{ (2n-1) \frac{\theta}{2} \right\} \right] \sin (2n-1) \xi \dots\dots\dots (2.7)$$

である。図 1.3 は $t=0$ における $f(\xi)$ を示している。

2.1 領域 (I) の解

式 (1.1) に従って領域 (I) における磁界の半径方向成分を

$$H_{(I)r} = A(r)e^{iN\xi} + B(r)e^{-iN\xi} \dots\dots\dots (2.8)$$

とおいて式 (2.2) に代入すると

$$r^2 \frac{d^2 \chi}{dr^2} + r \frac{d\chi}{dr} - (N^2 + i\sigma\mu_1 N\omega r^2) \chi = 0$$

が得られる。ただし $\chi(r) = rA(r)$ である。 $z = \sqrt{i\sigma\mu_1 N\omega} r$ とおくと上式は変形された Bessel 方程式

$$\frac{d^2 \chi}{dz^2} + \frac{1}{z} \frac{d\chi}{dz} - \left(1 + \frac{N^2}{z^2} \right) \chi = 0 \dots\dots\dots (2.9)$$

に還元される。したがって χ 一つの解の組は

$$\chi = \begin{cases} I_N(z) = I_N(\sqrt{i} R) = \text{ber}_N R + i \text{bei}_N R \\ K_N(z) = K_N(\sqrt{i} R) = \text{ker}_N R + i \text{kei}_N R \end{cases} \dots\dots (2.10)$$

$$\text{ただし } R = \sqrt{\sigma\mu_1 N\omega} r$$

と書ける。 R および $\text{ber}_N R, \text{bei}_N R$ などは実数である。 $H_{(I)\theta}$ の解との対称性を保つために以下では式 (2.10) に $(1+i)$ を乗じて得られる解

$$A(R) = A_1 \{ (\text{ber}_{N-1} R + \text{ber}_{N+1} R) + i (\text{bei}_{N-1} R + \text{bei}_{N+1} R) \} + A_2 \{ (\text{ker}_{N-1} R + \text{ker}_{N+1} R) + i (\text{kei}_{N-1} R + \text{kei}_{N+1} R) \}$$

を用いることとする。⁽¹⁾

式 (2.10) から $A(r)$ を求める際に $1/r$ を乗じているので、境

界条件式 (2.3) を考慮して $\chi(0) \neq 0$ なる解は除外される。

$$\begin{aligned} \text{ber}_1(0) &= \text{ber}_2(0) = \dots\dots = 0 \\ \text{bei}_1(0) &= \text{bei}_2(0) = \dots\dots = 0 \\ \text{ker}_1(0) &= \text{ker}_2(0) = \dots\dots = \infty \\ \text{kei}_1(0) &= \text{kei}_2(0) = \dots\dots = \infty \end{aligned}$$

であるから結局 $A(r)$ の解は

$$A(R) = A \{ (\text{ber}_{N-1} R + \text{ber}_{N+1} R) + i (\text{bei}_{N-1} R + \text{bei}_{N+1} R) \}$$

と書ける。同様に

$$B(R) = B \{ (\text{ber}_{N-1} R + \text{ber}_{N+1} R) - i (\text{bei}_{N-1} R + \text{bei}_{N+1} R) \}$$

が得られる。すなわち求める解は

$$H_{(I)r} = \sum_{N=1}^{\infty} \{ A_N (\alpha_N + i\beta_N) e^{iN\xi} + B_N (\alpha_N - i\beta_N) e^{-iN\xi} \} \dots\dots\dots (2.11)$$

となる。ただし A_N, B_N は任意定数, また

$$\left. \begin{aligned} \alpha_N &= \text{ber}_{N-1} R + \text{ber}_{N+1} R \\ \beta_N &= \text{bei}_{N-1} R + \text{bei}_{N+1} R \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.12)$$

である。式 (2.11) で $N=0$ が除かれているのは、 $0 < r < a$ の任意の半径の円筒面を考えれば、それをよぎって流入する磁束の総和が 0 であることから当然である。

境界の θ 成分 $H_{(I)\theta}$ は式 (2.12) の結果を式 (2.1) の最後の式に代入して、ただちに求められる。すなわち

$$H_{(I)\theta} = \sum_{N=1}^{\infty} \{ iA_N (\gamma_N + i\delta_N) e^{iN\xi} - iB_N (\gamma_N - i\delta_N) e^{-iN\xi} \} \dots\dots\dots (2.13)$$

ただし

$$\left. \begin{aligned} \gamma_N &= \text{ber}_{N-1} R - \text{ber}_{N+1} R \\ \delta_N &= \text{bei}_{N-1} R - \text{bei}_{N+1} R \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.14)$$

である。軸中に誘起される電流は z 方向成分のみからなるが、その値は上記の結果を式 (2.1) の最初の式に代入してただちに求められる。すなわち

$$j_z = -\sigma\mu_1\omega r \sum_{N=1}^{\infty} \{ (1/N) \{ A_N (\alpha_N + i\beta_N) e^{iN\xi} + B_N (\alpha_N - i\beta_N) e^{-iN\xi} \} \} \dots\dots\dots (2.15)$$

が得られた。

2.2 領域 (II) の解

前と同様に

$$H_{(II)r} = C(r)e^{iN\xi} + D(r)e^{-iN\xi} \dots\dots (2.16)$$

とおき式 (2.2) に代入すると

$$H_{(II)r} = \sum_{N=1}^{\infty} \{ C_N r^{N-1} + D_N r^{-N-1} \} e^{iN\xi} + \{ E_N r^{N-1} + F_N r^{-N-1} \} e^{-iN\xi} \dots\dots\dots (2.17)$$

が得られる。 θ 成分は

$$H_{(II)\theta} = \sum_{N=1}^{\infty} \{ i(C_N r^{N-1} - D_N r^{-N-1}) e^{iN\xi} - i(E_N r^{N-1} - F_N r^{-N-1}) e^{-iN\xi} \} \dots\dots\dots (2.18)$$

で与えられる。

2.3 任意定数の決定

式 (2.11), (2.13), (2.15), (2.17) および (2.18) に含まれる任意定数 $A_N \sim F_N$ はまだ使用していない境界条件 (2.4) および (2.5) から決定される。まず式 (2.4) から

$$\begin{aligned} A_N \{ \alpha_N(\bar{a}) + i\beta_N(\bar{a}) \} &= C_N a^{N-1} + D_N a^{-N-1} \\ B_N \{ \alpha_N(\bar{a}) - i\beta_N(\bar{a}) \} &= E_N a^{N-1} + F_N a^{-N-1} \\ A_N \{ \gamma_N(\bar{a}) + i\delta_N(\bar{a}) \} &= C_N a^{N-1} - D_N a^{-N-1} \\ B_N \{ \gamma_N(\bar{a}) - i\delta_N(\bar{a}) \} &= E_N a^{N-1} - F_N a^{-N-1} \end{aligned}$$

さらに式 (2.5) から

$$\begin{aligned} & \mu_2(C_N b^{N-1} + D_N b^{-N-1}) e^{iN\xi} \\ &= i \frac{2B_m}{\pi} \left\{ \frac{(-1)^n}{2n-1} \sin(2n-1) \frac{\Theta}{2} \right\} e^{i(2n-1)\xi} \\ & \mu_2(E_N b^{N-1} + F_N b^{-N-1}) e^{-iN\xi} \\ &= -i \frac{2B_m}{\pi} \left\{ \frac{(-1)^n}{2n-1} \sin(2n-1) \frac{\Theta}{2} \right\} e^{-i(2n-1)\xi} \end{aligned}$$

が得られる。ここでは便宜上 $\alpha_N(\bar{a})$, $\beta_N(\bar{a})$ などの記号を用いたがこれらは $\alpha_N(\sqrt{\sigma\mu_1 N\omega a})$, $\beta_N(\sqrt{\sigma\mu_1 N\omega a})$ の意味である。以下 $\text{ber}_N(\bar{a})$ なども同様の意味に使用することとする。上の結果から N は奇数値しかとりえないこと、すなわち

$$N=2n-1 \quad (n=1, 2, \dots) \quad \dots\dots(2.19)$$

が明らかである。また

$$A^*=B, \quad C^*=E, \quad D^*=F \quad \dots\dots(2.20)$$

であることもすぐわかる。ただし * は共役複素数を表わす。計算の結果だけしるせば

$$A_{2n-1}=P_{2n-1}+iQ_{2n-1}$$

ただし

$$\begin{aligned} P_{2n-1} &= \frac{2B_m}{\mu_2\pi M} \left\{ \frac{(-1)^n}{2n-1} \sin(2n-1) \frac{\Theta}{2} \right\} \\ & \quad \{ \text{bei}_{2n-2}(\bar{a}) + \eta^{2(2n-1)} \text{bei}_{2n}(\bar{a}) \} \\ Q_{2n-1} &= \frac{2B_m}{\mu_2\pi M} \left\{ \frac{(-1)^n}{2n-1} \sin(2n-1) \frac{\Theta}{2} \right\} \\ & \quad \{ \text{ber}_{2n-2}(\bar{a}) + \eta^{2(2n-1)} \text{ber}_{2n}(\bar{a}) \} \\ \eta &= a/b \quad (<1) \\ M &= \eta^{2-2n} [\{ \text{ber}_{2n-2}(\bar{a}) + \eta^{2(2n-1)} \text{ber}_{2n}(\bar{a}) \}^2 \\ & \quad + \{ \text{bei}_{2n-2}(\bar{a}) + \eta^{2(2n-1)} \text{bei}_{2n}(\bar{a}) \}^2] \end{aligned}$$

また

$$\begin{aligned} C_{2n-1} &= a^{2n-2} A_{2n-1} \{ \text{ber}_{2n-2}(\bar{a}) + i \text{bei}_{2n-2}(\bar{a}) \} \\ D_{2n-1} &= a^{2n} A_{2n-1} \{ \text{ber}_{2n}(\bar{a}) + i \text{bei}_{2n}(\bar{a}) \} \end{aligned}$$

である。以上の結果を式 (2.15) に代入すると

$$\begin{aligned} j_z &= -\sigma\mu_1\omega r \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{1}{2n-1} \right) \{ (P_{2n-1} + iQ_{2n-1})(\alpha_{2n-1} + i\beta_{2n-1})e^{i(2n-1)\xi} \\ & \quad + (P_{2n-1} - iQ_{2n-1})(\alpha_{2n-1} - i\beta_{2n-1})e^{-i(2n-1)\xi} \} \\ & \quad \dots\dots\dots(2.21) \end{aligned}$$

が得られる。

3. 軸中のウズ電流損

式 (2.21) によって軸中の電磁分布が求められたのでそのために発生するジュール損は積分

$$W = (1/T) \int_0^T \int_0^a \frac{1}{\sigma} j_z^2 2\pi r dr dt \quad [\text{W/m}] \quad \dots\dots(3.1)$$

によって与えられる。これが求めるウズ電流損である。ただし上式は軸の方向長さ 1m あたりの値であり、 T は 1 回転に要する時間である。上式に式 (2.21) を代入し、一方公式⁽²⁾

$$\begin{aligned} \alpha_{2n-1} &= \text{ber}_{2n-2} + \text{ber}_{2n} = -\sqrt{2}(2n-1)(\text{ber}_{2n-1} - \text{bei}_{2n-1})/R \\ \beta_{2n-1} &= \text{bei}_{2n-2} + \text{bei}_{2n} = -\sqrt{2}(2n-1)(\text{ber}_{2n-1} + \text{bei}_{2n-1})/R \\ \int x(\text{ber}_n^2 x + \text{bei}_n^2 x) dx &= x(\text{ber}_n x \text{bei}_n' x - \text{bei}_n x \text{ber}_n' x) \end{aligned}$$

(ただし $\text{ber}_n' x$, $\text{bei}_n' x$ はそれぞれ x に関する微分を表わす)

を用いて整頓すれば

$$W = \frac{64a\sqrt{\mu_1\omega B_m^2}}{\pi\sqrt{\sigma\mu_2^2}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\eta^{4(n-1)} \left\{ \sin(2n-1) \frac{\Theta}{2} \right\}^2 \{ \text{ber}_{2n-1}(\bar{a}) \text{bei}_{2n-1}'(\bar{a}) - \text{bei}_{2n-1}(\bar{a}) \text{ber}_{2n-1}'(\bar{a}) \}}{(2n-1)^{5/2} [\{ \text{ber}_{2n-2}(\bar{a}) + \eta^{2(2n-1)} \text{ber}_{2n}(\bar{a}) \}^2 + \{ \text{bei}_{2n-2}(\bar{a}) + \eta^{2(2n-1)} \text{bei}_{2n}(\bar{a}) \}^2]} \quad \dots\dots(3.2)$$

が得られた。

4. 近似計算

前節に求めた W の計算式は高次の ber , bei 関数を含んでいて複雑であるのでもう少し取り扱いやすい形に直したい。軸材料として鋼鉄を使用する実際の直流機にあってはこれら関数に含まれる細角 $\bar{a}$ は大抵の場合は 1 よりかなり大きい状態で運転されるので次の近似式を適用することができる。⁽²⁾

$$\begin{aligned} \text{ber}_n x &\simeq (e^{x/\sqrt{2}}/\sqrt{2\pi x}) \cos(x/\sqrt{2} - \pi/8 + n\pi/2) \\ \text{bei}_n x &\simeq (e^{x/\sqrt{2}}/\sqrt{2\pi x}) \sin(x/\sqrt{2} - \pi/8 + n\pi/2) \\ \text{ber}_n' x &\simeq (e^{x/\sqrt{2}}/\sqrt{2\pi x}) \cos(x/\sqrt{2} + \pi/8 + n\pi/2) \\ \text{bei}_n' x &\simeq (e^{x/\sqrt{2}}/\sqrt{2\pi x}) \sin(x/\sqrt{2} + \pi/8 + n\pi/2) \end{aligned}$$

ただし $x \gg 1$ (4.1)

これらを式 (3.2) に代入整頓すれば

$$W \simeq \frac{32\sqrt{2}a\sqrt{\mu_1\omega B_m^2}}{\pi\sqrt{\sigma\mu_2^2}} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\eta^{4(n-1)} \left\{ \sin(2n-1) \frac{\Theta}{2} \right\}^2}{(2n-1)^{5/2} [1 - \eta^{2(2n-1)}]^2} \quad [\text{W/m}] \quad \dots\dots(4.2)$$

が求められる。上式の近似の成り立つ条件は

$$\sqrt{\sigma\mu_1\omega} a \gg 1 \quad \dots\dots(4.3)$$

であるが、左辺が 10 程度でも式 (3.2) との差は非常に小さい。式 (4.2) の級数の各項は η が 1 より小さくなるにつれて急速に減衰し、普通の直流機に見られるように $0.3 < \eta < 0.7$ 程度では第 2 項以下の項の寄与を無視しても大きい誤差は生じない。すなわち

$$W \simeq \frac{32\sqrt{2}a\sqrt{\mu_1\omega B_m^2} \sin^2 \frac{\Theta}{2}}{\pi\sqrt{\sigma\mu_2^2} [1 - \eta^2]^2} \quad \dots\dots(4.4)$$

がなりたつ。式 (4.3) は表皮効果が著しい場合に成立し、表皮厚さは $1/\sqrt{\sigma}$ に比例し一方表皮電流の大きさはほぼ一定（静止時に軸内部に入り込んでいた磁束を打ち消すに足る電流）であることを考えれば上に求めた近似式が $1/\sqrt{\sigma}$ に比例することが容易に理解される。

数値例として

$$\begin{aligned} a &= 0.024, \quad b = 0.0435, \quad (\eta = 0.55) \\ \Theta &= 117^\circ \quad \sigma = 5 \times 10^6 \quad [\text{V/m}] \\ \mu_1 &= 10^5 \mu_0 = 1.26 \times 10^{-3} \\ \mu_2 &= 10^3 \mu_0 = 1.26 \times 10^{-3} \\ B_m &= 1.3 \quad \text{Wb/m}^2 \end{aligned}$$

を与えて計算してみると

$$W \simeq 8.6\sqrt{\omega} \quad [\text{W/m}]$$

が得られる。回転数が 1,500 rpm のとき、 W はほぼ 108 W/m の程度となる。

5. 鉄心中の磁界分布

最後に式 (2.17) および (2.18) に求めた結果を用いて鉄心中の磁界分布を計算する。複雑を避けるためここでも前節の近似を採用しよう。そのとき

$$C_{2n-1} = E_{2n-1}^* = i \frac{2B_m(-1)^n \sin(2n-1) \frac{\Theta}{2}}{(2n-1)\mu_2\pi b^{2n-2}(1 - \eta^{2(2n-1)})}$$

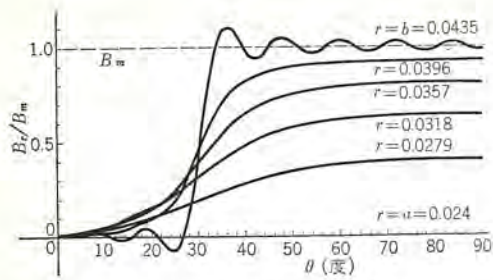


図 5.1
$$\frac{B_r}{B_m} = -\frac{4}{\mu_0 \pi} \sum_{n=1}^{15} \frac{(-1)^n \sin(2n-1)\frac{\Theta}{2}}{(2n-1)(1-\eta^{2(2n-1)})} \left(\frac{r^{2n-2}}{b^{2n-2}} - \frac{a^{2(2n-1)}}{b^{2n-2}r^{2n}} \right) \sin(2n-1)\xi$$

 $a=0.024 \quad b=0.0435 \quad \eta=0.552$

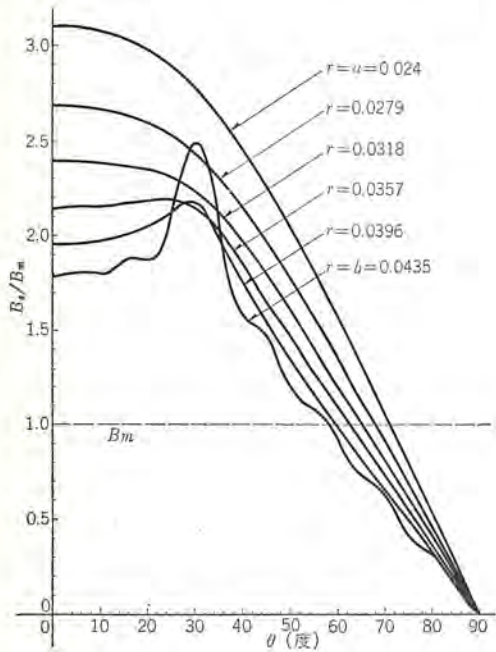


図 5.2
$$\frac{B_t}{B_m} = -\frac{4}{\mu_0 \pi} \sum_{n=1}^{15} \frac{(-1)^n \sin(2n-1)\frac{\Theta}{2}}{(2n-1)(1-\eta^{2(2n-1)})} \left(\frac{r^{2n-2}}{b^{2n-2}} + \frac{a^{2(2n-1)}}{b^{2n-2}r^{2n}} \right) \cos(2n-1)\xi$$

 $a=0.024 \quad b=0.0435 \quad \eta=0.552$

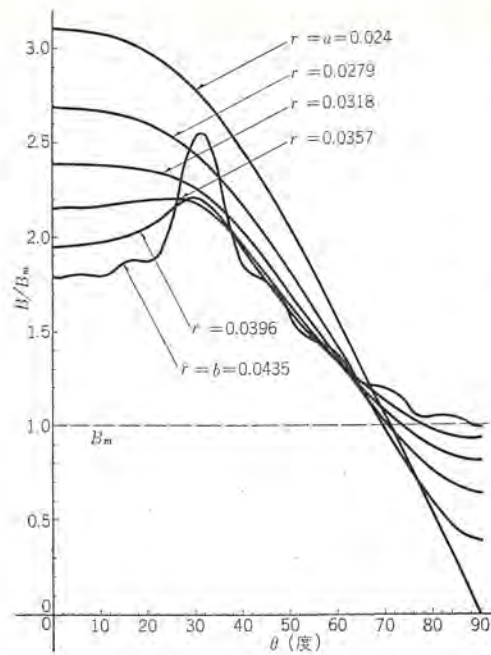


図 5.3
$$\frac{B}{B_m} = \frac{\sqrt{B_r^2 + B_t^2}}{B_m}$$

 $(B_r, B_t \text{ は図 5.1, 5.2 に示した近似解を使用})$

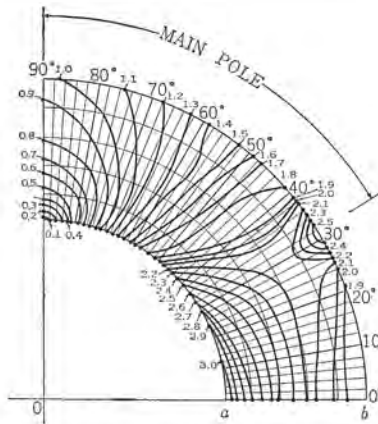


図 5.4 鉄心中の磁束密度 B/B_m の等高線表示
 Fig. 5.4 Flux mapping in the iron core.

が求められる。これらは近似式であるが $r=b$ のとき $H_{(II)}r$ の値は境界条件 (2.5) を正確に満足している。図 5.1 および図 5.2 は式 (5.1) の結果を、第 29 高調波までを 4 章に示した数値例の直流機について数値計算した結果を示したものである。ただし Θ 軸は B_m について基準化した磁束密度の各方向成分の値で示した。またこれらの図はすべて $t=0$ の時点について、 $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ の範囲だけを示しているが、 θ の他の値に相当する磁界の値は対称性の考えから容易に導かれ、また時間的にはここに示された形の磁界配位が回転していると考えればよい。

鉄心各部の磁束密度の値は

$$B(r, \xi) = \mu_0 \sqrt{H_{(II)}^2 r + H_{(II)}^2 \theta} \dots \dots \dots (5.2)$$

によって求められる。 $H_{(II)}r$, $H_{(II)}\theta$ に上で求めた値を代入し、その結果を図 5.3 に等高線の示した。

6. むすび

この論文ではいくつかの単純化仮定を用いて、2 極直流機の無負荷時の鉄心および軸中の磁界分布および軸中のウズ電流損の解析解

が求められ、実用的な近似式が示された。一つの構造寸法のものについてこれらの結果を適用して数値例が示された。

以上の計算方法は 2 極以外の多極機の軸中渦電流損、あるいは鉄心中の磁界分布の計算にも容易に適用される。またこれらはいずれも無負荷時についての値を与えているが、さらに拡張して負荷状態を記述するように修正することも可能であると思われる。

この論文に示した計算は当社神戸製作所直流機設計課高月課長のご提案に基づいて行なわれたものである。

(昭 40-5-7 受付)

参考文献

- (1) 近藤, 利岡: 電学誌 84 905 (昭 39)
- (2) H. B. Dwight: Tables of Integrals and Other Mathematical Data, Macmillan Co. New York (1962)

$$D_{2n-1} = F_{2n-1}^* = -i \frac{2B_m (-1)^n a^{2(2n-1)} b^{2-2n} \sin(2n-1)\frac{\Theta}{2}}{(2n-1)\mu_0 \pi (1-\eta^{2(2n-1)})}$$

であるから、式 (2.17), (2.18) に代入して

$$H_{(II)}r = -\frac{4B_m}{\mu_0 \pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n \sin(2n-1)\frac{\Theta}{2}}{(2n-1)\{1-\eta^{2(2n-1)}\}} \left(\frac{r^{2n-2}}{b^{2n-2}} - \frac{a^{2(2n-1)}}{b^{2n-2}r^{2n}} \right) \sin(2n-1)\xi$$

$$H_{(II)}\theta = -\frac{4B_m}{\mu_0 \pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n \sin(2n-1)\frac{\Theta}{2}}{(2n-1)\{1-\eta^{2(2n-1)}\}} \left(\frac{r^{2n-2}}{b^{2n-2}} + \frac{a^{2(2n-1)}}{b^{2n-2}r^{2n}} \right) \cos(2n-1)\xi$$

.....(5.1)

30 MeV フィールドバイアス形ベータトロン (2)

田中 修*・広 三寿*・池田 洋*

30 MeV Flux-Forced Field-Biased Betatron (2)

Central Research Laboratory Osamu TANAKA・Sanju HIRO・Hiroshi IKEDA

From "self-expansion" phenomena and continuous variation of the nominal orbit radius peculiar to the betatron, information of interest about the electronic orbits of the betatron has been made available. Characteristics of the X-ray output as a function of DC bias are complicated. The out-put has been obtained with various bias angles up to 45° (29 MeV)

As a typical application of it, the technique of radiography has been developed with the high energy X-ray generated by the betatron and its use has been extended to the detection of faults by radiographic operation on heavy metal objects.

1. ま え が き

30 MeV フィールドバイアス形ベータトロン (1) に引き続き、主としてフィールドバイアス をかけた場合の運転を行ない、その性能・特長について、さらにくわしく調べた。このベータトロン特有のセルフエクスパンジョンの現象と安定軌道半径が連続可変であることから電子軌道について興味ある知識が得られた。また高エネルギー X 線によるラジオグラフィの技術が進歩し、重量金属物体の透過試験にも使用されている。図 1.1 は正面から見た本体である。



図 1.1 ベータトロン 本体
Fig. 1.1 The head of the betatron.

2. 実 験

2.1 フィールドバイアス をかけたときの X 線出力特性

交流励磁の上に バイアス をかけることにより、電子の加速期間を長くすることができ、したがって加速 エネルギー を大きくすることが可能である。バイアス 電流を変えて、加速 エネルギー を大きくしたときの X 線出力を測定した結果の一例を図 2.1 に示す。X 線出力は Victoreen 社製 ラドコン Model 575, ラウーラ 606 に 3 mm 厚の鉛板を被覆して測定したものであるが、バイアス 電流 (バイアス 角) の増加に対して出力変化が激しく、バイアス 角 40° 付近から X 線出力が急速に落ちてくる傾向がある。

加速 エネルギー を X 線による光核反応のシキイ値 E_{th} から較正したところ、交流の励磁電流 130 A (rms), 45° バイアス 角 (直流 130 A) で 29.0 MeV であることが確かめられた。較正に用いた光核反応は $^{64}\text{Zn}(\gamma, n)^{63}\text{Zn}$ ($E_{th}=11.6$ MeV) および $^{12}\text{C}(\gamma, n)$

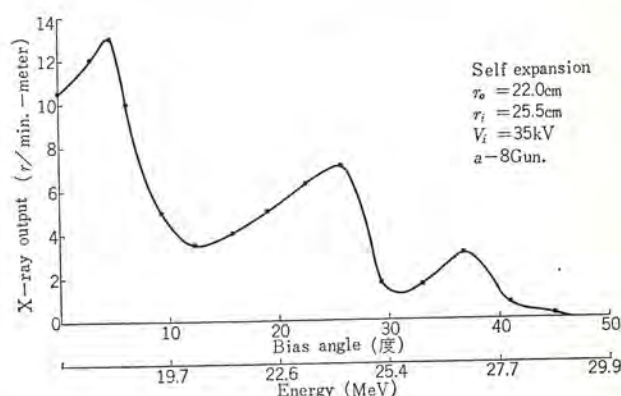


図 2.1 フィールドバイアス をかけたときの X 線出力特性
Fig. 2.1 Characteristics of X-ray output as a function of DC bias angle.

^{11}C ($E_{th}=18.7$ MeV) で、この 2 点から求めた。

X 線の出力特性は直流磁界の パンダス 補正を行なうことによりかなり変わってくるところから、入射時近辺の パンダス、とくに直流磁界の パンダス の影響を見のがすことはできない。

エクスパンジョン をかけたときとかけないときの X 線出力を比べると、一般に エクスパンジョン をかけたときが大きい。これはセルフエクスパンジョン による場合、X 線が減速過程で発生することが多く、最大磁界近辺の エクスパンジョン による X 線が エネルギー が高く当然のことといえる。

2.2 電子の瞬時軌道方程式

ベータトロン の電子軌道の理論⁽¹⁾から瞬時軌道の方程式を求めると

$$x = \left(\frac{r}{r_1}\right)^{2-n} = x_0 - \frac{X}{\cos \Delta} \cdot \frac{\sin \tau_0 \cdot \cos \Delta + \cos(\tau - \tau_0) \sin \Delta}{\sin(\tau - \tau_0) + \sin \tau_0} + \frac{K}{\sin(\tau - \tau_0) + \sin \tau_0} \quad (2.1)$$

ただし

$$x_0 = \left(\frac{r_0}{r_1}\right)^{2-n} = \frac{1-n/2}{1-n} \cdot \frac{H_1}{H_2} \cos \Delta - \frac{1}{1-n} \quad (2.2)$$

$$X = \frac{1-n/2}{1-n} \cdot \frac{H_1}{H_2} \cos \Delta = x_0 + \frac{1}{1-n} \quad (2.3)$$

で、 K は電磁石の幾何学的条件および入射時の初期条件によって決められる。

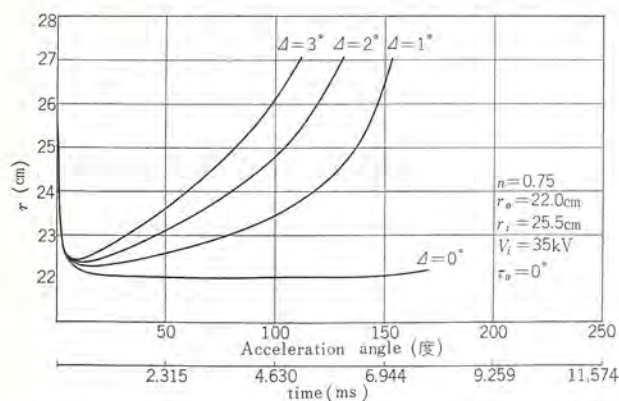


図 2.2 $\tau_0=0^\circ$ として、位相差 Δ による瞬時軌道の変化
Fig. 2.2 Variation of the instantaneous orbit for different values of phase shift Δ with $\tau_0=0^\circ$.

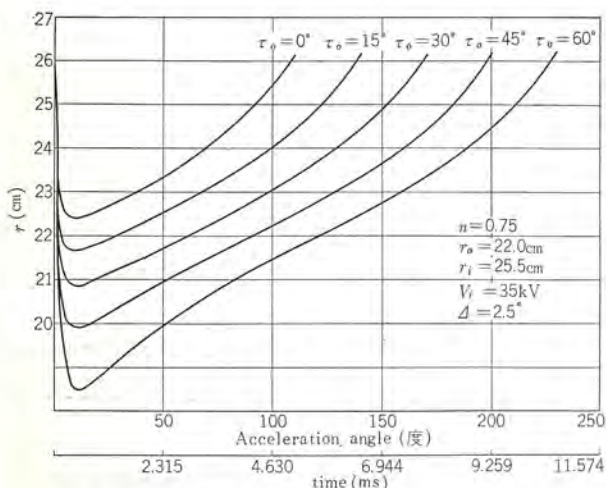


図 2.3 $\Delta=2.5^\circ$ として、パイアス角 τ_0 を変えたときの瞬時軌道の変化
Fig. 2.3 Variation of the instantaneous orbit for five different values of bias angle τ_0 with $\Delta=2.5^\circ$.

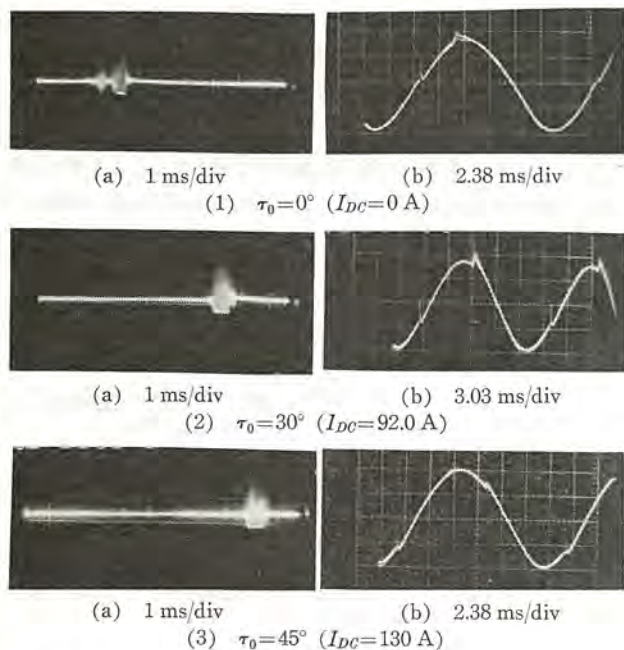


図 2.4 パイアス電流を変えた場合のセルフエクスパンションによる X 線出力パルス (ガン: a-8)
Fig. 2.4 X-ray output pulse under the self-expansion condition as a function of DC bias angle (Gun name; a-8).

2.3 軌道計算と実験の比較

2.3.1 位相差およびパイアス角の変化に対する瞬時軌道

$n=0.75$ とし、初期条件として、入射電圧 $V_i=35$ kV、入射位置 $r_i=25.5$ cm、 $r_0=22.0$ cm、パイアス角 $\tau_0=0^\circ$ とし、位相差 Δ をパラメータとして、計算を軌道磁界 0 からの加速角について、減速過程にまで拡張して行なった。その結果を図 2.2 に示す。ターゲットの位置 r_t を 25.0 cm とすれば、 Δ が大きいほど短い時間で電子はターゲットに衝突する。パイアスをかけない状態で、セルフエクスパンションによって発生する X 線をシンチレーションカウンタで検出し、シンクロスコープに入射パルスで外部掃引して観測したところ、入射時からセルフエクスパンション時までの時間が 3.0~3.6 ms あった。したがって計算との比較から Δ は 2° ないし 3° あることがわかる。

次に $\Delta=2.5^\circ$ として、同じ初期条件で、 τ_0 をパラメータとして計算した結果を図 2.3 に示す。これから τ_0 が小さいところで、セルフエクスパンションは加速過程に、 τ_0 の大きいところでは減速過程に発生することがわかる。図 2.4 は計算値とほぼ同じ入射条件として、交流の励磁電流 130 A (rms) で、パイアス電流 I_{DC} を変えて実験を行なったうちの一例で、 $\tau_0=0^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ の場合である。(a) 図はいずれも入射パルスで外部掃引されており、セルフエクスパンションにより発生する X 線パルスを観測したものである。(b) 図は磁界とほぼ同位相の電圧をエネルギー設定のための積分回路から取り出し、さらに入射パルスおよびセルフエクスパンションによる X 線パルスを混合して、オシロスコープに入れて観測したものである。この実験からパイアス電流が増加すると電子軌道が大回りをし、ターゲットに衝突する時間が遅れてくることを明確に示している。

2.3.2 入射電圧および入射位置を変えたときの瞬時軌道

初期条件のうち入射電圧だけを変えて軌道計算を行なったが、入射電圧の低い場合、軌道収縮の最も大きいところで、ほんの少し内側に入りこむ以外はほとんど変化はみられなかった。実験の結果もセルフエクスパンション時ほどのパイアス角の場合でも変化は認められなかった。

次に入射位置 r_i のみを変えた場合の計算例を図 2.5 に示す。これは $\tau_0=0^\circ, 15^\circ$ とした $r_i=25.0$ cm の場合で、比較のために $r_i=25.5$ cm の計算結果を入れてあるが、瞬時軌道はほとんど変わっていない。 $r_i=25.5$ cm と $r_i=25.25$ cm の場合の実験結果を図 2.6 に示すが、各パイアス角で、 $r_i=25.25$ cm の場合、セルフエクスパンション時が約 0.5 ms 短い。ターゲットは電子銃の陽極の一部に取り付けられたものであり、 r_t は r_i と相対的に固定された位置にあるから、 $r_i=25.25$ cm の場合は $r_i=25.5$ cm の場合より r_t

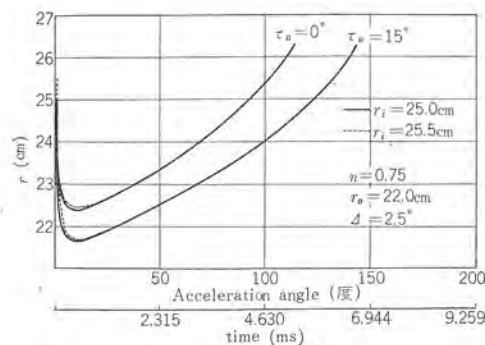


図 2.5 入射位置を変えた場合の瞬時軌道
Fig. 2.5 Instantaneous orbit under the change in the injection position r_i .

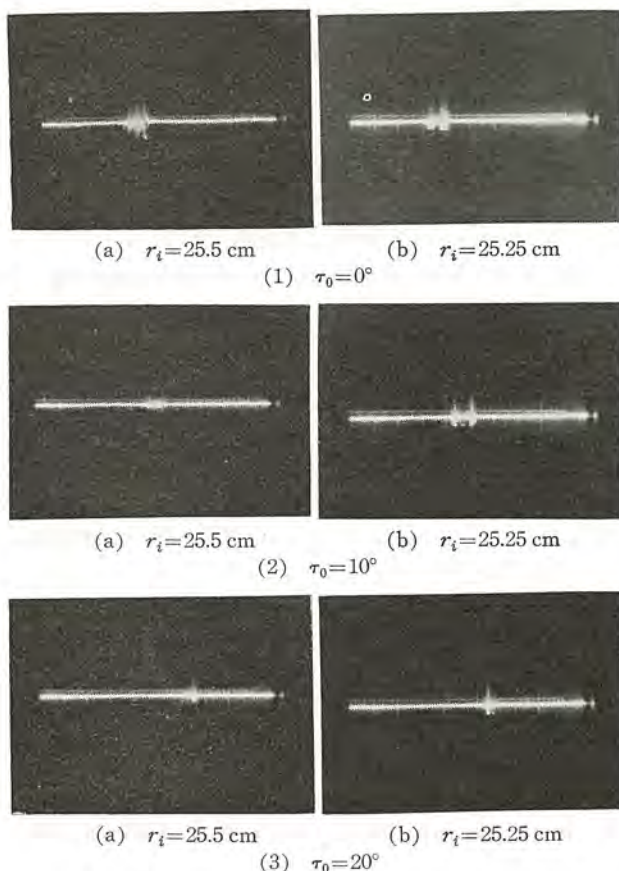


図 2.6 入射位置を変えた場合のセルフエクスパンションによる X 線パルスの比較 (ガン: a-12, 横軸 1 ms/div.)
Fig. 2.6 Comparison of the X-ray output pulse under the self-expansion condition for the change in r_i (Gun name: a-12, time base 1 ms/div.).

が 0.25 cm 内側にある。したがって電子の衝突する時間は当然速くなるわけで、この近辺での電子の r 方向 0.25 mm のシフトは時間にして ~ 0.5 ms であることを示しており、軌道計算からもこれを裏付けている。そしてセルフエクスパンションのパルス幅が場合によっては約 1 ms あることから r 方向のベータトロン振動の振幅が約 2.5 mm あることを示している。

ただセルフエクスパンションによる X 線パルスが二つ以上に分かれることがよく観測されたので (図 2.4 (1) 参照), 安定軌道半径の測定を精密にやりなおしたところ, r_0 が二つないし三つある可能性が確められた。したがってせまい X 線パルスの例では、振動の振幅は 1 mm 程度のものがある。

ベータトロン振動の振幅は磁界の強さの平方根に逆比例して減衰すること^{(2),(3)}から、最終時の振幅から逆にたどると、入射時の振動の振幅は大きい場合 2~2.5 cm あることになる。これは $n=0.75$ の領域すなわちダイナミックレンジの半分に相当している。

2.3.3 安定軌道半径を変えた場合の瞬時軌道

中心磁束と軌道磁界の間に位相差がある以上、安定軌道は存在しないが、ここでの定義は通常の方法⁽¹⁾で測定することのできる r_0 を意味している。図 2.7 は $r_0=22.5$ cm の場合の計算結果で、比較のため $r_0=22.0$ cm の場合を入れてある。 r_0 を約 0.5 cm 大きくすることにより、セルフエクスパンション時は約 0.4 ms 速くなる。すなわち r_0 を大きくすると軌道の収縮は小さくなり、それだけ小さく瞬時軌道を描く。 $r_0=22.0$ cm および $r_0=22.5$ cm の場合の $\tau_0=0^\circ, 15^\circ$ について行なった実験例を図 2.8 に示す。

これはある電子銃 (a-11) で行なったもので、 r_0 の変化が正確

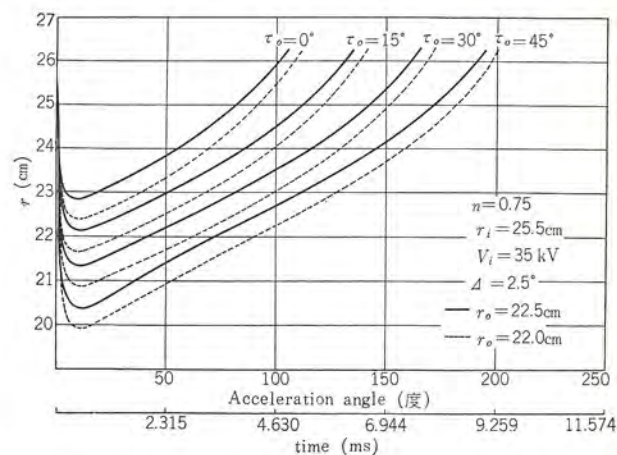


図 2.7 安定軌道半径を変えた場合の瞬時軌道
Fig. 2.7 Instantaneous orbit for the change in the nominal orbit radius r_0 .

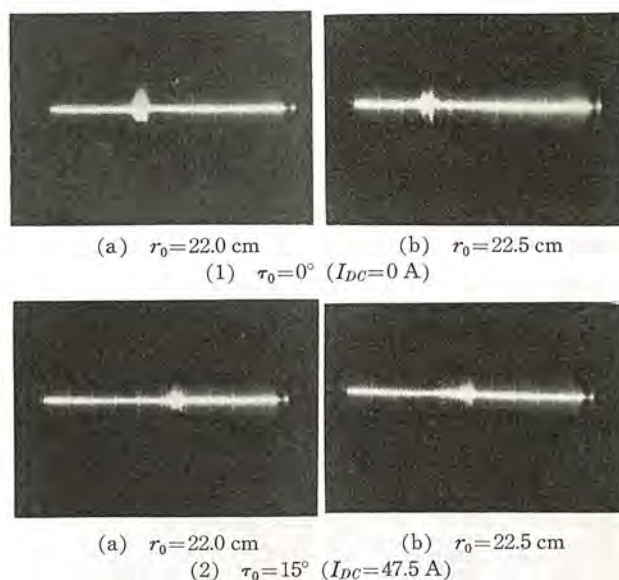


図 2.8 安定軌道半径を変えた場合のセルフエクスパンションによる X 線パルスの比較 (ガン: a-11, 横軸 1 ms/div.)
Fig. 2.8 Comparison of the X-ray output pulse under the self-expansion for the change in r_0 . (Gun: a-12, time base 1 ms/div.)

なものではないが、理論と実験のよい一致を示している。

2.3.4 最大磁界での軌道の位置

減速過程でセルフエクスパンションの現象が現われるパイアス角の大きい場合、最大磁界の近辺でエクスパンションをかけることにより、その時刻における軌道の位置を知ることができる。その方法は、エクスパンションをかけることにより、X 線が完全にそのときに出てしまう——すなわちセルフエクスパンション時には全然 X 線はでなくなる——場合のエクスパンダコイルに流れる電流 I_p 、巻数 N から、瞬時軌道のシフトを計算することにより求める。瞬時軌道の位置を r_s 、その点の磁界の強さを H_s 、 r_t における磁界の強さを H_t とすれば、エクスパンションをかけることにより r_s から r_t に軌道が移動した場合、電子のエネルギーはほとんど変わらないと仮定し、そのときの r_t での磁界の強さを H_t' とすれば

$$H_t' r_t = H_s r_s \quad (2.4)$$

エクスパンションをかけないときは

$$H_t = H_s \left(\frac{r_s}{r_t} \right)^n \quad (2.5)$$

したがって、軌道を r_s から r_t まで移動させるに必要な磁界強度 ΔH は式 (2.4) と (2.5) から

$$\Delta H = H_t' - H_t = H_s \left[\frac{r_s}{r_t} - \left(\frac{r_s}{r_t} \right)^n \right] \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

である。 I_p と N と ΔH の間には次の関係が成立する。(4)

$$I_p = k \cdot \frac{\Delta H}{N} \cdot d$$

ただし、 d は上下外周磁極面に巻いてある エクスパンダコイル 間の平均距離で、 k は比例定数である。

k を実験から求めるには厳密な定義による安定軌道が存在する普通形 ベータートロン⁽³⁾⁽⁵⁾でなければできないが、ここでは二つの パイアス 角 ($\tau_0=30^\circ$ と $\tau_0=45^\circ$) についての実験と、計算から得られた瞬時軌道の位置から、振動の振幅を考慮に入れて k を求め、両者を比較して、逆に r_s の正当性を調べた。図 2.9 は $\tau_0=30^\circ$ の場合の実験で、 I_p を徐々に大きくし、セルフエクスパンジョンによる X 線 パルス が消失していく様子を観測したもので、狭い幅の パルスはエクスパンジョンによるものである。 $\tau_0=30^\circ$ の場合、セルフエクスパンジョンによる X 線 パルス を消失させるに必要な I_p が約 150 A であったのに対し、 $\tau_0=45^\circ$ では $I_p=240$ A で、計算の結果測定誤差の範囲内で k が一致した。このことは理論から得られた瞬時軌道の最大磁界近辺の位置の正しさを裏付けしている。

2.3.5 入射直後の軌道の位置

瞬時軌道をさらにさかのぼり、入射直後の様子を調べるには、最大磁界近辺の場合と同様の方法で測定可能であるが、実際には技術上と測定誤差の問題で測定がむずかしい。そこで実験から X 線出力が パイアス 電流をふやすにつれて、出力の周期的増減はあ

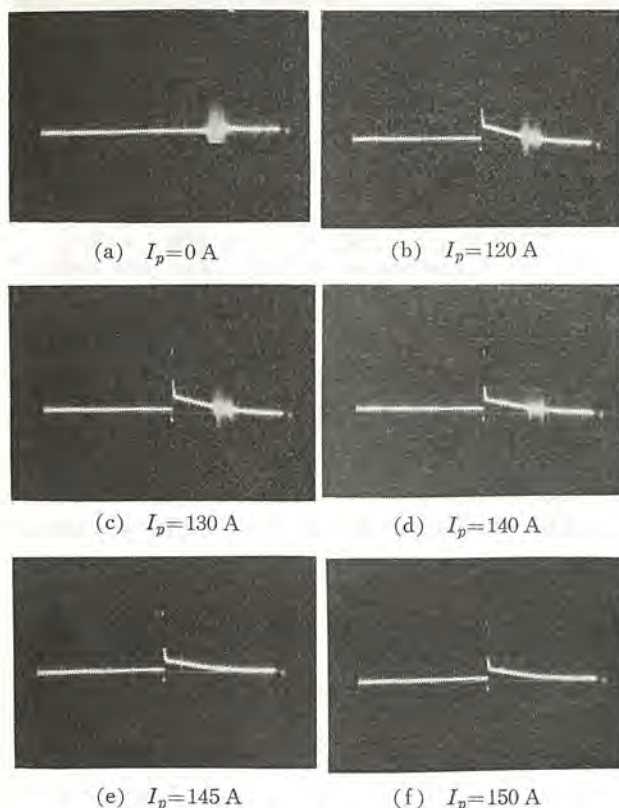


図 2.9 $\tau_0=30^\circ$ で、エクスパンダ電流 I_p を変えたとき、セルフエクスパンジョン および エクスパンジョン による X 線パルス (ガン: a-8, 横軸 1 ms/div.)

Fig. 2.9 X-ray output pulse of both the forced-expansion and self-expansion under different values of expander current I_p with $\tau_0=30^\circ$ (Gun name; a-8, time base 1 ms/div.).

っても、しだいに減少していく傾向があり、しかも $\tau_0=45^\circ$ 以上ではでなくなることに、理論から入射直後の軌道収縮はパイアス電流の増加につれて大きくなることが予想されることから、軌道収縮と出力の関係を調べて、入射直後の軌道にさぐりをいれてみた。

図 2.3 から $\tau_0=45^\circ$ では、内側に最も収縮した位置は $r \approx 20$ cm で、その点における ベータートロン 振動の振幅は約 1 cm あるから電子は ダイミョックレンジ からはずれる可能性がでてくる。

実際には n は入射時近辺では低く⁽¹⁾、さらに低い磁界でもっと収縮することが n 変化を考慮した近似計算から予想される。⁽⁶⁾したがって理論からも $r_0=22.0$ cm で、 $\tau_0=45^\circ$ 以上では電子は加速され得ないことが予想される。このことは τ_0 を大きくするには、入射条件として r_0 および r_i を比較的大きくすればよいということが考えられる。図 2.10 は $r_i=25.5$ cm にして r_0 を変えた場合の パイアス 角に対する X 線の出力特性を、XY レコーダで測定したものである。X 軸には パイアス 電流に対応した電源電圧を、Y 軸には線量率に対応した電圧を入れたもので、これから r_0 を大きくするにつれて、かけられる パイアス 角が伸び、 $\tau_0=0^\circ$ の出力に対し、 τ_0 の大きいところでの出力の割合が大になっていく傾向がみられる。この傾向は r_i を変えて同様の実験をしたところ、 r_0 だけでなく r_i も大きくしたほうがよいという事実が確認された。 r_i を大きくしても軌道そのものには大きい変化はみられないが r_i と r_0 の最適な相互位置の点から明らかである。

これらの実験から入射直後の軌道収縮についてある程度の真実性を見出すことができる。

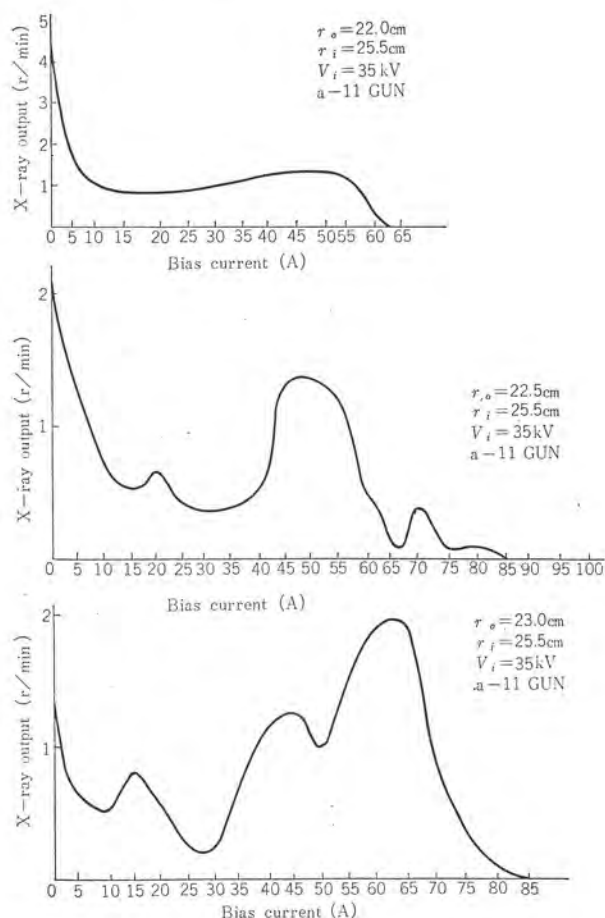


図 2.10 r_0 を変えた場合の パイアス 電流に対する X 線出力特性

Fig. 2.10 Characteristics of X-ray output as a function of bias current I_{De} for the change in r_0 .

2.4 議 論

軌道現象の多くの実験と理論との比較にあたって、かならずしも正確な一致がみられたわけではない。これは実験上からは、 r_0 および r_i の正確な測定が困難であり、 r_0 の特性は精密測定の結果かなり複雑であること。理論計算にあたっては n 一定としたにもかかわらず、実測では低磁界で低くなり、高磁界では軌道磁界の外側部分で高くなるなど、入射時とセルフエキスパンション時に n が変わってくる、また直流による中心磁束の打ち消しが完全でないために生ずる、磁界の高調波成分が現われることなどを考慮に入れなかったことが、おもな原因と考えられる。

かけられる バイアス 角の大きさは入射条件によって変わってくるが X 線出力と同様、電子銃の性能に大きく依存することは実験から確かめられた。

3. 応 用

ベータトロン から発生する高 エネルギー X 線の利用の一つとして非破壊試験(ラジオグラフィ)がある。分解して検査できないような金属類からなる機器、部品など、しかも低 エネルギー X 線では探査できない厚い物体を高 エネルギー 線撮影により、その中の構造、損傷などをかなりの信頼度で調べることができる。従来使用されていた 400 kV X 線管による撮影では、8 cm 厚の鋼鉄の試験体に対し、その厚さの 1~2% の損傷を識別するのが限界であったのに対し⁽⁷⁾、ベータトロンによる非破壊試験では 5~50 cm 厚の試験体に対し、その厚さの 0.5~1% 厚の損傷を探知することができる。

非破壊試験では試験体中の損傷を検出する能力を表わす識別度が必要となるが、その方法として、バシルス (Bacillus) 感度がある。この定義は、図 3.1 に示すように、鋼鉄の試験体の表面にその厚さ 0.5~1% の径をもつ、長さ 1 cm の鋼鉄棒を 30 本無秩序にはりつけたものを X 線撮影し、X 線写真に現われた鋼鉄棒の像を数人の観察者が検出し、被写体と比較して各人の正しく識別された棒の百分率を平均したものである。

この ベータトロン により、厚さ 75 mm の鋼鉄に 0.5~1.5 mm の径の鋼鉄棒(線 ペネトレータ)をはりつけ、透視し、5 人で検出した結果 63% の バシルス 感度が得られた。X 線の強度を照射野全体にわたり均一にするための イコライザ は銅製のものを使用した。識別度を上げるには、試験体の種類に応じて、フィルムの選択、増感紙の厚さの決定などの基準を設定し、X 線強度を増大して、均一な X 線で短時間に透視できるようにすることが必要で、また現像技術、照射の幾何学的条件をよくすることにより、分解能、コントラストを大幅に改善することができる。

図 3.2 は ラジオグラフィ の一例で、小形モータの X 線写真である。



図 3.1 バシルス 感度測定用写体
Fig. 3.1 Test material for measurement of bacillus sensitivity.



図 3.2 小形モータ透視写真
Fig. 3.2 Radiograph of a small motor.

4. 結 論

セルフエキスパンション の現象は フィールドバイアス 形 ベータトロン 特有のものである^{(8),(9)}が、この現象から観測できた多くの実験と軌道理論の比較から、この ベータトロン について、次の事実が明らかになった。

- (1) 安定軌道は二つないし三つ存在する。
- (2) ベータトロン 振動の振幅は セルフエキスパンション 時で 2.5 mm 以内である。
- (3) 中心磁束と軌道磁界の位相差は 2~3° である。
- (4) 瞬時軌道は安定軌道半径によって大きく変わるが、入射位置および入射電圧にはあまりよらない。

表 4.1 30 MeV フィールドバイアス 形 ベータトロン の 構造・性能

最大加速エネルギー	29 MeV
軌 道 半 径	22 cm (連続可変)
n 値	0.75
磁 極 間 隔	6 cm
ダイナミックレンジ	19~24 cm
最大軌道磁界	4623 Oe
本 体 構 造	2 個の励磁回路、中心コアに空ゲキがない
本 体 重 量	3.6 ton
本 体 付 属 回 路	同調リアクタ、コンデンサ、オービットポジショナ、バイパスリアクタ、チョーク
励 磁 電 源	直流 (50 V, 200 A) + 交流 (60 c/s, 2,500 V, 160 A)
皮 相 電 力	405 kVA (30 MeV)
Q	26
入 射 エ ネ ル ギ	30~35 KeV
X 線 出 力	ラドコン、グローブ 606 に 3 mm 厚の鉛をかぶせて測定した場合、エネルギー 26 MeV で 20 r/min-met. フィールドバイアスをかけたときエネルギー上昇とともに出力は増加しない。バイアス角は 45° 付近までかけられる。
軌 道 シ フ ト	あり
X 線出力パルス幅	セルフエキスパンションで 400~1,000 μ s.

(5) かけられる バイアス 角は電子銃の性能によって異なるが、同じ電子銃については、入射位置および安定軌道半径を比較的大きくすると増加する傾向がある。

こうした電子軌道の様子がかなり明確にでてくるのは、安定軌道半径 r_0 が電氣的に容易に連続可変であることと、セルフエキスパンションの現象がみられるため、研究用 ペータロン としてはきわめて有利な装置である。

X 線出力は バイアス をかけた状態では、エネルギー 増加の割にはふえないが、交流励磁だけでは普通形 ペータロン とさして変わりはない。ラジオグラフィ などの実用面では十分その威力を発揮している。表 4.1 は現在までに得られたデータ をもとにして、このペータロンの構造・性能をまとめたものである。

5. む す び

医療用または工業用を目的とした 35 MeV 普通形 ペータロン⁽¹⁰⁾ は、この フィールドバイアス 形 ペータロンの実験・研究を足がかりと

して建設され、現在その性能は飛躍的に向上しており、実用化の段階に入った。

参 考 文 献

- (1) 後藤, ほか: 「三菱電機技報」38, No. 7, (1964)
- (2) D. W. Kerst and R. Serber: Phys. Rev 60, 53, (1946)
- (3) S. Flügge: Handbuch der Physik XLIV, 195, (by Springer-Verlag OHG, Berlin Göttingen Heidelberg (1959)
- (4) T. W. Dietze and T. M. Dickinson: Proc of the I.R.E., 37, 1171, (1949)
- (5) D. W. Kerst: Phys. Rev. 60, 47, (1941)
- (6) To be published.
- (7) M. Sempert: Brown Boveri Review, 45, No. 9, 383. (1958)
- (8) 弘田, 小倉: 「三菱電機」28, No. 7, (1954)
- (9) E. C. Gregg: R. S. I. 22, 176, (1951)
- (10) To be published

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
39- 9- 1	北海道電気利用合理化委員会	新しい工場照明とその効果	小堀富次雄	本 社
39- 9- 3	計測制御学会	Linear system における変数の求め方	国 方 敏 行	中央研究所
39- 9- 3	計測制御学会	セラミックモータ	前 川 善 六	中央研究所
39- 9- 4	計測制御学会	振幅制御による コンスタントウェイフイーダ	吉 山 裕 二	中央研究所
39- 9- 4	計測制御学会	磁気増幅器を含む制御系の簡易設計	大 野 栄 一	中央研究所
39- 9- 4	計測制御学会	アナログ 記憶式計算機	阪 尾 正 義	中央研究所
39- 9- 8	電気通信学会	An experiment on compounding recognition system	黒 田 寿 一	中央研究所
39- 9- 8	電気通信学会	An experiment on compounding recognition system	木 村 孝 之	中央研究所
39- 9- 8	電気通信学会	A design theory of recognition function in a self organizing system	伊 藤 貴 康	中央研究所
39- 9- 8	ICMCI 国際会議	Cassegrain antenna for space communication and satellite trancking	喜連川 隆	中央研究所
39- 9- 8	ICMCI 国際会議	A huge parabolic antenna for over the horizon communication	武 市 吉 博	中央研究所
39- 9- 8	ICMCI 国際会議	A parabolic antenna with dual circular polarization for 6 GC broad band microwave system	立川清兵衛	中央研究所
39- 9-10	ICMCI 国際会議	A directional power divider and its application	紅林秀都司	中央研究所
39- 9-11	ICMCI 国際会議	A microwave phase controller	中原昭次郎	中央研究所
39- 9-11	ICMCI 国際会議	Maximum band width of the diode parametric amplifier	白 幡 潔	中央研究所
39- 9-16	規格協会関西支部	品質管理 セミナ 応用 コース「工場管理」	小鳥井 繁	本 社
39- 9-16	真空協会	マスフィルタ の実験	藤 永 敦・花 坂 孝 雄	中央研積所
39- 9-21	大阪府商工会館	防爆電気設備とその防止対策	平 野 琢 磨	福 岡
39- 9-24	溶剤学会関西支部	アルミニウム 合金溶接における心線の移行現象	山 本 利 権	中央研究所
39- 9-24	電気学会	中性子物理計測における データ 処理	宮 下 恭 一	中央研究所
39- 9-24	ポラログラフ 学会	有機溶媒中における アンチモン の ポラログラフ 法による定量	吉 留 昭 男	中央研究所

空心 $\sqrt{2}\pi$ 形ベータスペクトロメータの設計

久武和夫*・藤岡 学**

後藤正之***・秋葉稔光****

鈴木敏允****・上田孝寿****

On The Design of a 75 cm-Radius Iron-Free Double Focusing $\sqrt{2}\pi$ Beta-Spectrometer

Tōkyō Institute of Technology

Mitsubishi Electric Corporation, Central Research Laboratory

Kazuo HISATAKE・Manabu FUJIOKA

Masayuki GOTOH・Toshimitsu AKIBA

Toshimitsu SUZUKI・Kōju UEDA

A 75 cm-radius iron-free double focusing $\sqrt{2}\pi$ beta-spectrometer is planned to be installed at Institute for Nuclear Study, University of Tokyo. Fundamental design parameters of the beta-spectrometer have been examined.

The magnetic field shape of the beta-spectrometer can be fitted to the optimum one which given by Lee-whiting and Taylor. In other words, the expansion coefficients of that magnetic field have been determined to the fourth order, using three pairs of current loops.

Substituting the fitted coefficients of the magnetic field in the equations of motion, the numerical integration of the equations has been carried out. Various discrepancies of the trajectories between the numerical and the analytical calculations have been examined. These discrepancies are due to the higher order terms which have been included in the numerical calculation but not in the analytical one.

A trial construction of a medium size coil has been made at Kobe Works of Mitsubishi Electric Corp. and the capability of construction within the proposed high precision, which is much more severe than ordinary specifications has been confirmed. A running test of the coil has confirmed that the temperature rise is less than the required value.

1. ま え が き

最近の原子核分光学は高分解能でしかも明るい β 線スペクトロメータを要求するようになってきた。そのため、この種のスペクトロメータの建設が日本でも要求され、われわれがその一役をになうことになった。

高分解能で明かるいスペクトロメータとしては、Svartholm と Siegbahn が 1946 年に発表した二重収束形が最も適している。すなわち磁界が円筒対称であり、対称平面 (median plane) 上で $1/\sqrt{r}$ のように変化する場合、水平方向 (r 方向) に対しても垂直方向 (z 方向) に対しても電子は $\sqrt{2}\pi$ の点で収束する性能をもっている。この種のスペクトロメータは $\sqrt{2}\pi$ 二重収束形と呼ばれている。

$1/\sqrt{r}$ 形磁界は鉄心電磁石でも空心コイルでも作ることが可能であるが、われわれは以下の理由で空心形を選んだ。

(1) 空心コイルを用いると、鉄心電磁石と違って鉄の磁気履歴による誤差が生じない。すなわち電流を制御することによって磁界を電流の精度まで制御することができ、われわれの設計目標の一つである電子運動量精度 $1/10^5$ の測定が可能になる。また低エネルギー電子の場合、鉄心電磁石では鉄が一緒に磁化しない現象があり分解能がわるくなる。

(2) 空心コイルを用いると、前述の $1/\sqrt{r}$ の磁界をあらかじめ計算により設計することが可能である (この方法はこの論文で述べる) が、鉄心電磁石では正確な計算はまず不可能である。

一方空心コイルではコイル製作精度に関する問題、コイル冷却の問題などが生ずる。また低エネルギー電子の測定の場合には必要な磁界が小さくなるので外部磁界のジョウ乱が問題になってくる。

空心形スペクトロメータは大きく分けると、Moussa and Bellicard⁽²⁾、

Graham and Ewan Geiger⁽³⁾、Wolfson⁽⁴⁾ らによるカレント・ルーラ形 (current loop type) と Siegbahn^{(5), (6)} らおよび de Vries and Wapstra⁽⁷⁾ によるカレント・シート形 (current sheet type) に分れる。前者に対しては Lee-Whiting and Taylor⁽⁸⁾ による詳しい計算があり、点線源に対して 4 次まで収束するコイル寸法が見つかり、Graham⁽³⁾ らはこの設計に基づいて $1/10^4$ の分解能を実現している。これに対して後者のカレント・シート形では今のところ 2 次までしか収束しない[†]。また線源の出入、 γ 線の同時測定などにはカレント・ルーラ形が有利である。これらの理由でわれわれはカレント・ルーラ形を採用した。電子の軌道半径は明かるさをふやすという方針から $\rho=75$ cm を選んだ。

設計方針としては大体 Lee-Whiting らの計算により Graham らおよび Wolfson らの製作経験を大いに参考にしたが、Graham らと異なり、われわれは励磁電源をトランジスタ化したのでコイルの巻線比が異なり、かれらと少し違ったコイル寸法を採用せねばならない。そのため Lee-Whiting の基本式に返り計算をやり直す必要が生じた。この報告ではこれらの方針に基づいてコイル寸法の基本設計の方法を解説する。2 章では円筒対称磁界内の電子の運動方程式について述べる。3 章ではその磁界を実現するためのコイル寸法を求める方法を述べる。実際には 4 次収束までの寸法が見つかり、さらに、コイルが有限の広がりをもった場合の補正方法に対する Lee-Whiting の理論およびわれわれによる拡張を述べ、実際にわれわれの設計するコイル寸法を求める。4 章では求めたコイル系による磁界内での電子の収束、収差を Runge-Kutta 法と Predictor-Corrector 法により数値計算し、解析解および Lee-Whiting らの数値計算と比較した。

† 最近二つの形の中間形として 3 次まで収束する設計が藤岡より提案された⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。

2. 円筒対称で鏡面对称な磁界内の電子の軌道

ここでは次の3章と4章で述べるコイルの設計、軌道の数値積分および高分解能の実現に必要な分析スリット、パツフルの形状と構造、線源の形状などの決定に用いる基本量を理解するのに必要な基礎概念を明らかにするために、軌道解析について簡単に述べる。

円筒座標系 (r, φ, z) を用いると、円筒対称な磁界はベクトルポテンシャルの φ -成分のみで表わされる。この φ -成分を A とし、 r , z の代わりに $\eta = (r - r_0)/r_0$, $\tau = z/r_0$ とおくと、 r と A の積は中心軌道 (Optic circle) の近傍で

$$rA = r_0 A_0 + H_0 r_0^2 \sum_{m, n=0}^{\infty} C_{mn} \tau^m \eta^n \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

と展開できる⁽⁸⁾。

式 (2.1) の中の r_0 , H_0 は運動量平衡 (Momentum balance) $P_0 = -er_0 H_0$ を満足する中心軌道の半径と磁界の強さであり、 A_0 は $r = r_0$ の A の値である。したがって式 (2.1) の展開係数 C_{mn} は

$$C_{00} = 0, C_{01} = 1 \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

でなければならない。

電荷 e , 運動量 P を持つ粒子の磁界中における Hamiltonian は

$$H = \sqrt{C^2 P^2 + m_0^2 c^4} \\ P^2 = (P_r - eA_r)^2 + (P_\varphi/r - eA_\varphi)^2 + (P_z - eA_z)^2,$$

である。正準方程式 $\dot{r} = \partial H / \partial P_r$, $\dot{P}_r = -\partial H / \partial r$ etc. から式 (2.1) を考慮して簡単な変形を行なうと、円筒対称な磁界内の粒子の運動方程式は式 (2.3) の形になる。

$$\begin{aligned} \eta' &= (1 + \eta)(p_r/p_\varphi) \\ \tau' &= (1 + \eta)(p_z/p_\varphi) \\ p_r' &= p_r - p^{-1} \sum_{n=0}^{\infty} (n+1) C_{m+1, n} \tau^m \eta^n \\ p_z' &= p_z - p^{-1} \sum_{n=0}^{\infty} (n+1) C_{m+1, n} \tau^m \eta^n \\ p_r^2 + p_\varphi^2 + p_z^2 &= 1 \\ P p_\varphi r + e r A &= \text{const.} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

ここで $p = P/P_0$, $p_r = P_r/P$, $p_\varphi = (P_\varphi/r - eA)/P$, $p_z = P_z/P$ とおいた。さらに独立変数を時間 t から φ に変換して、 $d/d\varphi$ を ' であらわした。

式 (2.3) を数値積分して電子の軌道を求めた結果を4章で述べる。数値積分に必要な初期条件は $\varphi = 0$ での η , τ , p_r , p_φ , p_z の値であるが、実際には $\varphi = 0$ での η , τ , η' , τ' の値を使用することが多い。ここで η , τ , p_r , p_φ , p_z と η , τ , η' , τ' の間の変換を求めておく。G. E. Lee-Whiting と E. A. Taylor (これから後は単に Lee-Whiting と書くことにする) の用いた記号⁽⁸⁾ で初期値を

$$\begin{aligned} \eta_{\varphi=0} &= h, & \tau_{\varphi=0} &= t \\ \eta'_{\varphi=0} &= H/\sqrt{2}, & \tau'_{\varphi=0} &= T/\sqrt{2} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

と表わす。

p_r , p_φ , p_z が局所直交曲線座標系 (local curvilinear coordinates) での P の方向余弦であることを考えて、式 (2.4) を式 (2.3) に代入すると

$$\begin{aligned} p_r &= (H/\sqrt{2}) / \sqrt{(1+h)^2 + (H^2 + T^2)/2} \\ p_z &= (T/\sqrt{2}) / \sqrt{(1+h)^2 + (H^2 + T^2)/2} \quad \dots\dots\dots (2.5) \\ p_\varphi &\equiv \cos \gamma = (1+h) / \sqrt{(1+h)^2 + (H^2 + T^2)/2} \end{aligned}$$

として初期条件の変換式がえられる。式 (2.5) の左辺の p_r など

はすべて $\varphi = 0$ での値を表わしている。

式 (2.3), (2.4), (2.5) から簡単な計算によって電子の軌道の微分方程式

$$\begin{aligned} \eta'' + \left[\frac{F_\eta}{F} \eta' + \frac{F_\tau}{F} \tau' - \frac{2\eta'}{1+\eta} \right] \eta' &= -[(1+\eta)^2 F_\eta / F - 1 - \eta] \\ \tau'' + \left[\frac{F_\eta}{F} \eta' + \frac{F_\tau}{F} \tau' - \frac{2\eta'}{1+\eta} \right] \tau' &= -(1+\eta)^2 F_\tau / F \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

が得られる。

ただし

$$\begin{aligned} F &\equiv (1+\eta) p p_\varphi = (1+\varepsilon)(1+h) \cos r + \sum_{m, n=0}^{\infty} C_{mn} (\tau^m \eta^n - t^m h^n) \\ F_\eta &= \partial F / \partial \eta, \quad F_\tau = \partial F / \partial \tau \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (2.7)$$

とおいた。

式 (2.6) の独立変数が φ であることに注意すれば、式 (2.6) は Lee-Whiting の式 (9), (10) と同じであることがわかる。式 (2.7) の F , F_η , F_τ は Lee-Whiting の定義した F , P , Q と同一のものである⁽⁸⁾。

円筒対称性と同時に鏡面对称性を持つ磁界では式 (2.1) の展開係数 C_{mn} は

$$C_{2m, n} \neq 0, C_{2m+1, n} = 0 \quad (m=0, 1, \dots\dots)$$

となり、しかもすべてが独立ではない。 C_{mn} 間の関係式および C_{mn} と磁界の r_0 の近傍での Taylor-展開

$$H_z(r, 0) = H_0 \sum_{n=0}^{\infty} a_n \eta^n \quad \dots\dots\dots (2.8)$$

の係数 a_n との関係式は Lee-Whiting が求めている。かれは式 (2.6) の独立変数を φ から $\psi = \varphi/\sqrt{2}$ に置き換えて、中心軌道の上の点線源から出た電子の軌道を H , T に関して6次の項までとった解析解を求めた。さらに物理的な要請にもとづいて最適磁界の形状すなわち式 (2.7) の展開係数 a_n , したがってベクトルポテンシャルの展開係数 C_{mn} の決定について考察をした。

われわれの空心ペータスペクトロメータの磁界の形状は Lee-Whiting の High-aperture 形を採択した。すなわち表 2.1 の C_{mn} の値を用いた。Chalk River Laboratory の空心ペータスペクトロメータ ($r_0 = 100$ cm) と同じく3対のコイルの組み合わせによって上記の磁界を形成する。これについては3章で述べる。

表 2.1 Lee-Whiting の求めた最適な C_{mn} の値

n	C_{0n}	C_{2n}	C_{4n}	C_{6n}
0		0.25	-0.0225694	0.0049426 ..
1	1	-0.125	0.038628...	-0.021409...
2	0.25	0.072916	-0.054825...	
3	-0.416	-0.032118...	0.082334....	
4	0.0190972	0.024226....		
5	-0.011719....	-0.026196....		
6	0.0063855...			
7	-0.003555....			

3. コイルの大きさ、配置および磁界分布

この装置では中心軌道の半径を75 cmにとり ($r_0 = 75$ cm), 電源をトランジスタ化した。このため、Chalk River のコイル ($r_0 = 100$ cm)⁽³⁾ とはその巻線の種類・コイルの断面積・ターン数比などがいくぶんか違ってきた。この差異のため単純な縮小比をかけて Chalk River のコイルを縮小するだけでは必要な磁界分布を得ることができない。上記の変更によって生ずる磁界分布の変化はわずかであると考えて、単純な縮小値から出発しコイルの平均半径

と距離をわずかに加えて磁界分布の変化を補正した。

ここでは上記の補正計算によって得た、われわれの装置のコイルの大きさや配置およびこのコイルによって得られる磁界分布について記す。ここで使用する計算方法は Lee-Whiting の方法に従っている⁽⁸⁾。最初に計算と説明に用いる物理量の定義と式および計算方法を簡単に引用する。

3.1 線輪コイルの組の作る磁界を最適磁界の形状に適合させる方法

式(2.1)のベクトルポテンシャルの展開係数 C_{mn} を変形して

$$\begin{aligned} k_m &= (m-1)! C_{m-1} \quad (m \text{ が奇数の場合}) \\ k_m &= m! C_m \quad (m \text{ が偶数の場合}) \end{aligned} \quad \dots (3.1)$$

とおき、 $a_0 \dots a_6$ の最適 (Optimum) な値の組 (あるいは C_{mn} の最適な値の組) に対応する k_m の最適値を k_m^* とする。この最適な k_m^* の値を表 3.1 に示した。

表 3.1 Lee-Whiting の求めた最適係数 k_m^* の値

m	2	3	4	5	6	7
k_m^*	.5	-.25	-0.5417..	0.927..	3.56....	-15.4..

共軸 (z 軸にとる) でかつ中心面 ($z=0$ の平面) の上下に等距離におかれた半径の等しい線輪コイルの組 (以下単にコイルと略す) の作る磁界分布は円筒対称で鏡面对称である。

コイルの半径を a 、中心面からの距離を $\pm b$ 、コイルに流れる電流を I とすれば、ビオ・サバルの式からベクトルポテンシャル A は円筒座標を用いて

$$\begin{aligned} A &= \frac{I}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\{a^2 + r^2 + (z-b)^2 - 2ar \cos \phi\}^{-\frac{1}{2}} \right. \\ &\quad \left. + \{a^2 + r^2 + (z+b)^2 - 2ar \cos \phi\}^{-\frac{1}{2}} \right] \\ &\quad \times a \cos \phi \cdot d\phi \dots \dots \dots (3.2) \end{aligned}$$

で与えられる⁽¹¹⁾。

式(3.2)の両辺に r をかけて Bessel 関数の公式⁽¹²⁾を用い計算すると、 $|z| < b$ の領域で

$$[rA]_{r=r_0} = Ir_0 \sum_{n=0}^{\infty} K_{2n} \tau^{2n} / (2n)! \dots \dots \dots (3.3)$$

$$K_{2n} = \alpha \int_0^{\infty} \exp(-\beta X) J_1(X) J_1(\alpha X) X^{2n} \alpha X$$

と

$$\left[\frac{\partial rA}{\partial r} \right]_{r=r_0} = I \sum_{n=0}^{\infty} K_{2n+1} \tau^{2n} / (2n)! \dots \dots \dots (3.4)$$

$$K_{2n+1} = \alpha \int_0^{\infty} \exp(-\beta X) J_0(X) J_1(\alpha X) X^{2n+1} \alpha X$$

を得る。ここで

$$\alpha = a/r_0, \quad \beta = b/r_0 \dots \dots \dots (3.5)$$

とおいた。

3 個のコイルが作る磁界は各コイルの磁界の重ね合わせから、求まるから、この場合は式(3.4)と式(3.5)の右辺は3個のコイルに対応する項の和となる。半径の大きいものから順に $\nu (=1, 2, 3)$ と右肩に添字を付けて各コイルに関する量を区別する。すなわち、 $K_m^\nu, I^\nu, \alpha^\nu, \beta^\nu$ ($\nu=1, 2, 3$) のように表わす。 ν の付いていない量はすべて系全体の量を表わすものとする。

式(3.3)、(3.4)と式(2.1)から $S_m = \sum_{\nu=1}^3 (I^\nu/I) K_m^\nu$ とおけば $K_m = S_m/S_1$ となる。したがって、 $k_m = k_m^* (m=2, 3, \dots)$ を実現することによって求める最適磁界分布が得られる。すなわち

$$\sum_{\nu=1}^3 I^\nu (K_m^\nu - k_m^* K_1^\nu) = 0 \quad (m=2, 3, \dots) \dots \dots (3.6)$$

の連立方程式を満たす K_m^ν を求めることに帰着できる。

3.2 コイルが有限な断面をもつ場合の補正

実用上のコイルは有限な断面をもつから、3.1節で述べた線輪コイルの K_m をコイルの導体断面について補正する必要がある。この補正値を $\bar{k}_m$ のように $\bar{}$ を付けて表わす。

(a) G.E. Lee-Whiting と E.A. Taylor の補正方法⁽⁸⁾

コイルの導体領域を R 、 (α, β) を R の中心とする。ここでは線輪コイルとして求めた k_m を領域 R の全体にわたって補正して $\bar{k}_m$ を求める方法を述べる。すなわち

$$\begin{aligned} \bar{X}_m &= (T_{00})^{-1} \int_R \int d\alpha' d\beta' \alpha' \int_0^{\infty} \exp(-\beta' X) J_m(X) \\ &\quad J_1(\alpha' X)^m dX \dots \dots \dots (3.7) \end{aligned}$$

$$T_{mn} = \int_R \int (\alpha' - \alpha)^m (\beta' - \beta)^n d\alpha' d\beta'$$

とおいて、式(3.7)の右辺を $(\alpha' - \alpha)$ と $(\beta' - \beta)$ のべきに展開し

$$\bar{X}_m = X_m + \sum_{r=1}^{\infty} G_r X_{m+2r} + \sum_{r=0}^{\infty} H_r Y_{m+2r+1} \dots \dots \dots (3.8)$$

と表わして4次の項までをとって $\bar{K}_m^\nu$ と $\bar{k}_m$ を求める。

(b) 導体領域を細分化する方法

コイルの導体領域をさらに μ 個に分割し、各分割領域 R_j の中心 (α_j, β_j) を線輪コイルと考えて領域 R_j について式(3.7)、(3.8)の補正を行なう。その際式(3.8)の右辺の項数を少なくとる。かくして求めた各分割領域 R_j の $\bar{K}_{jm}^\nu$ から重ね合わせの原理によりコイル全体の補正値 $\bar{K}_m^\nu$ を求める。すなわち

$$\bar{K}_m^\nu = \frac{1}{\mu} \sum_{j=1}^{\mu} \bar{K}_{jm}^\nu \quad (\nu=1, 2, 3 \text{ and } m=2, 3, \dots) \dots (3.9)$$

から補正値 $\bar{K}_m^\nu$ と $\bar{k}_m$ を求める。

式(3.6)の K_m^ν を補正された $\bar{K}_m^\nu$ で置き換えてその解を求めれば $\bar{k}_m = k_m^*$ なる最適磁界分布が得られる。

3.3 この装置のパラメータの決定とその磁界分布

この章の初めに述べたように、われわれの装置は Chalk River の空心コイル ($r_0=100$ cm)⁽³⁾ の縮小である。コイル寸法の決定は Chalk River の α, β を出発値として式(3.6)を Newton-Raphson の反復法で解き $\bar{k}_m = k_m^*$ になるように補正した。 k_m^* は表 3.1 の値を用いた。

有限なコイル断面積に対する補正は 3.2 節 (a) の方法を用いて行ない表 3.2 と図 3.1 に示したコイル寸法と配置を決定した。3.2 節 (b) の方法を適用すると式(3.6)の解を求めるのが複雑になるので、この方法は (a) を適用して求めたコイルの作る磁界分布の確認に用いた。

表 3.2 コイルの設計値 ($r_0=750$ mm)

r α, β	1 (第1コイル)	2 (第2コイル)	3 (第3コイル)
$r_0 \alpha^r$	1,483.43 mm	721.50 mm	337.95 mm
$r_0 \beta^r$	508.50 mm	606.54 mm	94.20 mm

コイルの断面積の大きさについては図 3.1 を参照

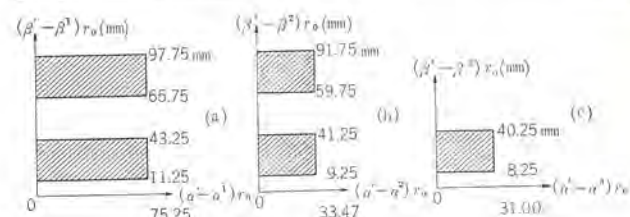


図 3.1 コイルの断面の 1/4
Fig. 3.1 Quarter cross-sections of coils.

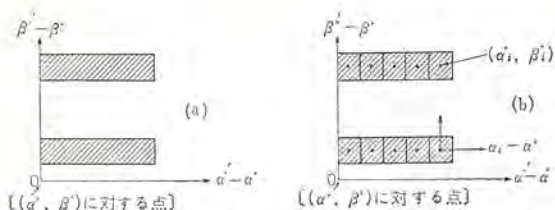


図 3.2 コイルの断面の 1/4
Fig. 3.2 Quarter cross-sections of coils.

表 3.3 コイルの設計値に対する k_m と $\bar{k}_m$ の値

	m	2	3	4	5	6	7
第1の方法(A)	k_m	0.49447	-0.23029	-0.87049	1.1649	187.520	-19.403
	$\bar{k}_m$	0.500000	-0.25000	-0.54170	0.92710	208.20	-158.2
第2の方法(B)	k_m	0.49986	-0.25003	-0.53812	0.90259	208.18	-158.74
	$\bar{k}_m$	0.500000	-0.25001	-0.54143	0.92619		
第3の方法(B)	k_m	0.49722	-0.252929	-0.44886	0.89403	211.59	-209.40
	$\bar{k}_m$	0.500000	-0.25001	-0.54143	0.92620	208.21	-158.0

表 3.4 コイル断面を考慮した際 k_m が補正される量

	m	2	3	4	5	6	7
第1の方法	$k_m - \bar{k}_m$	-0.00553	0.01971	-0.32879	0.2378	-20.68	138.8
第2の方法	$k_m - \bar{k}_m$	-0.00014	-0.00002	0.00331	-0.02360		
第3の方法	$k_m - \bar{k}_m$	-0.00278	-0.00928	0.09257	-0.0322	3.38	-51.4

図 3.2 に示すように大, 中, 小, コイルをそれぞれ 18/8/4 分割した場合と, 4/4/2 分割した場合について (b) の方法を適用して, k_m と $\bar{k}_m$ を計算した. この結果を表 3.3 に示した. 表中第 1, 第 2, 第 3 の方法とあるのは (a) の方法, (b) の方法で 18/8/4 分割, 4/4/2 分割したものを表わしている.

コイルの分割数を増せば増すほど断面積に対する補正値が減少して, 線輪コイルと考えた値 k_m に近づくのは原理的に明らかである. この漸近度を知ることは補正方法の精度を確認する点で有効である. 上記の 3 方法について k_m と $\bar{k}_m$ の差を表 3.4 に示した. これから 18/8/4 分割を行なった計算では断面積の補正量はごくわずかであり, 近似的に各分割領域の中心にある線輪コイルとみなしてもよいことがわかる.

K_m^v および $\bar{K}_m^v$ の計算は $m=1$ に対してのみ第 1 種, 第 2 種完全円積分, K と E を計算することが必要で, 他の K_m^v ($m>1$) はすべて K と E をもとにした循環公式

(Recurrence relation) から求まる⁽⁸⁾. したがって, 磁界分布の計算精度はこの K と E の精度のみから決定されると考えてよい. われわれは K と E の数値計算をする際に, 第 1 の方法ではガウスの数値積分法を用い⁽¹³⁾, 第 2, 第 3 の方法では Hasting の近似式を用いて計算した⁽¹⁴⁾. その結果, いずれの方法においても K と E の数値がよく一致することが確認できた. さらに第 1, 第 2, 第 3 の方法で計算した $\bar{k}_m$ はいずれも許容誤差の範囲内でよく一致している. 表 3.5 に最適係数 k_m^* と第 3 の方法で計算した $\bar{k}_m$ との差を示してある.

最後に, 装置の工作・取付上の許容誤差は Lee-Whiting の方法および Graham の設計値を参考して決定したことを付記してお

表 3.5 最適係数 k_m^* とわれわれの設計コイルに対する $\bar{k}_m$ との差

	2	3	4	5
$k_m^* - \bar{k}_m$	0.000000	0.00001	-0.0003	0.001

注: 表 3.3 の第 3 の方法の $\bar{k}_m$ をもちいた.

表 3.6 C_{mn} と k_m との関係

n	C_{0n}	C_{2n}	C_{4n}	C_{6n}
0		$\frac{1}{2}k_2$	$\frac{1}{24}k_4$	$\frac{1}{720}k_6$
1		$\frac{1}{2}k_3$	$\frac{1}{24}k_5$	$\frac{1}{720}k_7$
2	$\frac{1}{2}(k_2-1)$	$-\frac{1}{4}(k_4-k_3)$	$-\frac{1}{48}(k_6-k_5)$	
3	$-\frac{1}{6}(k_3+k_2)$	$-\frac{1}{12}(k_5+k_4)$	$-\frac{1}{144}(k_7+k_6)$	
4	$\frac{1}{24}(k_4-2k_3+k_2)$	$\frac{1}{48}(k_6-2k_5+k_4)$		
5	$\frac{1}{120}(k_5+2k_4+k_3-2k_2)$	$\frac{1}{240}(k_7+2k_6+k_5-2k_4)$		
6	$-\frac{1}{720}(k_6-3k_5+3k_4+3k_3-6k_2)$			
7	$-\frac{1}{5040}(k_7+3k_6+3k_5-9k_4-12k_3+24k_2)$			

表 3.7 コイルの設計値に対する C_{mn} の値

n	C_{0n}	C_{2n}	C_{4n}	C_{6n}
0		0.250000	-0.0225596	0.289139
1	1	-0.125005	0.0385912	-0.220472
2	0.250000	0.072855	-4.31779	
3	-0.041665	-0.032063	-0.343333	
4	0.0191079	4.28721		
5	-0.0117223	1.08179		
6	-0.277815			
7	-0.096915			

注: 表 3.3 の第 3 の方法で与えられた $\bar{k}_m$ から計算した.

く (8), (9).

C_{mn} と k_m との関係式およびこの関係式を用いて $\bar{k}_m$ から計算した C_{mn} を表 3.6 と表 3.7 にあげてある.

4. 運動方程式の数値積分による軌道と解析解による軌道との比較

高次の次数まで考慮した解析解を求める計算労力は膨大なものである. そこでわれわれは表 3.7 の C_{mn} の値を用い運動方程式 (2.3) の数値積分を実行して高次の影響を調べた. 以下にその方法と結果を記す.

1 階常微分連立方程式の数値積分法⁽¹⁵⁾ を式 (2.3) に適用した出発値は Runge-Kutta 法で求め, 進行積分は Milne の Predictor-Corrector 法で行なった. その際, 進行区間は一定とした.

得られた数値解の精度は次のようにして確認した. Chalk River の空心コイルの磁界係数を用い, 数個の初期条件の粒子の軌道を求め, $\sqrt{2}\pi$ の位置の η と τ の値を Lee-Whiting の計算した値⁽⁸⁾ と比較して最後の η まで一致した結果を得た. Lee-Whiting の数値積分法は Adams-Bashforth の方法を用いており, 両者がよく一致したことからいずれの数値積分も正確であると推察できる. このような“こそく”な方法ではなく正確にわれわれの数値

積分の精度を確認することが必要なというまでもない。この点の検討は後述する磁界の展開方法と関連して現在続行中である。

収束点 $\sqrt{2}\pi$ の位置の数値解と解析解との比較を表 4.1 にあげた。両者の差異は磁界係数の高次の項に起因するものであることが Lee-Whiting によって指摘され、説明されている⁽⁸⁾。われわれも同じ考察から次の結果を得た。解析解の計算は Lee-Whiting の求めた点線源に対する 6 次までの式を使用した。

表 4.1 設計磁界中での軌道：数値計算と解析計算との比較

H	T	$-\eta(\pi) \times 10^3$		$-\tau(\pi) \times 10^3$	
		N	A	N	A
0.0	0.1	0.005	0.005	0.164	0.164
	0.15	0.056	0.058	0.684	0.695
	0.2	0.306	0.326	2.030	2.113
	0.25	1.129	1.243	4.892	5.297
	0.3	3.234	3.713	10.15	11.63
	0.4	16.26	20.86	31.07	42.47
0.01	0.5	53.03	79.57	66.13	120.39
	0.1	0.0546	0.548	0.163	0.164
	0.15	0.0390	0.0395	0.695	0.695
	0.2	0.120	0.124	2.097	2.113
	0.25	0.611	0.655	5.117	5.297
-0.01	0.3	2.166	2.422	10.72	11.63
	0.1	0.0867	0.0884	0.158	0.164
0.025	0.2	0.602	0.660	1.915	2.113
	0.1	0.380	0.379	0.150	0.164
-0.025	0.15	0.258	0.260	0.670	0.695
	0.2	0.0622	0.0682	2.100	2.113
	0.25	0.0047	0.0177	5.274	5.298
	0.30	0.643	0.729	11.28	11.63
	0.1	0.452	0.462	0.138	0.164
0.075	0.15	0.637	0.684	0.567	0.695
	0.2	1.238	1.408	1.664	2.113
	0.25	2.751	3.288	3.967	5.298
	0.1	3.719	3.610	0.0215	0.169
-0.075	0.15	3.295	3.140	0.205	0.701
	0.2	2.114	2.017	1.166	2.122
	0.25	-0.0720	0.0157	3.982	5.308
	0.3	-3.168	-2.809	10.17	11.64
	0.1	3.706	3.862	0.0389	0.168
0.25	0.15	3.928	4.412	0.118	0.701
	0.2	4.797	6.036	0.377	2.121
	0.25	6.972	9.827	1.075	5.308
	0.3	11.40	17.535	2.471	11.64
-0.25	0.2	49.54	33.69	-7.199	2.434
	0.3	27.20	9.316	-36.83	12.11
	0.4	-60.46	-47.56	-76.89	43.11

数値解は η_N , τ_N , 解析解は η_A , τ_A のように η , τ にそれぞれ添字 N あるいは A を付けて表わす。H=0 の場合、期待する項は解析解でまず最初に落した T^8 と T^{10} のおのおのに比例する項の寄与である。H=0 の解で $\log|\eta_N - \eta_A|$ vs $\log T$ のグラフを描き、その直線のコウ配として 7.8 を得た。

次に

$$\eta_{\pm}^* = \eta(H = \pm 0.025) - \eta(H = 0) \quad (\text{複号同順}) \quad \dots (4.1)$$

を求め、 $\log/(\eta_{+}^* + \eta_{-}^*)_N - (\eta_{+}^* + \eta_{-}^*)_A$ vs $\log T$ のプロットからその直線のコウ配 3.8 を得た。これは解析解で落した H の偶数吊の最初の項 $H^2 T^4$ に比例する項からの寄与とよく一致している。 $\log/(\eta_{+}^* - \eta_{-}^*)_N - (\eta_{+}^* - \eta_{-}^*)_A$ vs $\log T$ のプロットは直線からずれ、コウ配が約 3.5 と約 5.2 の 2 直線からなると推察できる。これから $T \leq 0.15$ では $H^2 T^2$ に比例する項の寄与が大きく、

$T \geq 0.25$ では HT^6 に比例する項の寄与が大きいと推察できる。

z 方向、すなわち τ については $H=0$ の場合の $\log/\tau_N - \tau_A$ vs $\log T$ プロット直線からそのコウ配 7.1 を得た。この値は解析解で最初に落した T^7 に比例する項から期待される値とよく一致している。さらに

$$\tau_{\pm}^* = \tau(H = \pm 0.025) - \tau(H = 0) \quad (\text{複号同順}) \quad \dots (4.2)$$

を用いて、 $\log/(\tau_{+}^* + \tau_{-}^*)_N - (\tau_{+}^* + \tau_{-}^*)_A$ vs $\log T$ をプロットしてその直線のコウ配 2.8 をえた。この値は $H^2 T^3$ に比例する項から期待される値とよく一致する。 $\log/(\tau_{+}^* - \tau_{-}^*)_N - (\tau_{+}^* - \tau_{-}^*)_A$ vs $\log T$ からはその直線のコウ配 5.0 を得た。これは解析解で落した HT^5 の項から期待される値とよく一致している。

$H = \pm 0.075$ の場合についても同じ考察をして、 η に関しては $H^2 T^4$ に対応して 4.0, $H^3 T^2$ と HT^6 に対応するものでは $T \leq 0.15$ で約 3.6, $T \geq 0.25$ で約 4.1 が得られた。 τ に関しては $H^2 T^3$ と HT^5 のそれぞれに対応して 2.9 と 5.7 を得た。

高分解能に関係した量を考察する際には、解析解による粒子の軌道そのままを用いて論ずることは不適当である。正確な補正係数を求めるにはこの数値積分の結果では不十分である。運動方程式 (2.3) の右辺に用いた展開式では磁界の近似度が足りない。より正確な軌道を求めるには、式 (3.2) に実際のコイルの数値を入れた式を r と z のいくつかの領域内で多項式で近似した形を運動方程式に代入するか⁽¹⁶⁾、あるいはその式を軌道上の各点で直接数値積分して運動方程式 (2.3) の右辺に代入して数値積分することが望ましい。このいずれの方法を選ぶかはわれわれの間で検討中である。

この装置について数値積分から求めた点線源の像の分布を図 4.1 に示した。

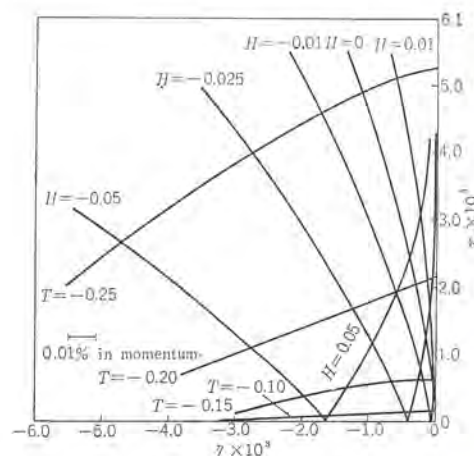


図 4.1 点線源の像 (数値計算による)
Fig. 4.1 Image of a point axial source.
(numerical calculations)

5. む す び

これまでに述べてきたことは、主としてコイルの設計基本となる量に関係したものである。われわれは十分に満足できる設計値を得ることができたと確信している。この設計値をもとに中コイルの試作をした結果、巻線寸法が設計値に 0.1 mm 前後の精度で製作できる確信を得た。さらにコイルの温度上昇・コイル内の温度分布に関しても完全に規格内に収まることが実験的に明らかとなった。

目的とする分解能に応じて、物理的に必要な最適条件を満足する線源、分析 スリット、パツルの位置と形状などの考察は現在続行中である。

この装置の設計に関して有益な助言ならびに討論をしていただいた東京工業大学池上栄胤助教授に深く感謝の意を表する。

参 考 文 献

- (1) N. Svartholm and K. Siegbahn: Arkiv. f. Math. Astr. Fys. A33 No. 21 (1946)
- (2) A. Moussa and J.B. Bellecard: J. Phys. et Rad. 15, 85A (1954)
- (3) R.L. Graham, G.T. Ewan and J.S. Geiger: Nucl. Instr. and Meth. 9, 245 (1960)
- (4) J.L. Wolfson, W.J. King and J.J.H. Park: Can. J. Phys. 41, 1489 (1963)
- (5) K. Siegbahn and K. Edvarson: Nuclear Physics 1, 137 (1956)
- (6) K. Siegbahn, C. Nordling, S.-E. Karlsson, S. Hagström, A. Fahlgren and I. Anderson: Nucl. Instr. and Meth. 27, 173 (1964)
- (7) C. De Vries and A.H. Wapstra: Nucl. Instr. and Meth. 8 121 (1964)
- (8) G.E. Lee-Whiting and E.A. Taylor: Chalk River Report CRT-668. Oct, (1956)
- (9) M. Fujioka: Nucl. Instr. and Meth. published. (1965)
- (10) M. Fujioka: INSJ-85 (1965)
- (11) R. Becker: Theorie der Elektrizität, Leipzig und Berlin, (1933)
- (12) 寺沢: 数学概論 (基礎編) (岩波書店)
- (13) 森口・高田: 数値計算法 I (岩波講座, 応用数学) (岩波書店)
- (14) Hastings: Approximation for Digital Computers, Princeton Univ. Press, (1955)
- (15) 乗松・立木: 数値計算法 (電気書院), レヴィ・パゴット: 微分方程式の数値解法 (雨宮訳, 河出書房)
- (16) G.E. Lee-Whiting: (Private communication)

最近における社外寄稿一覧

年月日	寄 稿 先	題 名	執 筆 者	所 属 場 所
39- 9- 1	質量分析	スパーク分析における元素の相対感度係数	甲斐潤二郎・三木 将 代	中央研究所
39- 9- 4	工業化学雑誌	脱塩化水素 ポリ 縮合による ポリイミド	西崎俊一郎・不可三 晃	中央研究所
39- 9- 7	照明普及会	単独競技種目 (4) アイススケート (5) ローラスケート	小堀富次雄	本 社
39- 9- 7	電気学会誌	直視形質量分析計による SF ₆ ガス 中消弧反応の研究	宮本 紀 男・鎌谷 章 博	中央研究所
39- 9- 7	工業化学雑誌	一, 二の ポリイミドの熱分析	西崎俊一郎	中央研究所
39- 9-15	塩化 ビニール と ポリマ	アナログ 計算機による ポリマー 粘弾性の研究	柴山 恭 一	中央研究所
39- 9-18	日本化学会英文誌	Ultraviolet Visible Spectra of Solid States of Aromatic Complexes with Iadine	草川 英 昭・西崎俊一郎	中央研究所
39- 9-18	電子技術	Vacuum Switch	八代 稔 穂・大倉 敏 幹	中央研究所
39- 9-24	関西電力火力部発電課	重油燃料分析 (中間報告 2)	宮下 恭 一・高田 守	中央研究所
39- 9-26	Analytical Chemistry	Relative Sensitivity Coefficient for Elements Spark Source Mass Spectrometry	甲斐潤二郎・三木 将 代	中央研究所
39- 9-26	I, E, E, tron, Co, E, C	A design Theory of recognition Functions in Self-organizing System	福永圭之介・伊 藤 貴 康	中央研究所
39- 9-30	東京都電気研究所	照明施設の経済性	小堀富次雄	本 社
39-10- 1	真空工学 ハンドブック	放電真空計電離真空計	藤 永 敦	中央研究所
39-10- 2	京都市	中小企業経営管理講座 「生産管理の基本問題」	小島井 繁	本 社
39-10-5・7	京都市	中小企業経営管理講座 「工程管理・作業管理」	奈川 敏 雄	本 社
39-10- 9	関西 OR 協会	経営科学基礎 コース	服 部 寛	本 社
39-10- 7	電子工学 ポケットブック TR	第 II 編工業計測 (電子工学 ポケットブック)	馬場 文 夫	鎌 倉
39-10- 8	応用物理学会 JJ. AP	dc Electroluminescence in Zn S(Mn)-Cu-rich Layer thin Films	竹田俊章・稲 荷 隆 彦	中央研究所
39-10-12	建築設備総合協会	高級住宅の照明	小堀富次雄	中央研究所
39-10-13	電気計算 (臨時増刊号)	論理回路とその応用	小島 一 男	鎌 倉
39-10-16	電子工学 ポケットブック	第 II 編工業計測第 2 章変位	吉山 裕 二	中央研究所
39-10-16	日本化学	Infrared Absorption Bands Arising from NH stretching Vibration in Solid States of Amine Complexes	西崎俊一郎・草川 英 昭	中央研究所

高速ケタ上げ加算回路

壺井芳昭*・松原 要*

High Speed Adder Using A Fast-Carry Circuit

Central Research Laboratory Yoshiaki TSUBOI・Kaname MATSUBARA

A high-speed binary parallel adder using a saturated-transistor fast-carry circuit has been developed for trial. The adder consists of a carry path, a carry and sum control circuit, a carry amplifier and a sum circuit. The adder circuit has high performance and simple logic construction for its relatively few components required. This article outlines the principle of the operation and describes in detail the adder circuit developed, also touching on the experimental result of the carry propagation. The time for carry propagation over 36 bits was found 80 ns when the switching transistors on the carry path had been saturated before the application of the carry signal.

1. ま え が き

近年、計数形電子計算機は大形化とともに、ますます高速化されつつある。計算機の算術演算回路の中心は加減算回路であり、その動作時間すなわち加算時間は計算機の性能を表わす一つの指標になっている。

加算回路の高速化には、それを構成する論理演算素子の高速化と同時に、加算器の論理回路構成としては並列加算回路が使用される。並列加算回路の動作速度を制限するのは、加算に際し発生するケタ(桁)上げである。たとえば、最下位で発生したケタ上げが、最上位までケタ送りされる場合も考えなければならない。

ケタ上げを高速化するためには、ケタ上げを1ケタごとではなく、数ケタごとに一度に行なうなど論理回路構成を変える方法と、ケタ上げ回路に特殊な回路素子を使用し電子回路的に高速化する方法がある。今回、研究試作した回路は後者に属し^{(1)~(4)}、飽和トランジスタをケタ上げ回路のスイッチ素子として使用した、高速ケタ上げ加算器である。この回路方式は、所要部品数の割に高速動作が可能で、また演算回路の論理設計が簡単なことが特長である。

2. 動作原理

2進数に対する並列加算回路の一般的表示を図2.1に示す。ここで、被加算数をAで表わし、Aの各ケタの値を $A_0, \dots, A_i, \dots, A_n$ のように示す。加数B、ケタ上げC、および和Sについても同様である。このとき、ケタiに対する和 S_i およびケタiからi+1に対するケタ上げ C_{i+1} は、

$$S_i = A_i \cdot \overline{B_i} \cdot \overline{C_i} + A_i \cdot B_i \cdot \overline{C_i} + \overline{A_i} \cdot \overline{B_i} \cdot C_i + A_i \cdot B_i \cdot C_i \\ = (A_i \oplus B_i) \cdot \overline{C_i} + (A_i \odot B_i) \cdot C_i \quad (2.1)$$

$$C_{i+1} = A_i \cdot B_i + B_i \cdot C_i + C_i \cdot A_i = A_i \cdot B_i + (A_i \oplus B_i) \cdot C_i \quad (2.2)$$

で表わされる。ただし、 C_i は一つ下のケタi-1からのケタ上げ

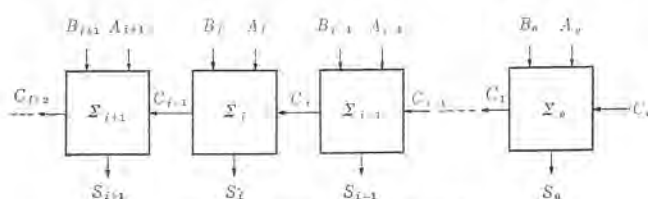


図 2.1 2進並列加算回路
Fig. 2.1 Binary parallel adder.

表 2.1 ケタ上げ C_{i+1} の真理値

	A_i	B_i	C_i	C_{i+1}
1	0	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	0	0	0
4	1	1	0	1
5	0	0	1	0
6	0	1	1	1
7	1	0	1	1
8	1	1	1	1

である。また、 $\oplus$ は EXCLUSIVE OR を表わし、 $A_i \oplus B_i = A_i \cdot \overline{B_i} + \overline{A_i} \cdot B_i$ である。

まず、ケタ上げ C_{i+1} についてみると、式(2.2)に対する真理値表2.1から

- (1) A_i と B_i とがともに“0”であれば、つねに $C_{i+1}=0$
- (2) A_i と B_i とがともに“1”であれば、つねに $C_{i+1}=1$
- (3) A_i または B_i の一方だけが“1”のときは、つねに $C_{i+1}=C_i$ となることがいえる。これから、 $\overline{A_i} \cdot \overline{B_i}=1$ あるいは $A_i \cdot B_i=1$ のときは、下からのケタ上げ C_i に関係なく C_{i+1} はそれぞれ“0”あるいは“1”とし、 $A_i \oplus B_i=1$ のときは C_i をそのまま C_{i+1} とするようにケタ上げ回路を構成すればよいことがわかる。

同様に、和 S_i については式(2.1)より

- (1) A_i または B_i の一方だけが“1”のときは、 $S_i = \overline{C_i}$
 - (2) A_i, B_i とともに“1”または“0”のときは、 $S_i = C_i$
- となることがわかる。これから $A_i \oplus B_i=1$ のときは C_i を反転して S_i とし、 $\overline{A_i} \oplus \overline{B_i}=1$ のときは C_i をそのまま S_i とするよう構成すれば和回路が得られる。

以上のように考えて、ケタiの1ケタ分について加算回路をスイッチ回路で構成すると、図2.2のようになる。これは以前からリレー計算機に用いられていた方式である。この構成で注意すべき点は、ケタiに対する各スイッチは、ケタ上げ C_i に関係なく A_i と B_i だけで開閉が決定されることである。並列加算器では被加数Aと加数Bは各ケタ同時に与えられるため、上述のスイッチは各ケタ同時に開閉される。ひとたびスイッチの接点が閉じれば、下のケタからのケタ上げ信号は単にケタ上げ回路の配線および接点を通過するだけであるから、ほぼ光速(配線を電気信号が伝わる早さ)で伝わる。上述のリレー方式の場合は、スイッチの開閉時間に対し、ケタ上げ信号がスイッチ回路を伝わる時間は無視できるため、

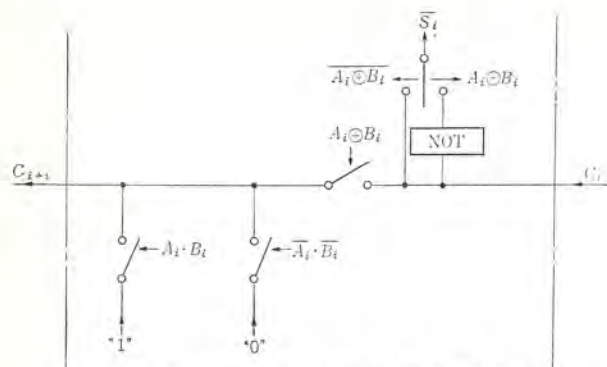


図 2.2 1 ケタ分の並列加算回路
Fig. 2.2 A single full adder stage.

加算時間はスイッチの開閉時間で決定され、加算のケタ数にほぼ無関係となる。

以下に説明する高速加算回路は、上述のスイッチをトランジスタ回路で置きかえ、開閉時間を電子的に高速化したものである。とくに、図 2.2 において、 C_i と C_{i+1} の間のケタ上げ伝送用スイッチにトランジスタのコレクタエミッタ間を使用し、ベース回路に制御入力を入れ開閉を行なうようにしたのがこの方式の特長である。

トランジスタスイッチの開閉は非常に高速で行なわれるため、この場合はむしろケタ上げ信号が伝わる時間が加算時間に大きく影響する。

3. 全体の構成

高速ケタ上げ加算回路は図 3.1 のブロックダイアグラムに示すように、次の四つの主要回路から構成されている。

- (1) ケタ上げ回路：ケタ上げ C_{i+1} の発生伝達をする。
- (2) ケタ上げおよび和制御回路：ケタ上げ回路および和回路の制御に必要な $A_i \oplus B_i$ と $A_i \odot B_i$ を発生する。
- (3) ケタ上げ増幅回路：ケタ上げ回路の信号レベルを他の回路の信号レベルに増幅するとともに、反転増幅し否定信号も同時に発生させる。
- (4) 和回路：(2)および(3)の出力により和信号を発生させる。

図 3.1 に対する実際の回路構成を図 3.2 に示す。各部回路の詳細な説明は 4 章で述べる。

被加数 A_i および加数 B_i などの入力信号は、この高速加算回路と組み合わせて用いるダイオードトランジスタ NOR-OR 素子⁽⁵⁾から供給され、その信号レベルは図 3.3 の“1”、“0”に対応する。一方、ケタ上げ信号 C_{pi} 、 C_{pi+1} （以下、ケタ上げ回路を伝わる信号にはサフィックス p をつけ、レベル変換され

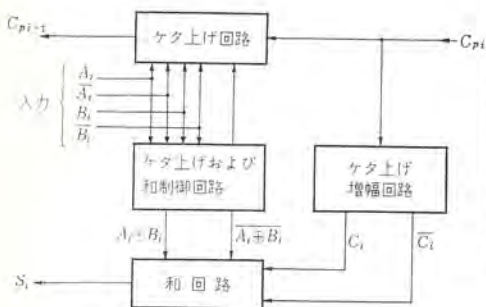


図 3.1 1 ケタに対する加算回路のブロックダイアグラム
Fig. 3.1 Block diagram of a single full adder stage.

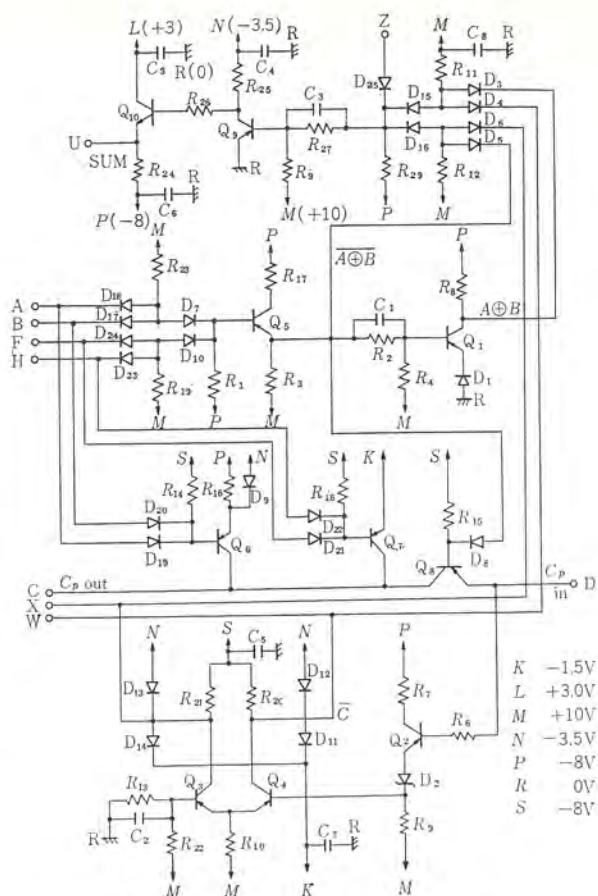


図 3.2 高速加算回路 1 ビット分の回路
Fig. 3.2 Schematic diagram of a single full adder stage.

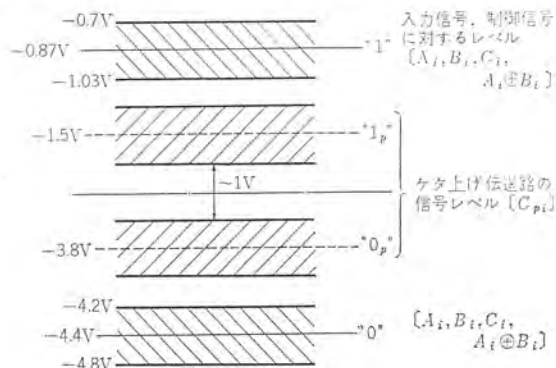
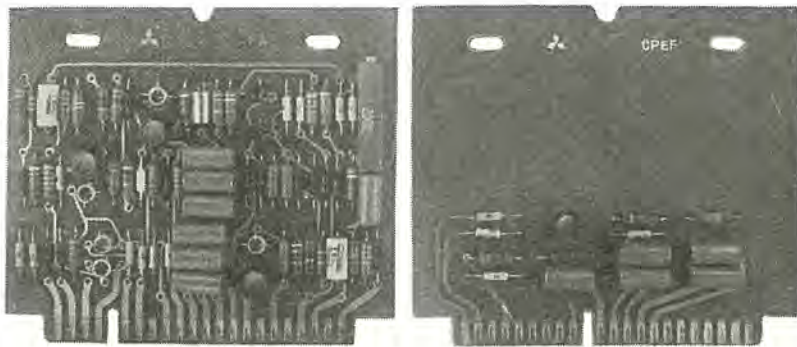


図 3.3 信号電圧レベル
Fig. 3.3 Voltage levels of signals.



(a) 加算回路 (b) エミッタホロア
図 3.4 加算回路基板 (FA) および ケタ上げ伝送路用エミッタホロア基板 (CPEF)
Fig. 3.4 Print circuits of high speed adder (FA) and emitter follower (CPEF).

たケタ上げ信号では ϕ を省き両者を区別する。)は回路の性質上、制御信号レベル“1”、“0”内に設定しなければならない。図3.3で“1_p”および“0_p”がケタ上げ回路を伝わる信号のレベルである。

各回路の電源電圧は、前述のNOR-OR素子とともに使用する関係上、できるだけ共通電圧とし、次のものを用いた。

+3V, +10V, -3.5V, -8V: NOR-OR素子と共通

-1.5V: ケタ上げ回路の“1_p”の信号レベルに使用

試作回路は外觀図を図3.4に示すように、114×100mmのプリント板に1ケタ分の回路全体が収容されており、プリント配線用ソケットにそう入して使用する。

4. 各部回路の説明

4.1 ケタ上げ回路

ケタ上げ回路をスイッチで示したのが図4.1(a)であり、このスイッチをPNPトランジスタによって置き換えたものが図4.1(b)である。次に、これらの個々について詳しく説明し、全体としての特性について述べる。

4.1.1 ケタ上げ伝送のためのトランジスタスイッチ

図4.1からケタ上げ伝送のためのスイッチ回路を抜き出して示したものが図4.2である。ケタ上げ伝送路は $A_i \oplus B_i = 1$ のときにスイッチが閉じる必要がある。トランジスタスイッチを閉じるためには、制御入力電位を C_{pi} よりつねに低電位にすればよい。図3.3に示したように、信号“1”は“0”より高い電位にあるため、この場合は信号“0”を与えなければならない。したがって制御入力として $\overline{A_i \oplus B_i}$ を与える。

いま、図4.2で制御入力 $\overline{A_i \oplus B_i} = 0$ ($A_i \oplus B_i = 1$)の場合について考える。制御入力信号が“0”(-4.4V)であれば、 C_{pi} が“1_p”(-1.5V)あるいは“0_p”(-3.8V)どちらでもゲートダイオード D_8 はつねにシャ断されており、 R_{15} を流れる電流はすべてト

ランジスタのベース電流 I_B に等しい。トランジスタのエミッタ接地電流増幅率を β としたとき、コレクタから負荷に流出するコレクタ電流 I_C が $\beta \cdot I_B$ に比べて十分小さければ、このトランジスタは飽和状態に保たれる。したがって、トランジスタ(スイッチ)は導通となり、エミッタコレクタ間の電圧降下 V_{CE} は非常に低くなる。たとえば、MAT(Micro Alloy Transistor)形ゲルマニウムトランジスタを用いた場合 $I_B \doteq 1\text{mA}$ 、 $I_C \doteq 5\text{mA}$ に対し、 V_{CE} は数十mV程度になり、入出力間の電圧降下はきわめて小さい。

次に、トランジスタが十分に飽和状態にあるときに、ケタ上げ入力信号 C_{pi} が変化する場合の出力の応答速度について考える。

まず、 C_{pi} が“0_p”から“1_p”に変化した場合、エミッタベース間が順方向にバイアスされるため、ただちにベース電流は増加しベース電位を昇させる。同時にコレクタ電位はエミッタ電位に追従して上昇し、コレクタ電流が増加する。このときトランジスタは深く飽和しているため、コレクタ電流の増加分は、ベース領域に蓄積されている過剰少数キャリアからただちに供給される。このため少数キャリアの伝達に時間を要せず、エミッタの信号は遅れなくコレクタに伝達される。

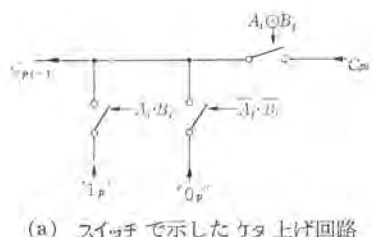
一方、 C_{pi} が“1_p”から“0_p”に変化する場合、やや事情が異なる。図4.2右に示すように普通、 C_{pi+1} には負荷抵抗 R_L のほかには負荷の容量成分や迷容量などによる容量 C_s が存在する。この C_s にたくわえられた電荷は一部 R_L を通じて放電されるが、スイッチング時間を早くするためには、トランジスタのコレクタからエミッタを通じて放電させなければならない。このときトランジスタ Q_8 をコレクタとエミッタを入れ換えて接続した逆接続のトランジスタとみなし、そのエミッタ接地電流増幅率を β_I とすると、 $\beta_I \cdot I_B$ に比べて放電電流 I_e が小さければ、前述の場合と同様に、コレクタの電位はエミッタのそれに瞬間的に追従する。したがって、ここに用いるトランジスタとしては、正方向電流増幅率 β とともに逆方向電流増幅率 β_I の大きい対称形のトランジスタが望ましい。この点からアロイ形のトランジスタが適しており、高周波特性の良好なことからMAT形のものが最適である。

上とは反対に、ケタ上げ伝送路のスイッチを開くためには、制御入力に“1”(-0.9V)を与える。この場合は、 Q_8 のエミッタ電位は C_{pi} が“1_p”(-1.5V)あるいは“0_p”(-3.8V)のどちらであっても、制御入力のほうがつねに高電位となる。したがって R_{15} を流れる全電流は制御入力から D_8 を通じ供給され、 Q_8 のベース電流はなくなり Q_8 はシャ断される。

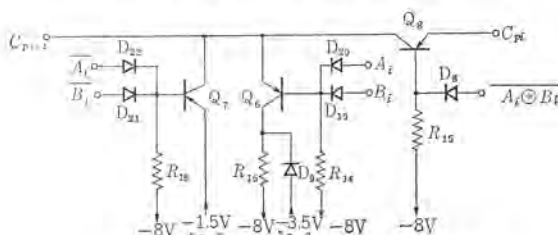
以上のように、トランジスタのエミッタコレクタ間をスイッチの接点の代わりに使用し、ベースに制御入力を与えることにより、電子回路的に開閉可能な理想的なスイッチを実現することができる。

4.1.2 ケタ上げ信号発生のためのトランジスタスイッチ

図4.1からケタ上げ信号発生のためのスイッチ回路を抜き出したものを図4.3に示す。表2.1の真理値表に示したように $A_i \cdot B_i = 1$ のときに“1_p”を発生させる。 $A_i \cdot B_i = 1$ のときPNPトランジスタ Q_7 を導通させ“1_p”を発生させるためには、ケタ上げ伝送スイッチと同様に論理電圧の関係上、 $A_i \cdot B_i$ を反転した $\overline{A_i \cdot B_i}$ をベース回路に与える。 $\overline{A_i \cdot B_i} = \overline{A_i + B_i}$ であるから D_{21} と D_{22} でOR回路を構成し、それぞれの入力に $\overline{A_i}$ と $\overline{B_i}$ を加え制御入力信号とし、これを“1_p”発生用トランジスタのベースに加える。同様に、“0_p”発生用トランジスタのベースに対しても D_{19} と D_{20} でもってOR回路を構成し、これに $\overline{A_i \cdot B_i} = A_i + B_i$ を加えると“0_p”発生回路が実現できる。



(a) スイッチで示したケタ上げ回路



(b) PNPトランジスタで示したケタ上げ回路

図4.1 ケタ上げ回路

Fig. 4.1 Carry path.

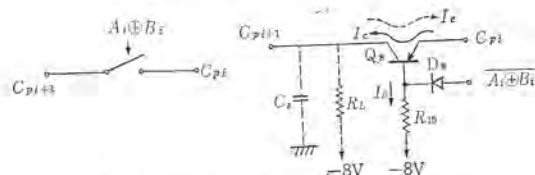


図4.2 ケタ上げ伝送用スイッチ回路

Fig. 4.2 Circuit for Carry propagation.

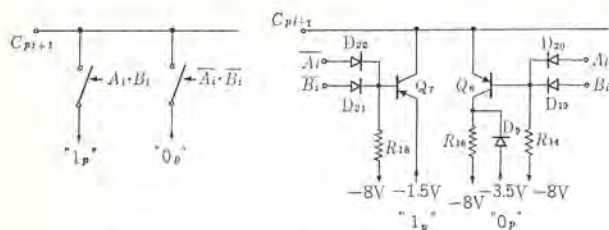


図 4.3 ケタ上げ発生用スイッチ回路
Fig. 4.3 Circuit for carry generation.

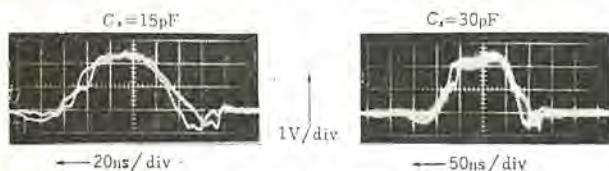
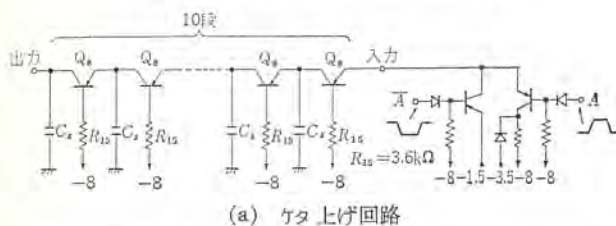


図 4.4 ケタ上げ回路 10 段に対する実験
Fig. 4.4 Experiment of carry path for 10 stages.

図 4.3 において“0_p”信号は クランプダイオード D₉ を通して送り出されている。これは、制御入力 ($A_i, \bar{A}_i, B_i, \bar{B}_i$) が同時に“0”または開放になれば (誤配線, 誤動作などで), Q₆ と Q₇ がともに導通するために, Q₇ のエミッタ (-1.5V) から Q₈ のコレクタ (-3.8V) に流れるルーラ電流を制限するためである。ここで, Q₆ のコレクタとエミッタが Q₇ とは逆に接続されているのは, ケタ上げ伝送路が“1_p”から“0_p”に切り換わる過渡状態において容量負荷の電荷を放電するとき電流を引く必要があるためである。考察中のケタより上位のケタのケタ上げ伝送用スイッチ Q₈ が全部導通していれば, 各ケタの Q₈ のベース電流は定常状態では, “0_p”発生スイッチのコレクタからエミッタを通じて供給しなければならないため, Q₆ の逆電流増幅率 β_I が大きいことが必要である。したがって, Q₆ についても Q₈ と同様に高周波特性の良い対称形トランジスタを使用することが望ましい。

4.1.3 ケタ上げ回路のスイッチング応答の実験

飽和トランジスタを用いたケタ上げ伝送回路は, ケタ上げ信号の伝送時間が短く入出力間の信号の減衰も小さいことは 4.1.1 項で述べたが, これを確かめるために図 4.4 に示すような回路について予備実験を行なった。ここで, 容量 C_s はケタ上げ伝送路に接続される Q₈ および Q₇ のコレクタ容量およびエミッタ容量 (いずれもシャ断時の), ケタ上げ増幅回路のエミッタホロアの入力容量および迷容量などに対応させるためのものである。C_s=15pF と C_s=30pF について入出力波形を比較したものが, 同図下の写真である。これから, 入出力の遅れは 10 ケタに対し 10 ナノ秒 (10×10⁻⁹sec) 以下であり, スwitching 時間は約 50 ナノ秒程度であることがわかる。また, 入出力間の電圧レベル変動もきわめて小さい。

4.2 ケタ上げおよび和制御回路

図 3.1 に示したブロックダイアグラムからわかるように, この回路は入力 $A_i, \bar{A}_i, B_i, \bar{B}_i$ から, ケタ上げ回路および和回路に必要な $A_i \oplus B_i$ と $\overline{A_i \oplus B_i}$ を発生させるものである。所要部品数を減ら

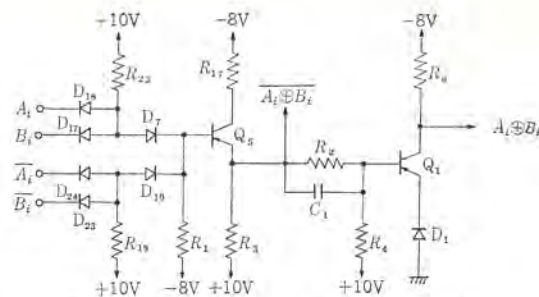


図 4.5 ケタ上げおよび和制御回路
Fig. 4.5 Carry and sum control circuit.

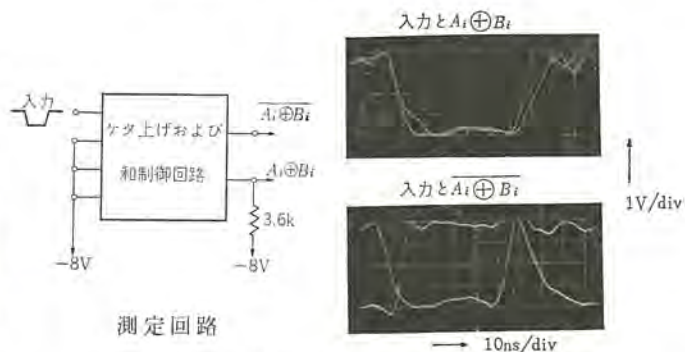


図 4.6 ケタ上げおよび和制御回路のパルス応答
Fig. 4.6 Output waveforms of the carry and sum control circuit for a negative input pulse.

すため, まず $\overline{A_i \oplus B_i}$ をダイオードゲートで発生させ, インバータで一段反転することにより, $A_i \oplus B_i$ を得る方式を採用した。全体の回路を図 4.5 に示す。

まず, Q₅ のベース回路に接続されたダイオード AND-OR ゲートにより

$$A_i \oplus B_i = A_i \cdot B_i + \bar{A}_i \cdot \bar{B}_i$$

を発生し, エミッタホロア Q₅ を通して外部にとりだすとともに, インバータ Q₁ のベース回路を駆動する。D₁₇, D₁₈ (あるいは D₂₃, D₂₄) および Q₅ のベースエミッタ間電圧降下による正方向へのレベルシフトを補償するため, OR ゲートのダイオード D₇, D₁₀ にはシリコンダイオードを使用している。Q₅ のベース電流は最低 1mA 以上供給できるように R₁ の値を設定している。Q₅ には高周波特性がよく (f_T=700Mc), 許容コレクタ損失の大きい (P_c=200mW) ゲルマニウムサトランジスタを使用した。Q₅ のコレクタ電源は電源電圧のつごうで -8V を使用しているが, コレクタ損失を小さくするため R₁₇ を入れている。R₁₇ は Q₅ のコレクタ電流が最大になっても, Q₅ が飽和しないように決定しなければならない。エミッタ抵抗 R₃ は $\overline{A_i \oplus B_i}$ 出力へ流出する電流が最大になっても, Q₅ が動作するのに十分なエミッタ電流を供給できるように選ぶ。

インバータ Q₁ のエミッタに入れたダイオード D₁ は Q₁ が導通のときの出力電圧を約 -1V として他の信号レベルと合わせるためと, Q₁ のシャ断ベース電位を負方向にレベルシフトし, R₂ および R₄ による結合回路の損失を小さくするためのものである。Q₁ のコレクタ抵抗 R₅ は, Q₁ がシャ断の場合, 出力 $A_i \oplus B_i$ に和回路から流入する電流が最大になっても“0”のレベルを保持できるだけ十分低くしなければならない。一方, Q₁ が導通のときは出力 $A_i \oplus B_i$ の電流がなくなったときに, コレクタ電流が最大になりその最大値に対しても Q₁ が十分飽和に保たれるようにベース電流を供給しなければならない。試作回路では Q₁ の β の最小値を 15 と仮定して, ベース電流の最小値を 0.55mA とするよう選んでいる。

図 4.6 にケタ上げおよび制御回路単独でパルス応答を観察した結果を示す。スイッチング時間 10 ナノ秒以下、出力の遅れ 5 ナノ秒以下程度である。

4.3 ケタ上げ増幅回路

ケタ上げ増幅回路はケタ上げ伝送路の信号レベル“1_p”、“0_p”を他の信号レベル“1”、“0”に増幅するとともに、反転回路により否定出力を同時に発生させるためのものである。回路は図 4.7 に示すように、ケタ上げ回路の信号 C_{pi} に対する負荷効果を小さくするため、まず、エミッタホア Q_2 を通じて取り出され、 Q_3 、 Q_4 によって構成される電流切換形回路を駆動する。

まず、 Q_3 と Q_4 による電流切換形回路について説明する。いま、 R_{13} と R_{22} によって決定される Q_3 のベース電位から、 Q_2 によって駆動される Q_4 のベースのほうが高電位（正）であれば、 Q_3 が導通して R_{10} を通るエミッタ電流は全部 Q_3 を通って流れる。 Q_3 のコレクタ電流は、負荷抵抗 R_{21} を通る電流より大きく設計されている。したがって、コレクタ電流の一部はクランパダイオード D_{14} を通り $-1.5V$ に流れ込み、コレクタ電位すなわち出力 C_i を約 $-0.8V$ (“1”) にクランプする。一方、 Q_4 はシャ断されているため、 $-3.5V$ から D_{12} および R_{20} を通り $-8V$ に電流が流れ、出力 $\bar{C}_i$ は D_{12} によって約 $-4.2V$ (“0”) にクランプされる。エミッタホアの入力 C_{pi} が低電位 (“0_p”) になり、 Q_2 によって駆動される Q_4 のベースのほうが、 Q_3 のベースより低電位（負）になれば、 Q_4 が導通し、 Q_3 はシャ断される。したがって、 Q_3 、 Q_4 の出力電位は上述の場合と逆になる。

なお、クランパダイオード $D_{11} \sim D_{14}$ は他のゲート回路と同様に、少数キャリア蓄積時間の短い高速スイッチング用ダイオードを用いる必要がある。 D_2 は入力 C_{pi} と Q_4 のベースの間でレベルシフトを行なう

ためのツェナーダイオードである。 Q_4 のベースは、コレクタよりつねに正電位になるように動作レベルを選ぶ。 R_{13} と R_{22} は入力 C_{pi} の変化範囲のほぼ中心で、 Q_3 と Q_4 の電流切換が起こるように設計する。 D_2 によるレベルシフトのバラツキを補正するために、 R_{13} は半固定抵抗器とし、 Q_3 のベース電位を適当に調節できるようにしている。

Q_3 、 Q_4 のコレクタ負荷抵抗 R_{20} 、 R_{21} およびエミッタ負荷抵抗 R_{10} は出力 C_i および $\bar{C}_i$ に接続される負荷の変動、 C_{pi} の信号レベル、電源電圧の変動、抵抗値の変化などを考慮して、最悪動作点においてもクランパダイオードの電流が 0 にならないように、また Q_3 、 Q_4 が飽和しないように設計する。

Q_3 のコレクタ回路の抵抗 R_i は、コレクタ損失を減少させるために入れたもので、 Q_2 がつねに飽和しない範囲で大きく選ぶ。

Q_2 、 Q_3 および Q_4 は非飽和で動作するため、コレクタ損失が比較的大きくなるので、最悪条件でも許容コレクタ損失内で動作させるよう注意しなければならない。

図 4.8 はケタ上げ増幅回路のパルス応答を測定した結果で、入力パルス、すなわちケタ上げ信号 C_{pi} の電圧レベルおよび振幅を変化させた場合の出力波形を示す。この実験結果が示すように、ケタ上げ回路の信号を 10 ナノ秒以内に増幅、反転が可能である。なお、この図は無負荷の場合であるが、NOR-OR 素子を一個駆動した場合には、立ち上がり、立ち下がりが数ナノ秒程度遅れる。

4.4 和回路

C_i 、 $\bar{C}_i$ および $A_i \oplus B_i$ 、 $\bar{A}_i \oplus \bar{B}_i$ から和信号 S_i を発生させるための回路であり、

$$S_i = (A_i \oplus B_i) \cdot \bar{C}_i + (\bar{A}_i \oplus \bar{B}_i) \cdot C_i$$

から、 S_i を求める。実際の回路では図 4.9 に示すように、ダイオ

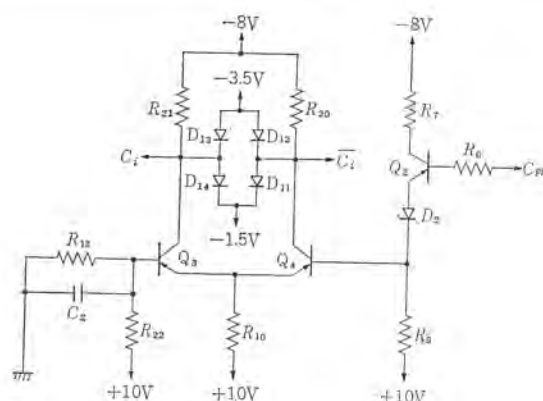


図 4.7 ケタ上げ増幅回路
Fig. 4.7 Carry amplifier.

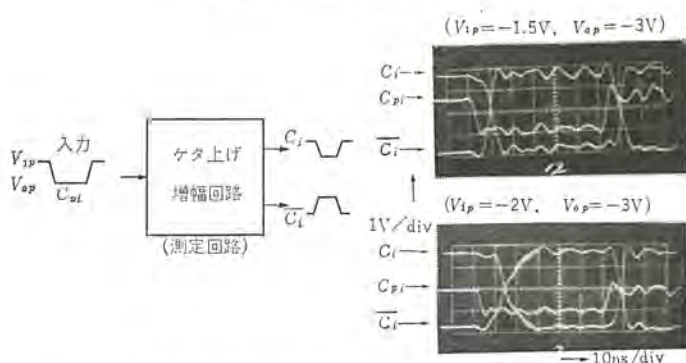


図 4.8 ケタ上げ増幅回路のパルス応答
Fig. 4.8 Input and output waveforms of the carry amplifier.

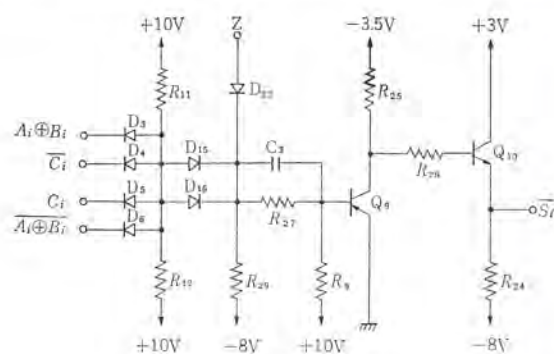


図 4.9 和回路
Fig. 4.9 Sum circuit.

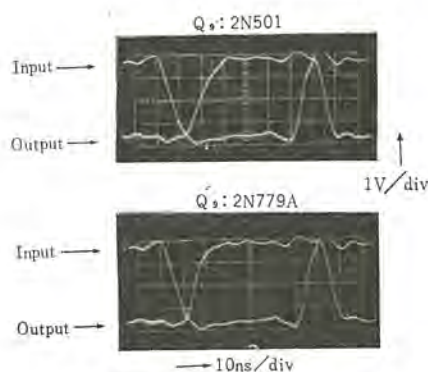


図 4.10 和回路のパルス応答
Fig. 4.10 Input and output waveforms for the sum circuit.

ドゲートにより上の演算を行ない、インバータで反転増幅して $\bar{S}_i$ の形で和出力を得ている。同図で、ゲートダイオード D_{15} , D_{16} より右側は先に発表したダイオードトランジスタ NOR-OR と同じ回路および回路定数を用いた。ただ、NOR-OR では D_{15} , D_{16} にゲルマニウムダイオードを使用しているのに対し、和回路では、 D_3 ($D_3 \sim D_6$) による電圧レベルシフトを補償するため、シリコンダイオードを使用している点異なる。

図 4.10 は和回路のパルス応答を示し、入力端子 $A_i \oplus B_i$ だけにパルス入力を与えた時の出力 $\bar{S}_i$ の波形を示す。左はインバータトランジスタ Q_9 に 2N501 ($f_T \approx 200$ Mc) を使用した場合の入出力波形であり、右は Q_9 に 2N779A ($f_T \approx 450$ Mc) を使用したときの応答である。後者のほうが立ち上がり時間は前者の約半分の 8 ナノ秒程度になっていることがわかる。

5. ケタ上げ信号増幅用エミッタホロア

ケタ上げが数段にわたって伝わる場合は、図 5.1 に示すようにケタ上げ伝送回路の Q_8 のベース電流が R_{15} を通じて流れる。すなわち、 N 段にわたってケタ上げが伝わる場合は、図 5.1 において、 $I_0 = I_B \cdot N + I_i$ となり、 N が大きくなるとケタ上げ伝送路に送り出す電流 I_0 が大きくなる。このため、並列加算器を構成するにあたっては、ケタ上げ回路に数ケタごとに電流増幅用エミッタホロアをそう入する。

図 5.2 にエミッタホロアの回路を示す。ケタ上げ伝送路の信号は A から入り、 D から取り出される。 D_1 はトランジスタ Q_1 のベースエミッタ間電圧降下を補償するためのものであり、 D_2 に対する入力 B とともに OR 演算を行なわせることもできる。 D_3 , D_4 はエミッタホロアの縦続接続によって生ずるリンギングをクラウニングするためのものであり、出力のレベルを約 -1.5 V から -4.0 V の範囲に制限する。エミッタ負荷抵抗 $R_1 + R_2$ は D の負荷電流が最大になった場合にも、 Q_1 にエミッタ電流を供給できるだけ十分低くする必要がある。ここでは、6 ケタ ($N=6$) ごとにエミッタホロアを入れることにより、負荷電流の最大値は、 $I_0 = 6 \cdot I_B + I_i \approx 16$ mA とし $R_1 + R_2$ の値を定めた。コレクタ回路の抵抗 R_3 はコレクタ損失を小さ

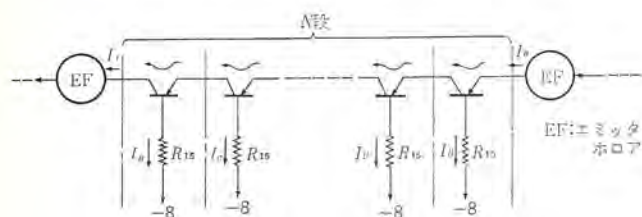


図 5.1 ケタ上げ伝送路における電流の分流
Fig. 5.1 Bypass current in the carry path.

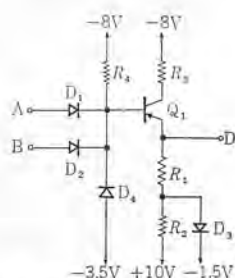


図 5.2 ケタ上げ伝送路の電流増幅用エミッタホロア
Fig. 5.2 Emitter follower of current amplification in the carry path.

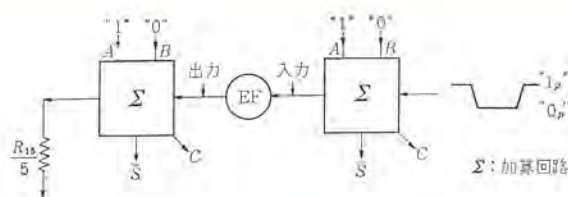


図 5.3 エミッタホロアのパルス応答
Fig. 5.3 Input and output waveforms of the emitter follower.

くするために入れたもので、エミッタ電流が最大になっても Q_1 が飽和しないよう値を定める。

図 5.3 はエミッタホロア (EF) のパルス応答の実験回路とその結果を示す。ここで Σ は高速加算回路の 1 ケタ分を示す。EF の負荷としては、高速加算回路 Σ の出力にさらに 5 ケタ分に相当する負荷抵抗 ($R_{15}/5$) を入れたものを接続して実際の使用条件に近くしている。

6. 36 ビットに対する実験

高速ケタ上げ加算回路を用い 36 ビットの並列加算回路を構成した場合のケタ上げ時間に対する実験として、ケタ上げ回路があらかじめ設定されている場合の 36 ビットに対するケタ上げ伝送時間を測定した。実験回路の構成を図 6.1 に示す。

36 ビット全長にわたりケタ上げ信号を伝えるため、各ケタの加数入力 B には “1” を与え、被加数 A には最下位以外に全部 “0” を与える。 A の最下位 A_0 は “1”, “0” を交互に切り換える。これは、 $(11 \cdots 11) + (00 \cdots 00)$ と $(11 \cdots 11) + (00 \cdots 01)$ の加算を交互に繰り返すことに対応する。

ケタ上げ回路には、6 ケタごとに電流増幅用のエミッタホロアを入れている。エミッタホロアの縦続接続によるパルスのリンギングを防止するため、後段のエミッタホロアの出力はリンギング防止用コイル L を通じて接続している。コイルはフェライトコアに 2 回巻いたもので、1 Mc におけるインダクタンスは約 $2 \mu\text{H}$ のものである。図 6.2 は最上位のケタでみたコイルの効果を示したものである。

図 6.3 は 2 ケタ目における各信号の時間関係を示す。ケタ上げ信号 C_{p1} , C_{p2} の入出力間でのおくれはほとんど認められない。 C_{p1} の変化に対し和出力 $\bar{S}_2$ が応答するまでの時間遅れは、波形の中央値で測定し、立ち上がり側は約 13 ナノ秒、立ち上がり側では約 40 ナノ秒である。

次に、図 6.4 に入力 A_0 と、ケタ上げ伝送路のエミッタホロアの各出力で見たケタ上げ信号波形の時間および振幅の関係を示す。

図 6.5, 6.6 は 1~36 ケタにおけるケタ上げ出力 C_i と和出力 $\bar{S}_i$ を 6 ケタごとに観測したものである。これらからわかるように、ケタ上げ信号が伝わるのに必要な時間は、 C_{p1} から C_{p36} まで 36 ビットに対し最大約 80 ナノ秒であり、和出力 $\bar{S}_0$ と $\bar{S}_{35}$ で比較した遅れは最大約 90 ナノ秒である。また、入力 A_0 が入ってから、ケタ上げ伝送路をケタ上げ信号が伝わったのち、最高位の和信号 $\bar{S}_{35}$ が発生するまでの遅れは最大で約 120 ナノ秒である。

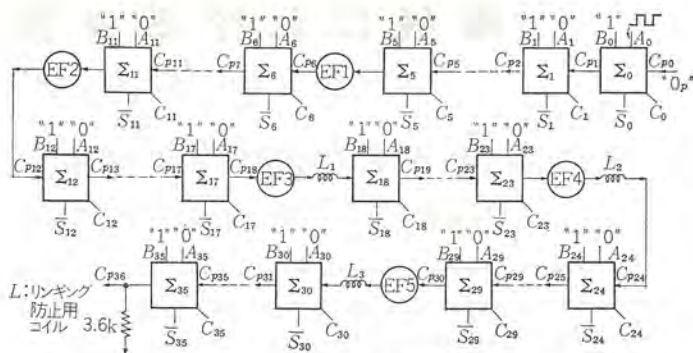


図 6.1 ケタ 上げ伝送特性測定のための回路構成
Fig. 6.1 Test circuit for carry propagation.

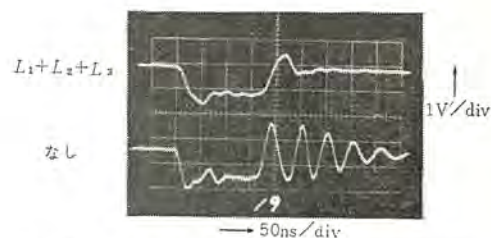


図 6.2 C_{p36} で見た リンギング 防止 コイル の効果
Fig. 6.2 Ringing suppression by inductors.
(Waveforms at C_{p36})

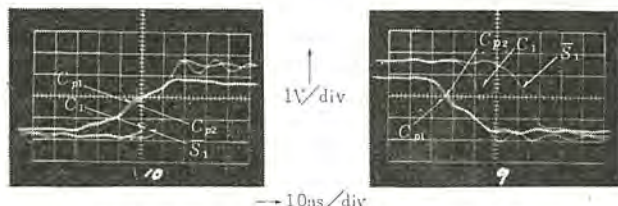


図 6.3 2 ケタ 目における各信号の時間関係
Fig. 6.3 Time relation between signals at the second bit from the lowest.

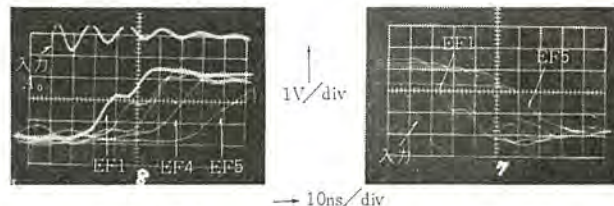


図 6.4 入力 A_0 と EF_1, EF_2, EF_3, EF_4 および EF_5 の出力との時間関係
Fig. 6.4 Time relation between input signal A_0 and each output signal of EF_1, EF_2, EF_3, EF_4 and EF_5 .

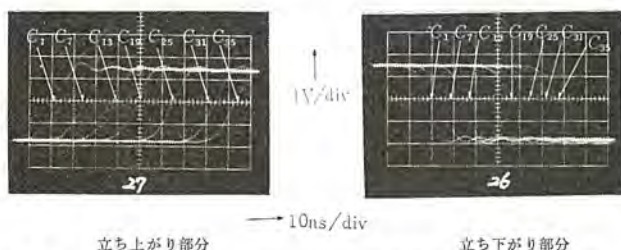


図 6.5 各ケタのケタ 上げ増幅回路の出力で見たケタ 上げ時間遅れ
Fig. 6.5 Propagation delay of carry path observed at the output of the carry amplifier.

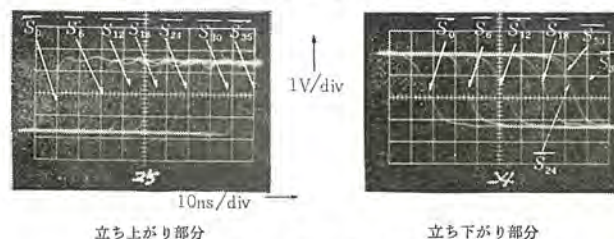


図 6.6 各ケタの和出力
Fig. 6.6 Sum output signals at several stages.

7. む す び

以上、飽和 トランジスタ を用いた高速 ケタ 上げ回路についての詳細と、36 ビット に対する実験結果について述べたが、この加算回路の性能を要約すると次のごとくである。

あらかじめ ケタ 上げ伝送路が形成されている場合の ケタ 上げ時間は、36 ビット に対して約 80 ナノ 秒である。このうち、ケタ 上げ伝送路のスイッチトランジスタ による遅れは、1 ビット あたり 1 ナノ 秒以下であり、また、エミッタホロア による遅れは 1 段あたり約 5 ナノ 秒である。リンギング 防止用 コイル L_1, L_2 および L_3 による遅れは約 20 ナノ 秒程度である。なお、これらの遅れ時間には ケタ 上げ伝送路の配線の全長約 4.8 m (プリント 板, トランジスタ の足を含む) における信号伝送の遅れ、約 20 ナノ 秒が含まれている。

ケタ 上げ回路があらかじめ構成されているのではなく、各 ケタ の入力と同時に変化する場合については、高速加算素子の実用試

験のための総合的な試験装置を試作し実験したので、別の機会に報告する。
(昭 40-4-8 受付)

参 考 文 献

- (1) 高橋・西野: マンチェスタ 大学の高速 ケタ 上げ回路の追試と 2, 3 の考察, 「情報処理」1, No. 1, (1960)
- (2) T. Kilbern et al.: A Parallel Arithmetic Unit Using a Saturated-Transistor Fast Carry Circuit, I. E. E. Paper No. 3302M, Nov., (1960)
- (3) F. Salter: High Speed Transistorized Adder for a Digital Computer, I. R. E. Trans. on E. C. Dec., (1960)
- (4) 山口: 飽和 トランジスタスイッチ を使用した高速加算回路, 電子計算機研究会資料, 1 月, (昭 39)
- (5) 中塚・壺井・松原: ダイオード トランジスタ NOR-OR 素子, 「三菱電機技報」, 37, No. 11 (昭 38)

Machine Learning and Pattern Recognition

Central Research Laboratory Takayasu ITÔ・Keinosuke FUKUNAGA

The class of learning systems represented by networks which learn to recognize patterns, is reviewed from a theoretical standpoint. Some models for the machine learning and criterions evaluating their systems are presented. Also, the first problem of "learning" is called "learning with a teacher", and the second, "learning without a teacher". From these viewpoints are discussed recognition network structures and the learning processes regarding "Statistical learning model", "Perceptron-type learning model", "Adaline-type learning model" and "cut-and-try learning model".

As for the statistical learning models, "Optimum learning model" derived from the statistical decision function theory and approximations of its model are introduced. As regards perceptron, simple perceptron and four-layer perceptron are described. In this paper, the above problems are mainly discussed in terms of orthogonal expansion of the desired function and redundant information removal.

1. ま え が き

学習機能に関する研究一般について考えると、だいたい、心理学、生理学、工学の三つの分野に分けられる。心理学からの研究は、人間の行動の変容を支配する基本的な法則を追求する現象論的な研究であり、主として学習心理学として、あるいは最近ではそれを数学的に表現し、数学的解析および演算を行なうことによって学習に関する命題を導こうとする Mathematical Learning Theory として研究されている。また生理学からの研究は、生物の持つ学習機能を一つの ブラック・ボックス と考えて、その構造そのものすなわち生物学的、解剖的あるいは生化学的構造を求めようとするものであり、その抽象化された数学的 モデル として、McCulloch と Pitts により行なわれた一連の pioneering work とそれを発展させた Caianiello の モデル が存在する。

これに対し、工学における研究は入出力の対応関係のみに着目して、生物と同じような機能をもつブラック・ボックス を工学的になるべく有利に作ろうとするものである。工学における場合もその用途に応じて、若干研究および方式を異にするが、大別すると、情報処理における研究と自動制御における研究に分けられる。それらをまとめると、表 1.1 のように整理できる。

この論文はもちろん工学の分野からの学習について論ずるわけであるが、工学の分野からの研究も上述のように、二つに分けられる。学習制御に関しては、まだそれほどの研究成果は出されておらず、適応制御に関しては多数の論文が出ているから、この文

では情報処理分野における学習すなわち（情報処理）機械における学習について述べる。このような立場に立つときには、一般性を失うことなく、学習を次のように定義してよい。

「学習とは経験によって認識機構を多かれ少なかれ、永続的、進歩的に変容させることである。」

なお、現在までの情報処理分野における学習に関する研究をみると、パターン認識をする機械における学習と Heuristic programming における学習とに分けられる。ここで Heuristic programming としては Game-playing program や Problem-solving program のほかに、機械翻訳や音楽の作曲などのようなものまで含んだものを意味するが、最近これらの問題も パターン認識の問題の一つであると認められるようになってきている。それゆえ紙面の関係もあるから、ここでは パターン認識をする機械における学習についてののみ述べる。

なお、機械における学習に関しての historical survey は多くの人によってなされているから、ここでは省略する。

2. 学習機械のモデル

ここで学習機能を持つ情報処理機械のモデルを作ることを考える。学習機能を持つ機械も情報処理機械の一種であるから、入出力とそれらの対応関係をつける認識機構と、さらに、前節の定義から明らかごとく、その認識機構を変化させる学習機構が存在しなければならない。一般には n 入力、 m 出力という一般的な場合について考えるべきであるが、従来の研究を考え、ここでは n 入力、1 出力の場合についてモデル化すると、図 2.1 のごとくなる。

表 1.1 学習機能に関する研究分野の分類

	学習心理学	人間の行動の変容に関する研究
心理学	Mathematical Learning Theory	Bush-Mosteller や Eese らによって始められたもので、刺激に対する応答に仮説を設けてモデルを構成し、数学的演算によって学習に関する命題を導くもの (Mathematical Psychology の中心)
生理学	神経系のモデル	Neuron における成長、忘却のメカニズムの解明 (Caianiello のモデルなど)
工学	情報処理	統計確率理論の応用、Perceptron, Adaline らの研究
	自動制御	学習制御、適応制御

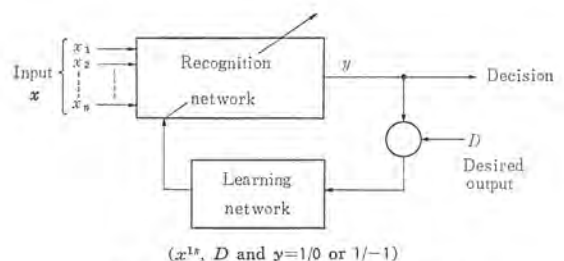


図 2.1 学習機械のモデル (I)
Fig. 2.1 A model of learning machine (I).

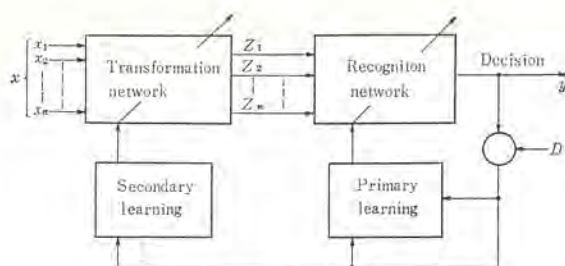


図 2.2 学習機械のモデル (II)
Fig. 2.2 A model of learning machine (II).

図 2.1 において、入出力は一般的にはアナログ量をとってもかまわないが、ここでは Digital 情報処理という立場から、図中に書いてあるような binary value をとる場合を考える。このように問題を制限することは、従来の多くの研究が、binary であることから、一般性を失わないと考えられる。図 2.1 において、入力 x に対する認識機構の output y が desired output D と比較されて、その誤差が最小になるように、学習機械が認識機構を変化させる。

なお後述する実際の研究および一般の情報処理の段階の分解を考慮すると、図 2.1 のモデルは図 2.2 のように分解して考えてよい。図 2.2 では入力 x が Transformation network でいったん変換あるいは処理されて、その後の出力パターンが Recognition network の入力パターンとなる。Transformation network の役割は、認識機構で入力パターンの集合を処理する場合に、処理しやすいように、入力パターン集合を変換するものである。その変換の方法として、従来の研究を見ると、二つの流れがある。一つは入力情報空間における識別パターン集合の距離 (Hamming 距離と考えてよい) が、なるべく大きくなるように変換しようとするものであり、他の一つは入力パターンの集合はもともと非常な冗長度 (Redundancy) を含んでいるという仮定のもとに、入力の中から入力集合識別の特長 (Characteristics) だけを抽出しようとするものである。通常、前者の場合は $n \leq m$ であり、後者の場合は $n \geq m$ である。

なお、図 2.2 に示したように、認識機構の学習を Primary learning といい、Transformation network の学習を Secondary learning と呼ぶことにする。

3. 学習機械の評価規準

学習機能を持つ機械は図 2.1 および図 2.2 のようにモデル化できるが、

(1) 学習の規準とその評価法が、現在必ずしも明確には与えられていない、

(2) 基本的には、解析困難な膨大な入力情報を処理するパターン認識の問題を扱わねばならないという点から、その処理システムの実現と、実現されたシステムの評価規準が確立されていない、という2点から、学習機械の評価を行なう場合、種々の困難が存在する。しかし、だいたい、次の諸点をその規準とすればよいと考えられる。

(a) machine の optimality (認識性能の大小) はどの程度保証されるか、

(b) machine の simplicity はどの程度か、

(c) 学習の収束性 (adaptability) はどの程度か、

(d) 多段階構成になっているか、

機械における学習・伊藤・福永

(e) generalization (はん(汎)化あるいは類別化) の能力を持つか、

(f) Transformation network の入出力の個数の関係はどうか、 $[(n > m) \text{ か } (n < m)]$

(g) Transformation network に学習能力を有するか否か、

(h) self-learning の能力を持つか、

ここに self-learning というのは desired output が explicit な形では与えられず、入力と decision のみに依存した一定の Algorithm に従って、認識機構を変化させる学習のことである。

4. 機械における学習に関する研究の分類

現在までの研究を理論的な観点からみると、パターン認識をする学習機械は次の四つに分類できる。

- (1) 統計的学習機械
- (2) Perceptron-type 学習機械
- (3) Adaline-type 学習機械
- (4) 試行錯誤法的学習機械

この章では、これらに対する若干の survey と、筆者の見解を述べるものである。

4.1 統計的学習機械

この分類に属する機械では、学習は確率計算をすることによってなされる。認識機構に関する研究では pioneering work として有名な Uttley の conditional probability model やユウ (尤) 度比検定による learning model があるが、一般的な理論としてはすべて統計的決定関数の理論による Optimum learning model に包含して考えることができる。統計的決定関数の理論による Bayes' Optimum learning model は、各 decision に対する average risk を計算しておき、入力パターン x が入ってきたときに、 x に対する average risk が minimum になる decision を最終的な decision として採用しようとするものである。これら統計確率モデルによると、他のモデルに比べて理論的であり、Optimality は保証されるが、machine が複雑になるのが欠点である。それゆえ Simple で、誤りの少ない近似回路網の研究が必要であり、また最近のこの分野の研究の中心である。

Transformation network に関しては、統計的方法による場合は、特長抽出による方法がある。しかし現在までの研究の多くは具体的な特長抽出の段階までは進んでおらず、あらかじめ人間によって選択された特長の中で、どの特長が decision に最も影響を与えるかを評価する段階にとどまっている。

上述の事情を考え、この章では、認識機構に関してはまず統計的決定関数の理論による Optimum learning model について述べ、その後最近なされている近似回路網の 2, 3 の代表的な研究について述べる。特長評価に関しては、この方面の pioneering work である Lewis の考え方と筆者が学習効果という考え方で提案している方法について述べる。

4.1.1 Optimum Learning Model

統計的決定関数の理論から与えられる Optimum Learning Model は図 4.1 で与えられる。

図 4.1 において

$x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$: 入力パターン

$a^{(j)} = a_1^{(j)}, a_2^{(j)}, \dots, a_n^{(j)}, (j=1, 2, \dots, k)$

k : 可能なパターンの個数

$P(x|a^{(j)})$: 実際には $a^{(j)}$ であるのに noise によって観測デー

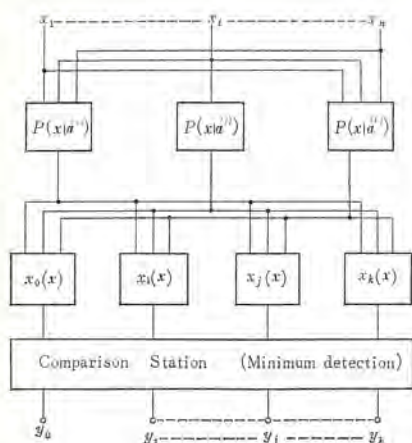


図 4.1 Optimum recognition system
Fig. 4.1 Optimum recognition system.

ととして $\mathbf{x}$ と観測される条件確率

$$X_0 = \sum_{i=1}^k w_{i0} p_i P(\mathbf{x}|\mathbf{a}^{(i)})$$

$$X_j = \sum_{i=1}^k w_{ij} p_i P(\mathbf{x}|\mathbf{a}^{(i)}) \quad (j=1, 2, \dots, k)$$

$\mathbf{p} = (p_1, \dots, p_k)$; p_i : $\mathbf{p}$ が i の生起確率

$$\sum_{i=1}^k p_i = 1, \quad p_i \geq 0$$

w_{ij} : w_{i0} : correct recognition の weight (loss function)

w_{ij} : i th character を j th character と誤った weight

w_{i0} : i th character を reject する weight

$$(w_{ij} > w_{i0} > w_{ik})$$

y_0 : rejection

$y_1, y_2, \dots, y_k$: decision

4.1.2 Optimum Learning Model の近似回路網

一般的な Optimum network は図 4.1 によって与えられるが、図から明らかなように、 n が少し大きくなると非常に複雑な回路となる。それゆえ、ここでは Optimum model をできるだけよく近似する近似回路網について述べる。

(a) 変数間の独立性を仮定した方法

入力変数間の独立性を仮定した場合に

$$p(x_1, x_2, \dots, x_n) = \prod_{i=1}^n p(x_i) \quad \dots\dots\dots (4.1)$$

dichotomy problem として、1 度比検定を用いるとすると

$p(x_i=1) = \alpha_i$ or β_i , $p(x_i=0) = (1-\alpha_i)$ or $(1-\beta_i)$ とした場合

には

$$\frac{p_1(x_1, x_2, \dots, x_n)}{p_2(x_1, x_2, \dots, x_n)} = \frac{\prod_{i=1}^n \alpha_i^{x_i} (1-\alpha_i)^{1-x_i}}{\prod_{i=1}^n \beta_i^{x_i} (1-\beta_i)^{1-x_i}} > \lambda \Rightarrow 1$$

$$< \lambda \Rightarrow 0 \quad \dots\dots\dots (4.2)$$

$$\sum_{i=1}^n \left[x_i \log \frac{\alpha_i}{\beta_i} + (1-x_i) \log \frac{1-\alpha_i}{1-\beta_i} \right] > \log \lambda \Rightarrow 1$$

$$< \log \lambda \Rightarrow 0 \quad \dots\dots\dots (4.3)$$

$$\sum_{i=1}^n w_i x_i > T \Rightarrow 1; < T \Rightarrow 0$$

where $w_i = \log \frac{\alpha_i(1-\beta_i)}{\beta_i(1-\alpha_i)}$, $T = \log \lambda + \sum_{i=1}^n \log \frac{1-\beta_i}{1-\alpha_i}$ $\dots\dots\dots (4.4)$

(b) 変数間の Neighbor Dependence を仮定する方法

変数間に図 4.2 のような neighbor dependence のみが存在する場合、すなわちもっと厳密には図 4.1 において

$$P(\mathbf{x}|\mathbf{a}^{(j)}) = \prod_{\substack{1 \leq i \leq r \\ 1 \leq j \leq s}} P(x_{ij}|x_{i,j-1}; x_{i-1,j}; \mathbf{a}^{(j)}) \quad \dots\dots\dots (4.5)$$

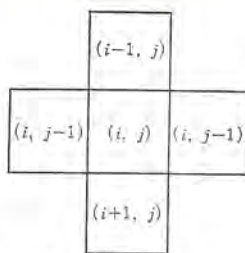


図 4.2 Nearest neighbors
Fig. 4.2 Nearest neighbors.

ここに $r+s=n$, $x_{0j}=x_{i0}=0$ for all i and j

$$P(x_{ij}|x_{i,j-1}; x_{i-1,j}; \mathbf{a}^{(j)})$$

$$= \begin{cases} P(x_{11}|\mathbf{a}^{(j)}); & i=j=1 \\ P(x_{1j}|x_{1,j-1}; \mathbf{a}^{(j)}); & i=1, j>1 \\ P(x_{i1}|x_{i-1,1}; \mathbf{a}^{(j)}); & i>1, j=1 \end{cases} \quad \dots\dots\dots (4.6)$$

図 4.1 と一致させるため $p_j P(\mathbf{x}|\mathbf{a}^{(j)})$ の natural logarithm $T(\mathbf{x}|\mathbf{a}^{(j)})$ を考えると

$$T = \ln p_k P(\mathbf{x}|\mathbf{a}^{(k)})$$

$$= b(k) + \sum_{i,j} w_1(i,j,k) v_{i,j} + \sum_{i,j} w_2(i,j,k) v_{i,j} v_{i-1,j}$$

$$+ \sum_{i,j} w_3(i,j,k) v_{i,j} v_{i,j-1} + \sum_{i,j} w_4(i,j,k) v_{i,j-1} v_{i-1,j-1}$$

$$+ \sum_{i,j} w_5(i,j,k) v_{i,j} v_{i,j-1} v_{i-1,j-1} \quad \dots\dots\dots (4.7)$$

となり、簡単な近似回路網が構成できることがわかる。

(c) desired function の直交近似による方法

図 1.1 において モデル の過去の経験は $P(\mathbf{x}, D=1)$, $P(\mathbf{x}, D=-1)$ なる確率で与えられるが、入力 $\mathbf{x}$ に対する decision の error minimum という意味での最適な認識関数である desired function f_d は次式で与えられる。

$$f_d = P(\mathbf{x}; D=1) - P(\mathbf{x}; D=-1) \geq 0 \Rightarrow 1$$

$$< 0 \Rightarrow -1 \quad \dots\dots\dots (4.8)$$

ここに $\mathbf{X} = \{X_0 \equiv 1, X_1 = x_1, \dots, X_n = x_n, X_{n+1} = x_1 \cdot x_2, \dots, X_{2^n-1} = x_1 \cdot x_2 \cdot \dots \cdot x_n\}$ という関数系を考えると、 $\mathbf{X} \ni r, h_i, h_j$ に対して

$$\text{内積: } (h_i, h_j) = \frac{1}{2^n} \sum_{\mathbf{x} \in [\mathbf{x}]} h_i h_j = \delta_{ij} \quad \dots\dots\dots (4.9)$$

δ_{ij} : Kronecker's delta

なる直交関係がなりたち、しかも $\mathbf{X}$ は完備であるから、 f_d は完備な直交関数系 $\mathbf{X}$ によって次のように直交展開できる。

$$f_d = \sum_{i=0}^{2^n-1} \phi_{di} X_i; \quad \phi_{di} = \frac{1}{2^n} [P(X_i=D) - P(X_i \neq D)] \quad \dots\dots\dots (4.10)$$

式 (4.10) は 2^n 個の項からなる多項式であるが、そのうち任意の m 項 (第 i_0 項, 第 i_1 項, $\dots$, 第 i_{m-1} 項) のみで、この関数 f_d との二乗平均誤差を最小にする近似認識関数を求めると次式となる。

$$f = \sum_{j=0}^{m-1} \phi_{dij} X_{ij}; \quad \phi_{dij} = \frac{1}{2^n} [P(X_{ij}=D) - P(X_{ij} \neq D)] \quad \dots\dots\dots (4.11)$$

式 (4.11) によって、われわれは任意の近似回路網を構成する方法を得たが、式 (4.11) をさらによりよいものに modify する統計的な手法が学習効果という考え方を導入して後述されるであろう。

4.1.3 特長抽出と特長評価関数

この場合、モデルを図 2.2 よりも一般化して、図 4.3 のようなモデルで考え、Lewis の行なった pioneering work を紹介する。

図 4.3 において、各 characteristic が decision に及ぼす影響が独立である。すなわち

$$P(z_1, z_2, \dots, z_m | y_i) = \prod_{j=1}^m P(z_j | y_i); \quad \text{for all } y_i \quad \dots\dots\dots (4.12)$$

と仮定した場合には、次の三つの性質を満たす特長評価関数として式 (4.14) を考えるのが妥当である。

(a) $G_j > G_i$ なら z_j だけを用いた認識系は、 z_i だけを用いた認識系よりよい認識率を示す

(b) $G_j > G_i$ なら特長 z_j と任意の特長集合 $\bar{c}$ を用いた認識系は z_i と $\bar{c}$ を用いた系よりよい認識率を示す

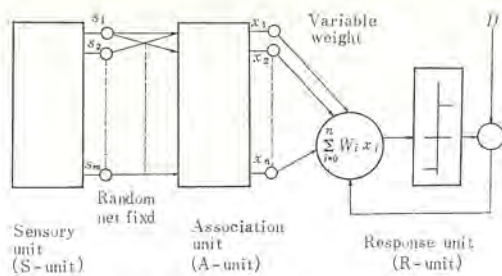


図 4.3 Simple perceptron
Fig. 4.3 Simple perceptron.

(c) $\bar{c}_s$: 特長の集合

G_s : $\bar{c}_s$ における特長に対する value の和

P_s : $\bar{c}$ を用いた認識率

とすると、認識率は G_j の linear function で与えられる。

$$P_s = AG_s + B \quad (4.13)$$

この三つの条件を満たす統計量として次の G_j を提案する。

$$G_j = \sum_{i=0}^N \sum_{k=1}^{nj} P(y_i, z_j(k)) \log \frac{P(z_j(k) | y_i)}{P(z_j(k))} \quad (4.14)$$

この G_j が特長評価の関数である。

4.1.4 学習効果による認識率向上法

一般に学習による認識率の向上ということは、逆に考えると認識機構の性能が大になるように、情報源の統計的性質を変化させることであると考えてよい、ここでいう学習効果というのは、このような立場に立つものであって、前述の desired function との直交近似による認識関数を用いた場合に、認識率が良くなるように、オートマトン 内部で情報源の統計的性質を変換する次の パラ・メータ 群 $s^{(j)}$ のことである。

$$\mathcal{N}_s(\mathbf{x}^{(j)}; \pm 1) = s_{(\pm)}^{(j)} \cdot \mathcal{N}(\mathbf{x}^{(j)}; \pm 1) \quad (4.15)$$

ただし $\mathcal{N}(\mathbf{x}^{(j)}; \pm 1)$, $\mathcal{N}_s(\mathbf{x}^{(j)}; \pm 1)$ はそれぞれ $D = \pm 1$ と教育された パターン $\mathbf{x}^{(j)}$ の個数である。式 (4.15) そのままであると、膨大な個数の パラ・メータ であるから、パラ・メータ の減少のため、次のような簡単な場合を考える。

$$s_{(+)}^{(j)} = s, \quad s_{(-)}^{(j)} = 1; \quad \text{for all } j \quad (4.16)$$

式 (4.16) の s を学習効果と呼ぶことにする。

直交近似による認識関数として線形関数を用いると、学習効果を考慮した線形認識関数は次式となる。

$$F(\mathbf{x}; s) = (1/T_s) \sum_{i=0}^n \{s(M_i^{(+)} - M_i^{(-)}) - (N_i^{(+)} - N_i^{(-)})\} x_i \quad (4.17)$$

ここで次の統計量——情報識別量——を最大にするように、学習効果 s を定めると認識率が改善される。

$$Q = \frac{F_{ex}^{(+)} - F_{ex}^{(-)}}{V_{ar}[F^{(+)}] + V_{ar}[F^{(-)}]} \quad (4.18)$$

ここに $M_i^{(\pm)}$, $N_i^{(\pm)}$ は図 1.1 において $D=1$ および -1 と教育された パターン で i 番目の入力 ± 1 の個数であり、 $T_s = s(M_i^{(+)} + M_i^{(-)}) + (N_i^{(+)} + N_i^{(-)})$ である。

[注] Optimality の定式化と線形 1 階関数

上述において、統計的方法によると、Optimality が保証されるといったが、dichotomy problem の場合には optimal な認識関数は式 (4.1) の desired function f_d によって与えられる。それゆえ学習によって認識関数を変えさせるときは、できるだけ近似度よく f_d を実現することであるといえる。それは次式のように書ける。

$$\sum_{\mathbf{x} \in \{\mathbf{x}_p\}} P\{f^*(\mathbf{x}) - f_d^*(\mathbf{x})\} \Rightarrow \max. \quad (4.19)$$

ここに $f(\mathbf{x})$ が $f_d(\mathbf{x})$ を近似する関数であり、* 印はその符号をとることを意味する。なお $\{\mathbf{x}_p\}$ は過去に教育された パターンの集合である。式 (4.19) が成立する近似関数 $f(\mathbf{x})$ を求めるのが目的であるが、machine の simplicity という要求から、従来の研究の多くは $f(\mathbf{x})$ として、次のような線形関数あるいはその複合系において weight を最適に設定する問題を扱っている。

線形 1 階関数

$$\sum_{i=1}^n w_i x_i - T \geq 0 \Rightarrow 1; < 0 \Rightarrow -1 \quad (4.20)$$

4.2 PERCEPTRON

Perceptron はアメリカ Cornell 大学の F. Rosenblatt によって提案された モデル であって、膨大な資料と報告書があるが、大別して初期の基礎的な研究である Simple perceptron とそれによって得られた結果に基礎をおいた 4-layer perceptron に分けられる。

4.2.1 simple perceptron

simple perceptron は 3-layer perceptron と呼ばれ、図 4.3 のような 3 層からなる。

A-unit と R-unit が weight w を経て結合されていて、その weight が学習によって変化する。その学習法として、simple perceptron では、error-correction learning と forced learning が提案されているが、error-correction learning は図 4.3 の $\mathbf{x}$ の集合すなわち Response unit への入力の集合が線形分離可能（必ず線形 1 階関数で誤りなくわけられる）な パターン 集合である場合に対し、その収束性を保証するため Perceptron の基礎となっている。

error-correction learning というのは

「response が誤りである場合にのみ、active A-unit に対する weight を $\eta_d^{(j)}$ (η : positive number) だけふやし、それ以外の weight に対しては何もしない学習法である。」

simple perceptron においても、目的は desired function を近似度よく実現することであって、simple perceptron の段階を式で表現すると次のように考えることができる。

$$\begin{aligned} f_d &= \sum_{i=0}^{2^m-1} a_i \psi_i(s_1, s_2, \dots, s_m) \\ &\quad (\psi_i: \text{展開の base}) \\ &\cong \sum_{j=1}^n a_{ij} \psi_{ij}(s_1, s_2, \dots, s_m) \\ &\quad (\text{random net による変換と近似}) \\ &= \sum_{k=1}^n w_k \cdot x_k \quad (4.21) \end{aligned}$$

ここに

$$x_k = \psi_k(s_1, s_2, \dots, s_m)$$

Simple Perceptron の問題点

(1) $\{\mathbf{x}\}$ が linearly separable でない場合、error-correction learning がどの程度有効な方法かの保証がない。

(2) 展開の base ψ_i の決定法として、simple perceptron では単に random connection network による変換とだけ理論的な裏付けはなく、また n をいくつにすればよいかの問題も解決されていない。

4.2.2 4-layer perceptron

4-layer perceptron は simple perceptron の A-unit と R-unit

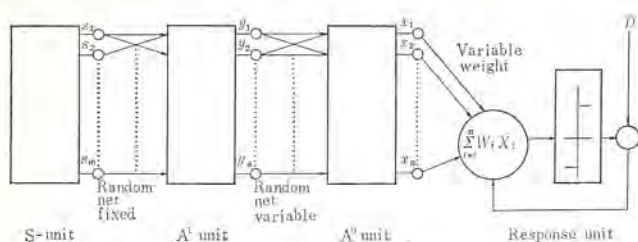


図 4.4 4-layer perceptron
Fig. 4.4 4-layer perceptron.

との間に、もう一つ random connection で variable weight の Association をそう入したもので、そのモデルは図 4.4 にて与えられる。

図 4.4 において S-unit と A^I-unit 間の関係は simple perceptron と同じであって、A^{II}-unit は A^I-unit と 1 to 1 に対応しており、シフト値 θ を持っている。active な A^I-unit a_{μ}^I は対応する A^{II}-unit a_{μ}^{II} に θ の signal を伝送し、他の a_{ν}^{II} に対しては $v_{\mu\nu}$ だけ signal を伝送する。その他の場合は何も送らない。 $v_{\mu\nu}$ が学習によって変化する。その仕方は

$$\left. \begin{aligned} v_{ij}(t+\Delta t) &= v_{ij} + \eta \Delta t; \text{ (for } a_j^I(t): \text{ active,} \\ &\quad a_j^{II}(t+\Delta t): \text{ active)} \\ &= v_{ij}(t) - (\delta \Delta t) v_{ij}(t); \text{ (for others)} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.22)$$

式 (4.22) から明らかに、A^{II}-unit の学習は response に関係しない学習となっており、self-learning の代表的な例の一つである。

なお R-unit は simple perceptron の場合と同じになっている。

4-layer perceptron でやろうとしていることは、式 (4.21) の展開の base を学習によって、modify することにより、 $\{x\}$ としてなるべく linearly separable なものを得ようとするのであると考えることができる。しかし perceptron で提案されているような base の修正法で収束することの証明は全然されていないのが現状である。これを式で表現すると、下記のようになる。

$$f \cong \sum_{i=1}^n a_i \psi_i(y_1, y_2, \dots, y_n)$$

$\uparrow$ base の modification (A^{II}-unit の learning)
 $\uparrow$ weight の modification (R-unit の learning)

4.3 ADALINE

これは Stanford 大学の B. Widrow によって提案されたモ

デルで、decision unit の線形 イキ 値関数を設計するのに desired output と線形 イキ 値関数の Analog 誤差の二乗平均を minimize するように、weight を設計しようとするものである。その際、微分をとって考えると、結局、線形 イキ 値関数設計の問題は連立一次方程式を解く問題におきかえることができることを示し、その際、解法に最急降下法を用いそれを学習の方法としている。

図 4.5 (a) に基本となる Single ADALINE, (b) に MADALINE (multiple ADALINE), (c) に Multi-layer ADALINE の例を示す。

4.4 試行錯誤法的モデル

これは式 (4.19) で与えられる性能が最大になるように、係数を試行錯誤的に変化させるものであるが、代表的な研究の一つである Mattson の研究によっても知られるように多数の試行回数を要し、収束が遅いのが欠点である。しかしこの種の研究によって多くの興味ある結果が得られている。

5. む す び

以上この論文においては、パタン 認識をする機械における学習について、主として統計的学習機械と Perceptron に関して、筆者の見解を示した。機械における学習に関する研究は、まだその緒についたばかりで、理論的な基礎も固まっておらず、主として大形計算機を用いた simulation による実験的研究が多いが、3 章にも述べたごとく、この問題の本質が多入出力の解析困難なパタン 認識を行なわせる点にあるため、IBM 7090 class の計算機によっても十分な実験を行なえるとはいえないのが現状である。

それゆえ、4 章で述べた統計的な観点からなされているような理論的研究や、Perceptron・Adaline で行なわれているような解析的な研究の発展がまたれる。それらの総合によって機械における学習と パタン 認識に関する一般理論が構築されるものと考えられる。

今後この方面での問題点を List up すると、次のようなものがある。

- (1) Optimum learning model を近似する近似回路網の設計法。
- (2) 特長抽出・評価および情報識別のための統計量
- (3) 学習能力を持つ イキ 値素子の簡単な設計法とその複合による非線形学習系の構成
- (4) 特長抽出を行ない、はん化に重要な働きをする Transformation Network の構成法
- (5) 順序回路の概念の導入

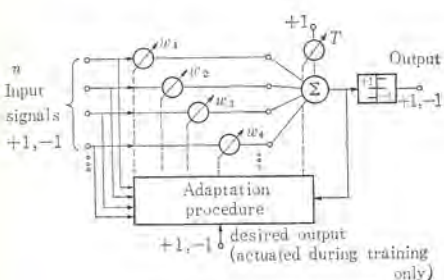


図 4.5 (a) ADALINE
Fig. 4.5 (a) ADALINE.

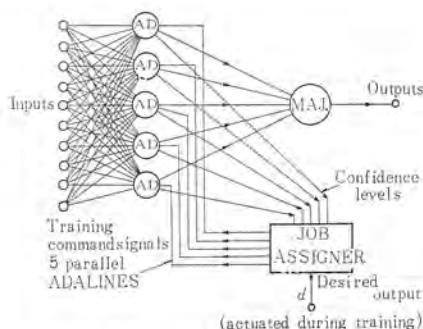


図 4.5 (b) MADALINE の構成
Fig. 4.5 (b) Configuration of MADALINE.

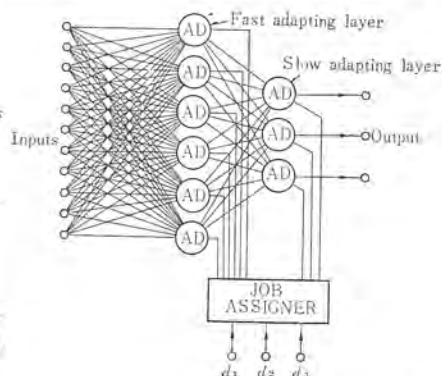


図 4.5 (c) Two-layer ADALINE
Fig. 4.5 (c) Two-layer ADALINE.

(6) 思考過程, とくに Problem-solving や証明過程の分析とその機械化

(7) 自己増殖機械との関係を明らかにすること

(8) 学習能力を持つ high speed element の開発

(昭 40-4-15 受付)

参 考 文 献

A. Survey または全体を包括する文献

(1) 「電気通信学会誌」, オートマトン 特集号, 11月号(昭38)

(2) Yovits, Jacobi and Goldstein: Self-organizing systems, Spartan Books (1962)

(3) Von Forester and Zopf: Principles of self-organization, Pergamon Press (1961)

(4) J.K. Hawkins: Self-organizing systems, Proc. IRE (Jan. 1961)

(5) M. Minsky: Steps toward Artificial Intelligence, Proc. IRE, (Jan. 1961)

(6) Yovits and Cameron: Self-organizing Systems, Pergamon Press (1959)

B. オートマトン 的な立場からの文献

(7) Artificial Intelligence, IEEE Publication Jan. (1963)

(8) Switching Circuit Theory and Logical Design, IEEE Publication Sept. (1961)

(9) Shannon and McCarthy: Automata Studies, Princeton University Press (1956)

C. 統計的な立場の文献

(10) C.K. Chow: An optimum character recognition system using decision functions, IRE Trans. on EC-6, December (1957)

(11) C.K. Chow: A recognition method using neighbor dependence, IRE Trans. on EC-11, October (1962)

(12) M.E. Maron: Design principles for an intelligent machine, IRE Trans. on IT-8, September (1962)

(13) N. Abramson and D. Braverman: Learning to recognize patterns in a random environment, IRE Trans. on IT-8, September (1962)

(14) G.S. Sebestyen: Decision Making Process in Pattern Recognition, The Macmillan Company (1962)

(15) W.H. Highleyman: Linear decision functions with application to pattern recognition, Proc. IRE June (1962)

(16) A.M. Uttley: Conditional probability machines and conditioned reflexes, in Automata Studies, C.E. Shannon and J. McCarthy, Eds., Princeton University Press,

(1956)

(17) P.M. Lewis: The characteristic selection problem in recognition systems, IRE Trans. on IT-8, February (1962)

(18) K. Fukunaga and T. Ito: A design theory of recognition functions in self-organizing systems.

(19) 福永・伊藤: Self-organizing System における認識関数の設計理論, 「電気通信学会誌」, 11月号(昭38)

(20) 福永・伊藤: Self-organizing System における学習効果, 「電気通信学会誌」, 9月号(昭39)

(21) 伊藤・福永: Adaptive digital pattern recognition における認識関数の統計的設計法, 通信学会 オートマトン と自動制御研究会, 1月(昭40)

(22) K. Fukunaga and T. Ito: Iterative realization of pattern recognition networks, IFIP '65 Congress, Symposium on self-organizing systems and pattern recognition.

D. Perceptron に関する文献

(23) Rosenblatt, F.: "Principles of Neurodynamics" Spartan Books (1962)

(24) Block, H. D.: "The Perceptron: A Model for Brain Function", Rev. Modern Physics, 34 (1962)

(25) Block, H. D., Knight, B. W., and Rosenblatt, F.: "Analysis of a Four-layer, Series-coupled Perceptron" Rev. Modern Physics, 34 (1962)

E. Adaline に関する文献

(26) B. Widrow: "Adaptive sampled-data systems—A statistical theory of adaption", 1959 WESCON Convention Record, Part 4.

(27) B. Widrow and M.E. Hoff: Adaptive Switching Circuits, 1960 WESCON Convention Record, Part IV.

F. 試行錯誤法 モデル に関する文献

(28) R. L. Mattson: A self-organizing binary system, Proc. WJCC (1959)

(29) M. Fischler, R. L. Mattson, O. Firschein and L. D. Healy: An approach to general pattern recognition, IRE Trans. on IT-8, September (1962)

(30) W. K. Taylor: Pattern recognition by means of automatic analog equipment, Proc. IEE, vol. 106 pt. B March (1959)

(31) O. G. Selfridge: Pandemonium: A paradigm for learning, London Symposium on Mechanism of Thought Processes (1959)

SCR インバータとその応用 (その2) —原理と動作 (上)—

大野 栄一*

1. ま え が き

SCR は静止レオナードなどの可変電圧整流装置にはすでに広く用いられており、容量的にも多数の素子の直並列接続によって、数千 kW という記録を打ちたてつつある。しかし一方、その短いターンオフ時間によって従来のインバータは根本的に様相を一変し、並列・方形波インバータの時代となった。また SCR の高信頼性によって補助的スイッチとしても、ふんだんに使うことができるため、各種の高性能転流回路の発展を見るに至り、整流装置以上の技術的革新が生じている。

この技術講座でも、(その1)の“歴史と展望”に引き続き、今回と次回(2)に分けて、新しい転流回路を中心に SCR インバータの原理と動作について解説を加えてみたい。

(注) SCR は周知のように最初の開発を行なった GE によって名づけられた Silicon Controlled Rectifier の略であるが、最近 IEC により正式にはサイリスタ (Thyristor) の一種 (正確には逆阻止3端子サイリスタ) と呼ばれることになった。

2. 転流回路とインバータ

2.1 ターンオフ機構とターンオフ時間

周知のように非導通状態にある SCR を導通状態に変化させるターンオンは、ゲートに正パルスを加えることによって簡単にできるが、一度導通状態となった SCR のゲートはその制御能力を失うために、逆にこれを非導通状態とすること (すなわちターンオフ) は困難となる。

導通状態にある SCR をターンオフする方法の第1は回路に直列に高抵抗を押入するか、または直列に接続されたスイッチを開くことにより、SCR を流れる電流を保持電流 I_h 以下にすることであるが、接点を用いる点で一般には実用的でない。第2の方法はアノード・カソード間に逆電圧を印加して短時間に SCR を非導通状態にするもので、一般に広く用いられているターンオフ回路の基本原理解である。以下この逆電圧印加によるターンオフについて考えてゆく。

導通状態の SCR 内部には多数のキャリアが注入されているから、これに逆電圧を加えた直後には負荷電流に相当した大きな逆電流が流れる。この逆電流と、SCR 内部における再結合とによって蓄積キャリアは消滅し、逆電流も減少するとともにアノード・カソード間には逆電圧が確立される。その後一定時間経過すれば、順方向阻止能力を回復し、アノード・カソード間に順電圧が印加されてもゲート信号が与えられない限り非導通状態にとどまる (図2.1参照)。

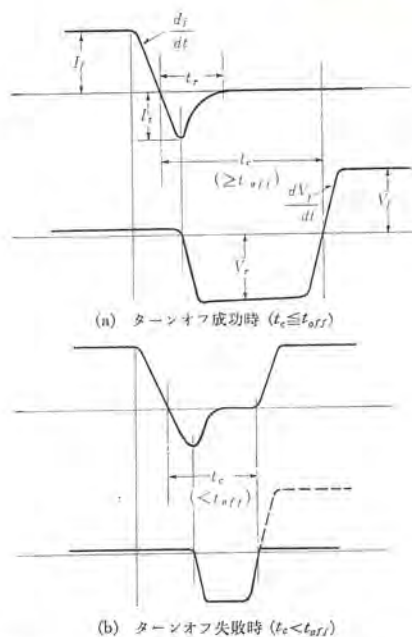


図 2.1 SCR のターンオフ時の電流電圧波形

表 2.1 各種要因のターンオフ時間に及ぼす影響

		要 因	*1) 変化の方向	基準状態	影 響 の 程 度
1	T_j	接合部温度	+	125°C (100°C)	80~100°C 変化により T_{off} 2 倍
2	I_T	順電流 (ターンオフ前)	+	定格電流	100% 変化により T_{off} 変化 20% 以内
3	dI_T/dt	順電流変化率	+		影響小 (T_r に対しては一で大)
4	I_r	逆電流 (ピーク値)	-	定格電流	同 上
5	V_r	逆電圧	-	定格電圧	影 響 小
6	dV_T/dt	再印加順電圧変化率	+	20 V/μs (100 V/μs)	10 → 100 V/μs 変化で T_{off} 1.5 倍
7	V_T	再印加順電圧	+	定格電圧	影 響 小
8		ゲート回路		ゲート開路	-1.5V 以上のバイアスにより T_{off} 20% 減少

*1) 要因の量が増加したとき T_{off} が増加するものを +, 逆に減少するものを - と示した。

この順電圧の再印加が早期に過ぎると完全に順方向阻止能力を回復していないために、ふたたび導通状態に戻ってターンオフできないことになる。このように、電流が 0 となってから次にふたたび電圧が正となるまでには一定時間の経過を待たなければならないが、この時間の最小値を SCR 素子のターンオフ時間 (turn off time t_{off}) と呼ぶ。

ターンオフ時間は同一の SCR についてもターンオフ以前に流れていた電流の大きさ、接合部の温度、再印加電圧の電圧変化率などのほかにゲート回路の状態によっても種々の影響を受け、複雑な

特性となるが、その概略を表 2.1 にまとめて示したので参照されたい。

2.2 逆電圧時間と転流限界

転流を成功させターンオフを完了するには、上記の素子のターンオフ時間より長い間、SCR に逆電圧を加えなくてはならない。今、最も簡単な図 2.2 の例についてこの間の関係を調べてみよう。

図 2.2 で SCR はゲートにより導通状態になっており、 $I=E/R$ なる電流が流れているときに、図示の極性に電源電圧 E まで充電されたコンデンサ C をスイッチ S を閉じて SCR の両端に接続すれば、SCR に逆電圧となりターンオフする。

C の電荷はスイッチ S を閉じた直後に、図 2.1 に示したような逆電流によって放電するが、これはきわめてわずかであるので無視すると、その後は SCR はオフとなって図 2.3 (a) の等価回路となり、負荷—電源を通して放電してゆく。すなわち SCR の電流は C と S を流れる電流に転流したことになる。

このときの C の電圧は図 2.3 (b) のようになるが、これは $-E$ を初期値とし、 RC を時定数とする指数関数であるから、 C の電圧 v_c は

$$v_c = -E + 2E(1 - e^{-t/RC}) = E(1 - e^{-t/RC}) \quad (2.1)$$

この v_c が負である期間 t_c は $v_c = 0$ として

$$v_c = E(1 - 2e^{-t_c/RC}) = 0$$

から $e^{-t_c/RC} = 1/2$

$$\therefore t_c = RC \cdot \ln 2 = 0.693(EC/I) \quad (2.2)$$

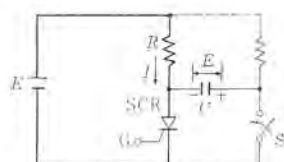


図 2.2 簡単な転流回路の一例

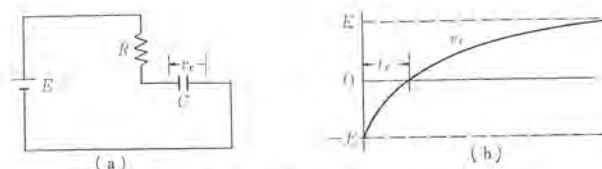


図 2.3 転流時の等価回路とコンデンサ電圧

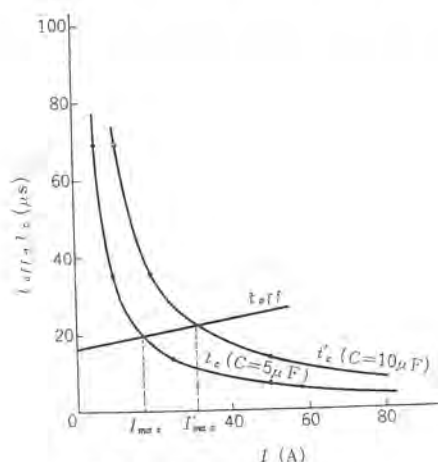


図 2.4 転流時特性の一例

この t_c を回路のターンオフ時間 (circuit turn off time) または逆バイアス時間 (reverse bias time) と呼び、素子のターンオフ時間 t_{off} と明確に区別しておく。

t_{off} は表 2.1 に示したように種々の条件により変化するが、一方 t_c も式 (2.2) の例からわかるように、負荷 R と転流コンデンサ C の大きさによって変化する。いま E, C は一定とし、負荷 R を変化して I を大きくしていった場合を考えると、図 2.4 に示すように t_{off} は I とともに増加するが、 t_c は式 (2.2) から I に逆比例して減少する。

図から $I \leq I_{max}$ では $t_c \geq t_{off}$ となり転流は成功するが、 $I > I_{max}$ となると $t_c < t_{off}$ となり転流は不可能となる。この限界となる I_{max} を転流限界出力電流と呼ぶことにする。

いま転流コンデンサ C の容量を増すと逆バイアス時間は図 2.4 の t_c' のようになり、転流限界電流も I_{max}' に増加する。

図 2.4 の例では $E=100\text{ V}$ 、 $C=5\text{ }\mu\text{F}$ 、 $C'=10\text{ }\mu\text{F}$ とした場合の逆バイアス時間 (t_c, t_c') と 20 A 級の SCR のターンオフ時間の一例 (t_{off}) を示したもので、転流限界出力電流は $C=5, 10\text{ }\mu\text{F}$ に対してそれぞれ 17 A、31 A となることがわかる。

この転流限界は瞬時といえども越すことのできない強い制限となるから、設計に際しては慎重に検討することが必要である。一般に定格電流に対して適当な余裕をみて転流限界電流を決めて、この限界電流に対しても種々の条件変化を考えて常に $t_c > t_{off}$ となるように転流回路の定数を定めなければならない。

2.3 転流回路の分類

図 2.2 では最も簡単な転流回路の実例を示したが、実際にこの転流回路方式がインバータ構成上の最も重要なポイントとなる。従来、直列インバータと並列インバータに限られていたものが、SCR の出現により、さらにすぐれた多種多様の転流回路を生み出すこととなり、SCR インバータ全盛期を迎えようとしている。

ここでは Mapham の文献⁽²⁾に基づいて作成した表 2.2 に従って転流方式の分類を試みよう。

転流方式を大別すると、まず自励転流と他励転流とに分かれる。他励転流は無効電力を供給する起電力を負荷側にもっており、これによる逆起電力で転流するのに対し、自励転流では転流回路によって、みづから転流に要するエネルギーを作るため種々の回路方式が考案されている。

この自励転流方式はさらに受動転流と能動転流に分けられる。受動転流は受動素子である L と C を用いて負荷 R との間で振動回路を形成し転流を行なうのに対し、能動転流は能動素子である SCR や トランジスタスイッチなどを併用するものである。

前者はさらに直列共振転流方式 (A 形) と、並列共振転流方式 (B 形) とに分けられる。ここで直列、並列の区別は、SCR に対

表 2.2 転流方式の分類

自励転流	受動転流	直列共振転流……………A形
		並列共振転流……………B形
他励転流	能動転流	並列コンデンサ転流……………C形
		補助スイッチ転流……………D形
		外部パルス転流……………E形
		ゲート転流……………F形

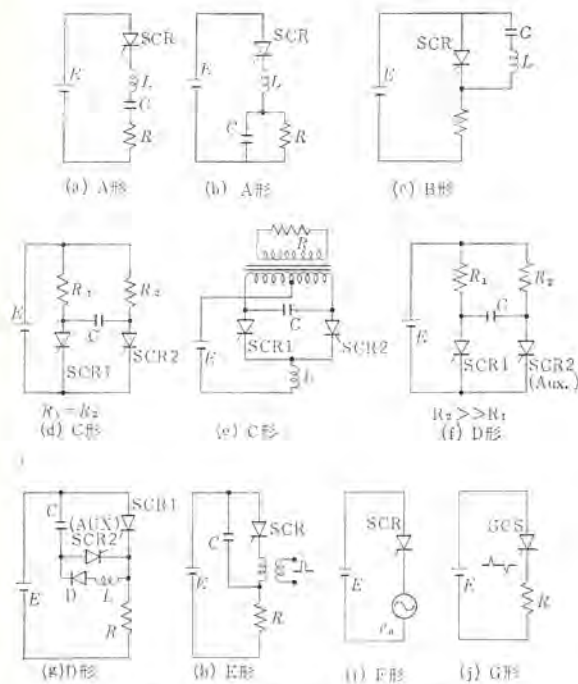


図 2.5 各種転流回路例

する共振回路の関係をさすものである。

また後者（能動転流）には対となっている主 SCR を利用して負荷の並列コンデンサの電荷をスイッチして転流源とする並列形転流方式（C 形）、転流時に用いる補助 SCR などのスイッチによってコンデンサの電荷をスイッチする補助スイッチ転流方式（D 形）および外部から独立し転流パルスが加えられる外部パルス転流方式（E 形）のほか、GCS のようなゲートターンオフ能力をもった素子によるゲート転流（G 形）の計 4 種がある。

一方他励転流方式は負荷側からの交流電源によって陽極に負の電圧が与えられることにより転流するもので、陽極転流（F 形）とも呼ばれる。これは直流送電の場合や、同期電動機を負荷とする場合のインバータの転流方式として現われる。

実際には一つの形の転流方式に対しても各種の変形回路が存在し、また一つの回路でも二つ以上の転流方式に属しうような動作をする場合もあって、きわめて複雑であるが、転流方式の全ぼうを知り、その発展の方向をさぐる上にもこのような分類法が参考になると思われる。

ここで各方式について代表的な基本回路の例を図 2.5 に示して置く。

2.4 主回路構成

実際のインバータは前節の転流方式と、主回路構成方式との組み合わせとなる。これについては前回（その 1）39 巻 2 号の図 2.2 および表 2.2 にも示したように下記の 6 種があげられる。

- (a) 単相半波回路（DC チョッパ回路）
- (b) 中間変圧トランス回路
- (c) 電源分割回路
- (d) 単相ブリッジ回路
- (e) 三相半波回路
- (f) 三相全波回路

C 形転流方式に対しては、その性質上 2 個以上の主 SCR がベ

アになるので (a) は存在しないが、その他は各転流方式とも上記 (a)～(f) の六つの回路形式があり、合計 35 種の組み合わせが存在する。さらに実際には転流回路の細部の相異や、点弧方式の違いなど、多くの異なった方式のものが考えられ、無数のインバータ回路を生ずることになる。以下では具体的回路に対して、2.3 節および 2.4 節の分類を適用し、大文字で転流方式を、小文字で主回路構成を示す指標を付けて、分類の助けとすることにした。

3. C 形転流インバータ（McMurray 回路）⁽³⁾

3.1 原理と動作

対をなす SCR により、転流コンデンサの充電電圧を転流すべき SCR に印加してターンオフする C 形転流は図 2.5 (d) および (e) に示されたように、従来の並列インバータやフリックフロー回路の原理をなすものであるが、McMurray の改良により新しい SCR インバータとしてさらに重要視されるにいたった。

McMurray 回路の意義および特長については、すでに前回（その 1）において触れたように、効果的な帰還ダイオードの付加によって力率に関係なく、すべての負荷に対して安定に動作するとともに、SCR の短いターンオフ時間を利用した方形波インバータとすることにより、転流用 LC は小形化され、電圧変動率や効率も向上した。

ここでは C 形転流インバータの代表例として、この McMurray 回路について詳細に動作原理を調べてみよう。この McMurray 回路にも種々の回路構成があるが、ここでは図 3.1 のように C-c すなわち C 形転流—電源分割回路を考えることにする。また負荷は一般性のある誘導性負荷とすると、図 3.2 に動作波形を示すように五つのモードに区分される。以下ではこの各モードについて説明する。ただし、SCR やダイオードの順電圧降下や漏れ電流は無視する。

(1) モード I（順負荷モード）

SCR1 がオンとなり上部電源から負荷電流が流れるモードである。このモードの終わりでは負荷電流は I_0 に達し、転流コンデンサ C は電源電圧 E まで充電されている。等価回路は図 3.3 のようになる。

(2) モード II（転流モード）

図 3.4 のような等価回路となり、SCR2 にゲート信号が加えられてオンとなることによって、C 形転流が生じ SCR1 がターンオフする。すなわち SCR2 がオンとなると、転流リアクトルの下半分

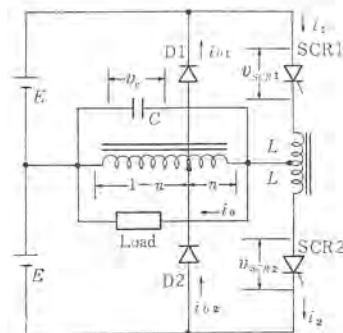


図 3.1 McMurray 回路（C-c 形インバータ）

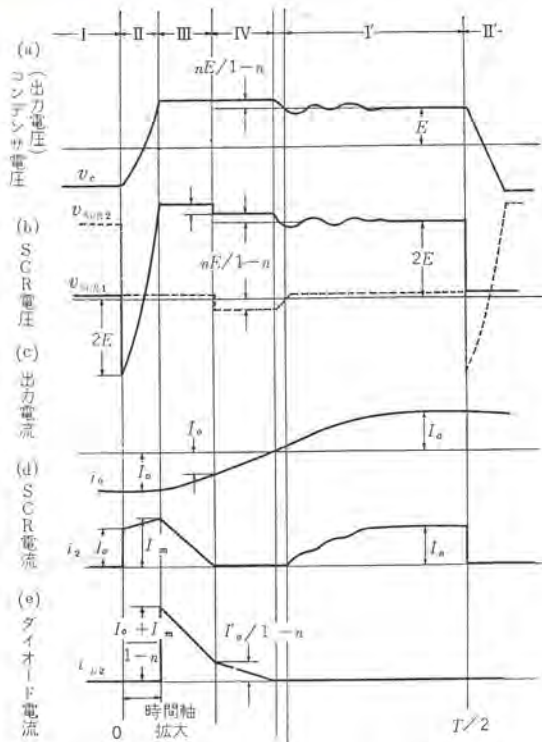


図 3.2 McMurray 回路の動作波形 (遅れ力率負荷時)

$$e_{L2} = E + v_c \quad (3.1)$$

の電圧が付加され、これがリアクトルの上半分と同じ大きさで誘起するから、SCR1 のアノード・カソード間の電圧は

$$v_{SCR1} = E - e_{L1} - v_c = -2v_c \quad (3.2)$$

となり、転流コンデンサの電圧が逆バイアスとなって SCR1 をターンオフさせるのである。

コンデンサからは、負荷にモード I から引き続いて流れる I_0 と、転流リアクトルを流れる i_2 が流出するためその電圧は

$$v_c = E - \frac{1}{C} \int_0^t (i_2 + I_0) dt \quad (3.3)$$

に従って E から $-E$ に向かって低下する。

いま第 1 近似として i_2 は初期値 I_0 に等しいとすると、

$$v_c = E - 2I_0 t / C \quad (3.4)$$

となるから、逆バイアス時間 t_c は $v_c = 0$ として

$$t_c = E \cdot C / 2I_0 \quad (3.5)$$

となる。SCR1 の転流が成功するためには式 (2.1) から

$$t_{off} \leq t_c = EC / 2I_0$$

であるから、最大出力 I_{0max} は

$$I_{0max} = 0.5E \cdot C / t_{off} \quad (3.6)$$

となり、転流コンデンサの容量に比例し、SCR のターンオフ時間に反比例することがわかる。

さらにはほぼ $2t_c$ の後に v_c は $-E$ に達し、モード II の終わりに近づく。実際には帰還用ダイオードのタウ点が一 E となったとき、すなわち v_c が $-E/(1-n)$ となったとき、D2 がオンとなって次のモード III に移行する。

モード II の厳密解については 3.2 節に示すのでここでの近似的な説明を補足して理解していただきたい。

(3) モード III (転流リアクトル帰還モード)

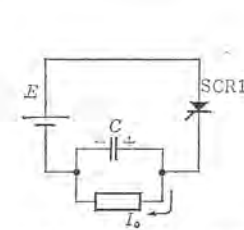


図 3.3 モード I 等価回路

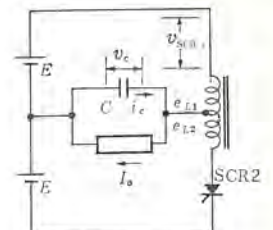


図 3.4 モード II 等価回路

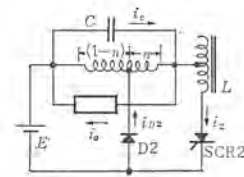


図 3.5 モード III 等価回路

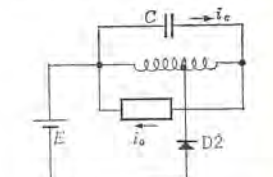


図 3.6 モード IV 等価回路

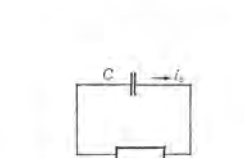


図 3.7 モード V 等価回路

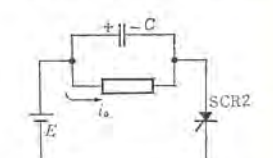


図 3.8 モード I' 等価回路

上述のモード II に続いてダイオード D2 が導通すると、等価回路は図 3.5 に示すようになり、負荷および転流リアクトルにたくわえられたエネルギーが D2 を通って電源に逆流する帰還モードとなる。またこれによって出力電圧が $E/(1-n)$ に制限され、LC によって高いセン頭値を生ずることが押えられる。

すなわち転流リアクトル L を流れる電流 i_2 は SCR2-D2-オートトランス $(n)-L$ (下半分) の回路に流れ、トランスにより昇圧されて $(n/1-n)i_2$ の電流が電源に帰還される。このとき D2 の導通によりトランス X-N 間の電圧は $(n/1-n)E$ に保たれるから、これがリアクトル L に印加され i_2 は直線的に減少する。 i_2 がゼロになる時間を t_f とすると、 $L \cdot di_2 = (n/1-n)E \cdot dt$ から

$$t_f = (L \cdot I_m / E) \cdot (1-n)/n \quad (3.7)$$

となる。ここに I_m は i_2 の初期値で、モード II の最終値であり、通常 $2I_0$ 程度と考えられる。

このモード III では負荷電流 i_R はまだ転流前の方向のままであり、これも D2 を通って電源に帰還されるので D2 を流れる電流は $i_{D2} = (i_2 + i_R)/(1-n)$ となる。また SCR1 には $2E(1-n)$ の順電圧がかかるが、すでにモード II において転流しているため電流は流れない。

モード III は t_f 時間だけ続き、 $i_2 = 0$ となり、さらに SCR2 に逆電流を流そうとするため、転流を生じてオフとなり次のモード IV に移る。このとき負荷電流 i_R は多少減少して I_0' になるが、なおモード I と同方向のままである。

(4) モード IV (負荷帰還モード)

SCR2 がオフとなり、D2 のみオンで、等価回路は図 3.6 になる。このモードでは引き続き負荷のインダクタンス分からの帰還が D2 を通じて行なわれ、出力電圧は $E/(1-n)$ に保たれる。

いま負荷の時定数を $T (=L_0/R_0)$ とすると、負荷電流は

$$i_R = I_0' e^{-\frac{t}{T}} - \frac{I_0}{1-n} (1 - e^{-\frac{t}{T}}) \quad (3.9)$$

となり、 $t_g=0.69T$ ($n=0$, $I_0'=I_0$ として) において $i_R=0$ となり、帰還モードの終わりとなる。

(5) モード V (自由放電モード)

$i_R=0$ となると、D2 もオフとなり、すべてのスイッチが切れた図 3.7 の状態になる。ここでは C の電荷が負荷を通じて放電されるモード V となる。

このモードは v_c が放電によって $-E/(1-n)$ から $-E$ に達するまでの短い時間で終わり、次のモード I' に移る。

(6) モード I' (順負荷モード)

v_c が $-E$ に達すると、ふたたび SCR2 がオンとなりモード I' となる。このモードはモード I とちょうど半サイクルだけズレたもので、まったく同じものと考えることができる。(図 3.8)

ここで、このようなインパタでは、いったんオフとなった SCR2 がモード V からモード I' に移るときにゲート信号が必要であり、ゲートとしては単なるパルスではなく、方形波状のものが好ましいことがわかる。

モード I' では最初ほぼ LC で決まる高い周波数の振動 (振幅は $nE/(1-n)$ 以下) が生ずるが、次第に減衰し、出力電圧は電源電圧 $-E$ に等しくなり、負荷電流は負方向に次第に増加してモード I' の終期には $I_0=-E/R_0$ に達する。

次に同様に SCR1 が点弧されれば SCR2 はターンオフして、モード II', III', IV', V' を経てモード I に戻るのであるが、これらは上に説明したモード II, III, IV, V とまったく同様なので省略する。

いま、負荷が誘導性の場合の動作を調べてきたが、負荷が容量性の場合には電流が進むため、対の SCR の点弧を待たずに負荷の C 分によって転流を生ずるため、転流条件は問題にならなくなる。また一般の負荷は誘導性と考えられるので、ここではその詳しい動作説明は省きたい。

3.2 転流モードの解析と設計基準

(1) 遅れ力率負荷時の転流モードの解析

前節で近似的な扱いを行なった誘導性負荷時の転流モードについて、ここでやや詳しく解析し、転流回路設計の基準を得ることを試みる。

まず回路の微分方程式は図 3.4 から

$$\begin{cases} L di_2/dt - v_c = E & \dots\dots\dots(3.10) \\ i_2 + C dv_c/dt = -I_0 & \dots\dots\dots(3.11) \end{cases}$$

初期条件は i_2 および v_c に対してそれぞれ

$$\begin{cases} i_2(+0) = I_0 & \dots\dots\dots(3.12) \\ v_c(+0) = E & \dots\dots\dots(3.13) \end{cases}$$

Laplace 変換して

$$\begin{cases} LSi_2 - V_c = \frac{E}{S} + LI_0 & \dots\dots\dots(3.14) \\ I_2 + C_s V_c = -\frac{I_0}{S} + CE & \dots\dots\dots(3.15) \end{cases}$$

これを I_2 , V_c について解くと

$$I_2 = \frac{2\frac{E}{L} + 2I_0S}{S^2 + \frac{1}{LC}} - \frac{I_0}{S} \dots\dots\dots(3.16)$$

$$V_c = \frac{-2\frac{I_0}{C} + 2ES}{S^2 + \frac{1}{LC}} - \frac{E}{S} \dots\dots\dots(3.17)$$

逆 Laplace 変換して時間領域に戻すと

$$\begin{cases} i_2 = 2\sqrt{C/L} \cdot E \sin \omega t + I_0(2 \cos \omega t - 1) & \dots\dots\dots(3.18) \\ v_c = -2\sqrt{L/C} \cdot I_0 \sin \omega t + E(2 \cos \omega t - 1) & \dots\dots\dots(3.19) \end{cases}$$

$$\text{ただし } \omega = 1/\sqrt{LC}$$

逆バイアス時間 t_c は式 (3.19) から $v_c=0$ を解いて

$$\omega t_c = \sin^{-1}(x/\sqrt{1+x^2}) - \sin^{-1}(x/2\sqrt{1+x^2}) \dots\dots\dots(3.20)$$

$$\text{ただし } x = (E/I_0) \cdot \sqrt{C/L}$$

またモード II の終わり t_B は $n \ll 1$ として $e_L = L di_2/dt = 0$ から求められる。すなわち

$$e_L = L di_2/dt = 2(E \cos \omega t - \omega LI_0 \sin \omega t) \dots\dots\dots(3.21)$$

$$\therefore \omega t_B = \tan^{-1} x \dots\dots\dots(3.22)$$

これを式 (3.18) に代入してモード II の終わりの i_2 は

$$I_m = i_2(t_B) = (2\sqrt{1+x^2}-1) \cdot I_0 \dots\dots\dots(3.23)$$

したがって転流インダクタンス L にたくわえるエネルギー W は

$$W = LI_m^2/2 \text{ から } E \cdot I_0 \cdot t_0 \text{ を基準にして表わせば}$$

$$w = W/E \cdot I_0 \cdot t_0 = \frac{(2\sqrt{1+x^2}-1)^2}{2x\{\sin^{-1}(x/\sqrt{1+x^2}) - \sin^{-1}(x/2\sqrt{1+x^2})\}} \dots\dots\dots(3.24)$$

図 3.9 は x に対する ωt_c , I_m/I_0 および w を上記の各式から求めてグラフに示したもので、文献 (3) から引用した。

(2) 遅れ力率負荷の設計基準

図 3.9 から w が最小となる $x=1.15$ 程度に L , C の値を決めるのが好ましいことがわかるが、負荷の変化なども考慮して $x=1$ を基準に考えればよい。ただしこのときの I_0 は転流直前の負荷電流の瞬時値の最大値を用いることに注意を要する。

$x=1$ のとき $\omega t_c=0.425$ であるから、この両者から

$$C = I_0 t_c / 0.425 E \dots\dots\dots(3.25)$$

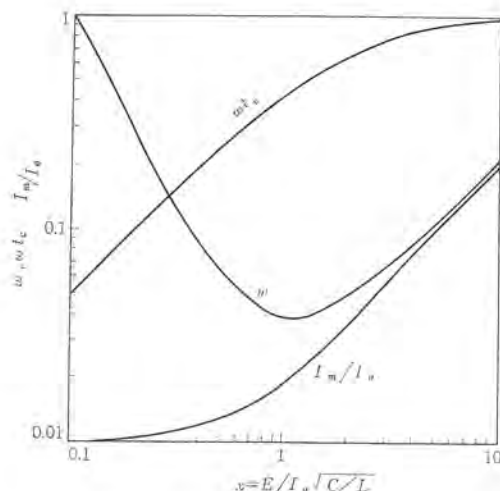


図 3.9 転流パラメータ

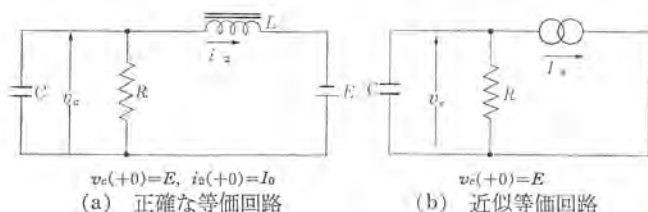


図 3.10 純抵抗負荷時の転流モードにおける等価回路

$$L = Et_c / 0.425 I_0 \quad (3.26)$$

が得られ、これによって転流回路の LC の値を決めることができる。このときの t_c は 2.2 節でも述べたように種々の条件を考慮した SCR のターンオフ時間の最大値以上の値に選ぶことが必要である。

(3) 純抵抗負荷時の転流モード

純抵抗負荷の場合の転流モードの等価回路は図 3.10 (a) のようになるから、式 (3.11) の I_0 の代わりに v_c/R を代入すればよいことがわかる。すなわち

$$\begin{cases} L di_2/dt - v_c = E & \dots\dots\dots (3.10) \\ i_2 + v_c/R + C dv_c/dt = 0 & \dots\dots\dots (3.27) \end{cases}$$

初期値は式 (3.12), (3.13) と同じであるから

$$\begin{cases} LSI_2 - V_c = E/S + LI_0 & \dots\dots\dots (3.14) \\ I_2 + (1/R + C_s)V_c = CE & \dots\dots\dots (3.28) \end{cases}$$

これから

$$\begin{aligned} V_c &= \frac{E \left(S - \frac{1}{LC} \right) - \frac{I_0}{C}}{S^2 + \frac{1}{RC}S + \frac{1}{LC}} \\ &= \frac{2E_s}{S^2 + \frac{1}{RC}S + \frac{1}{LC}} - \frac{E}{S} \quad \dots\dots\dots (3.29) \end{aligned}$$

したがって

$$v_c = 2E\sqrt{1 + (\alpha/\beta)^2} \cdot e^{-\alpha t} \sin(\beta t - \phi) - E \quad (3.30)$$

$$\text{ただし } \alpha = 1/2RC, \quad \beta = \sqrt{1/LC - \alpha^2}$$

$$\phi = \tan^{-1} \beta/\alpha$$

式 (3.30) の $v_c = 0$ から t_c が求まるが、複雑となるので、図 3.10 (b) の近似等価回路を用いることにする。これは転流モード中の転流リアクトル電流 i_2 は一定値 I_0 であるとしたもので、この回路では

$$C dv_c/dt + v_c/R = -I_0 \quad (3.31)$$

$$v_c(+0) = E \quad (3.32)$$

から

$$v_c = E(2e^{-t/RC} - 1) \quad (3.33)$$

したがって $v_c = 0$ から

$$t_c = RC \ln 2 = 0.693 EC / I_0 \quad (3.34)$$

これを式 (3.25) と比較すると、同一条件では純抵抗負荷時のほうが、遅れ力率負荷時に比べて約 1.6 倍の転流能力をもつことがわかる。完全な誘導負荷時には電流波形は三角波となるから、最大出力電流の平均値は抵抗負荷時のほうが誘導負荷時の約 3.2 倍となる。

4. McMurray 回路の変形と改良

4.1 主回路の変形

今まで図 3.1 の電源分割形のみについて解析してきたが、2.4 節に示したように各種の主回路があり、それぞれについてさらに転流コンデンサの分割、非分割により図 4.1 のような各種の変形回路が考えられる。ここに示す L, C は上記の解析に用いた値を基準にしている。

4.2 帰還回路の改良

(1) 抵抗帰還方式

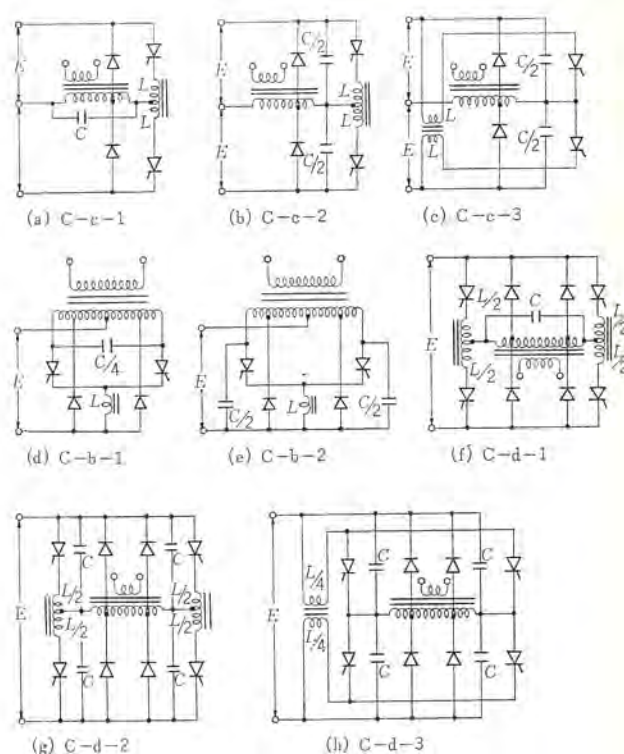


図 4.1 McMurray インバータの変形回路例

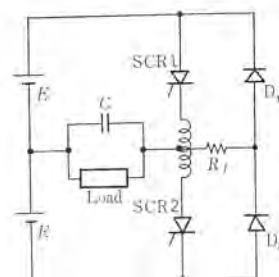


図 4.2 抵抗帰還形 McMurray インバータ回路

図 3.1 の回路ではタツ付出力トランスまたはオートトランスを必要としたが、とくに効率を問題にしない小容量のものでは図 4.2 に示すような帰還用の低抵抗 R_f を押入るだけでもよい。

R_f の値はタツ比 n と同様な効果をもち、 R_f が小さいと出力は方形波に近くなるが、 L のエネルギー帰還モードが長くなり、SCR やダイオード中での損失が増す。逆に R_f を大きくすれば帰還モードは短くなり、損失もほとんど R_f 中で消費されるようになるが、 R_f の電圧が大きくなった分だけ出力電圧のセム頭値も増す欠点がある。

(2) 変流器帰還方式⁽⁴⁾

この方式はタツ付トランスの代わりに変流器 CT を用いるもので、変流比 $N_2/N_1 = (1-n)/n$ とすれば図 3.1 の基本回路と同様な働きをする。しかしこの変流器は転流リアクトルのエネルギーが帰還されるモード III の間だけ飽和することなく、十分な機能を発揮すればよいから、負荷と並列に接続されるトランスに比べて非常に小形にできる利点がある。

また、図 4.3 (b) のように変流器の二次側を整流して別の電源に帰還することも容易にできる。これは可変周波数インバータのように直流電源が大きく変化する場合に、別の一定電圧源へ帰還を

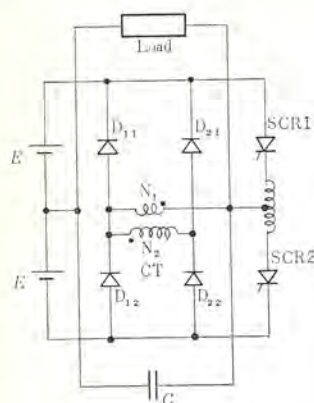


図 4.3 変流器帰還形 McMurray インバータ回路

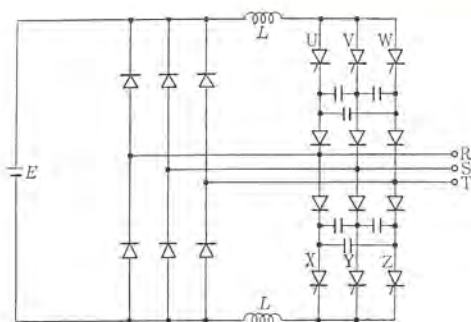


図 4.4 直列ダイオード式三相ブリッジインバータ回路

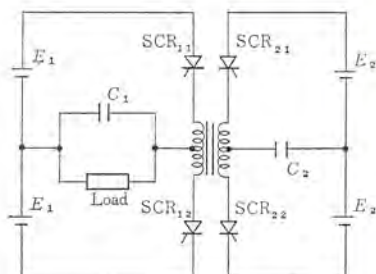


図 4.5 転流補助回路付インバータ基本回路

行なうようにして常に最善の条件に保つことができる利点にもなる。

4.3 転流回路の改良

(1) 直列ダイオード方式⁽⁵⁾

C形転流方式では転流コンデンサ C の電圧がターンオフすべき SCR の逆バイアスとなるのであるから、これを有効に利用するためには第1に転流モードに入るときのコンデンサ電圧を十分高くすること、第2に転流モード中の放電電流をできるだけ小さくすることが望ましい。

図 4.4 は 6 個の SCR がそれぞれ 120° の間通電し、U Z V X W Y の順に 60° ずつ遅れて点弧される 120° 通電形三相ブリッジ・インバータにおける例である。転流コンデンサは直列ダイオードと SCR の中間点にて各相間に接続される。

この回路で直列ダイオードがない場合には、転流直前の相間電圧は $E/2$ になるため、各転流コンデンサ電圧も純抵抗負荷時 $E/2$ 、誘導負荷時にはさらに低くなる。

直列ダイオードは転流コンデンサと負荷とを切り離すため、負荷にかかわりなくその電圧を相間電圧の最高値に保つため、転流初期のコンデンサ電圧は $1.5E$ となるとともに、転流後負荷を通して放電する通路をカットするため放電電流も $1/2$ となるすぐれた効果を示すものである。しかし 180° 通電形では転流コンデンサを直接電源と並列に接続できるので、効果は半減される。

(2) 転流補助回路方式^{(4),(6)}

図 4.5 に示すように、McMurray の基本回路において、転流リアクトル L に二次巻線を設け、この二次側からも転流時にパルス電圧を印加して主転流コンデンサ C_1 による転流を補助しようとするもので著者らの考案になるものである。(簡単化のため図 4.5 では帰還回路は省略してある)

この転流補助回路はコンデンサ C_2 を負荷とする直列インバータと

も考えられるので転流失敗を生ずることはなく、確実に、しかも主回路条件に無関係に十分な転流エネルギーを供給できるすぐれた方式である。

この方式は主回路電圧や負荷インピーダンスの変化の大きい交流電動機駆動用の可変電圧可変周波数インバータに用いたときとくに大きな威力を発揮し、すでにすぐれた成果をあげているが、その詳細については「その 5」において紹介する予定である。

この転流補助回路を用いれば主回路の転流コンデンサ C_1 がない場合でも確実に転流を行なうことができ、2.3 節の分類による E 形(外部パルス転流方式)になる。 C_1 をも用いれば C 形と E 形との併用方式となる。

C 形転流方式以外の詳細説明は次回に行なう予定である。

(昭 40-1-30 受付)

参考文献

- (1) 清水・蒲生: SCR の原理と動作, 「三菱電機技報」37, No. 5, p. 2 (1963)
- (2) N. W. Mapham: The Classification of SCR Inverter Circuits, IEEE Int. Conv. Rec. 12, Part 4, p. 99 (1964)
- (3) W. McMurray, D. P. Shattuck: A Silicon-Controlled Rectifier Inverter with Improved Commutation, IEEE Com. & Elec. p. 531, Nov. (1961)
- (4) 大野・赤松: SCR 可変周波数インバータによる交流電動機速度制御, 「三菱電機技報」38, No. 6 p. 97, (1964)
- (5) 伊藤: SCR による改良形三相ブリッジインバータの特性, 「電学誌」84, No. 908, p. 789 (1964)
- (6) E. Ohno, M. Akamatus: Variable Frequency SCR Inverter with an Auxiliary Commutation Circuit, Intermag Conference, April (1965)

新製品紹介

SB 4500 フレーム屋外用三相誘導電動機

この電動機は、さきに当社が系列化を完了して、すでにかんりの実績を納めている標準三相誘導電動機すなわち SB 形三相誘導電動機の標準構造に、そのまま屋外外被をかぶせることによって、屋外形構造を完全に満足させたものである。したがって、従来の屋外形電動機は屋外形専用のフレームを採用していたが、この電動機の完成により、標準の防滴保護形用の屋内形フレームをそのまま屋外用フレームとして、流用することが可能になった。

■ 特 長

(1) NEMA 規格の Weather Protected Machine Type II を満足する構造である。

a. By-through (吹抜け) 構造を有する。(図 2 が、この構造を如実に示している。)

b. 電動機の主要部分(鉄心、コイル など)にいたるまでに、外気は少なくとも 3 回以上方向を急変(そのいずれも 90° 以上の角度で)する構造を有する。

c. 風路中に、風速 600 ft/min (約 180 m/min) 以下の部分を設ける。

(2) 納期の短縮

SB 形標準三相誘導電動機のフレーム その他各種部品の流用ができるため、納期の短縮が可能である。

(3) 高い融通性

屋内、屋外の転用ができる。すなわち屋内用として運転中の標準三相誘導電動機を容易に屋外形として改造することができる。しかもその改造費用も少なくてすむ。また逆に屋外形の外被を取り除くだけで、そのまま屋内用として標準三相誘導電動機と同一性能で利用できる。

(4) 点検が容易

容易に分解が可能で、内部の保守点検が行ない易い。

(5) 騒音の低下

屋外外被が一種の簡易防音外被として作用するので、騒音が低下する。

■ 仕 様

出 力	250 kW
電 圧	3,300 V
周 波 数	60 c/s
極 数	6P
回 転 数	1,180 rpm
回転子形式	深ミジカゴ形
形 式	SB 屋外
ワッ 番	4,500

図 1, 2 は工場内で注水試験中の頭記屋外形三相誘導電動機の外観である。



図 1 注水試験中の SB 形屋外用三相誘導電動機

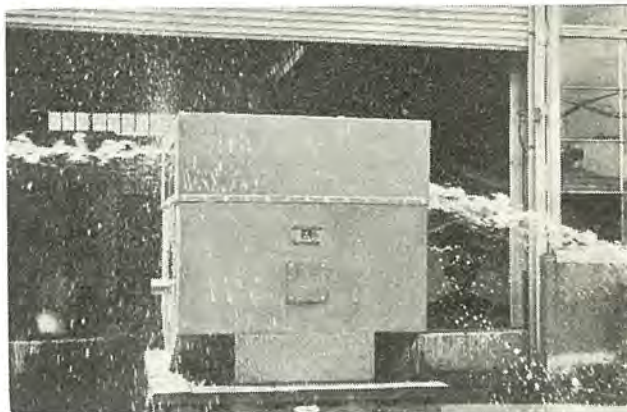


図 2 注水試験中の SB 形屋外用三相誘導電動機

三菱 MVC 形 バルブモータを開発

各種産業の合理化、自動化にともない各種バルブの自動操作の要求が最近急速に高まってきたが、そのうちとくに需要の多い電動式操作機について需要家各位の要望に応ずるための開発したの

が MVC 形バルブモータである。

■ 特 長

(1) 電動機は電動操作機用としてとくに設計したもので起動

トルク および最大 トルク が大でひん繁なる使用に耐える。

(2) ブラキ は円板形電磁 ブラキ を使用しているので大きな制動力を有し取扱い簡単、長寿命である。

(3) 歯車はすべて高周波焼入により表面硬化しているので衝撃に強く長い寿命を有す。また歯面は研摩または シェービング 仕上をしているので騒音、振動が少なく高効率である。

(4) 電動操作機としての必要な機能は標準としてすべて備えている。すなわち

- a. 全開、全閉の機械的、電氣的指示機構
- b. 開、閉両方向に働く機械的、電氣的トルクリミット機構、ただし #100, #201 は開方向は機械的、閉方向は電氣的トルクリミットのみ



三菱 MVC 形 パルプモータ

標準機種

形 番	電動機出力 (kW)	最大ステムトルク kg-mm			許容スラスト 荷重 (kg)	最大弁棒径 mm		概略重量 (kg)
		18.5 (rpm)	30 (rpm)	45 (rpm)		外ネジ	内ネジ	
MVC-100	0.075 0.1	3.5	2.4	1.9	2,000	20	20	48
# -201	0.15 0.2	7.5	4.8	3.8	4,000	30	30	55
# -302	0.27 0.4 0.75	16	14	13	8,000	50	42	120
# -303	0.55 0.75 1.5	29	25	25	8,000	50	42	130
# -406	1.1 1.5 2.2	55	45	40	15,000	70	60	185
# -408	1.5 2.2 3.7	80	70	65	15,000	70	60	200
# -514	2.5 3.7 5.5	140	110	100	25,000	80	70	280

(注) i) 最大ステムトルクは 50 c/s の場合を示す。

ii) ステム回転数は、50 c/s 12.5 rpm, 60 c/s 15 rpm より製作可能

三菱電気タッパ ET-6S-1 形 新発売

携帯用電気 タッパ を用いての小ネジ立て作業では タッパ の折損が多く発生しやすいが、本品は、過大 トルク による タッパ の折損が起らないよう、タッパ折損防止機構を内蔵し、未熟練者でも安心して使用できる工具である。さらにネジ立て深さを規制できるストップをも兼ね備え、タマリ穴でも一定の深さに加工できるとともに、自動的に制止できる特長をもった、他社にない画期的なものである。

特 長

- (1) 過大 トルク による タッパ 折損防止装置つき

電気 タッパ による タッパ 折損の原因は、タッパと下穴の関係が正常でない場合の過大トルク、未熟練者による不安定な作業で生じる過大トルク、止りネジの場合、タッパ先端を穴底に接するまで進行させたり、通しネジの場合、タッパ切上部以上に下穴に入れすぎて過大トルクを与えて生じるが、これらの原因による折損を防止できる構造をもっていて、各ネジの寸法により容易にトルクを調整



ET-6S-1 形三菱電気 タッパ

現金正価 ¥17,500

仕 様

形 名	品 名	最大容量 (mm)	電 源			出 力 (W)	全負荷電流 (A)	回 転 数		重 量 (kg)	付 属 品
			種 類	電 圧 (V)	周 波 数 (c/s)			ネジ立て (rpm)	もどり (rpm)		
ET-6S-1	電気タッパ	6	単 相 交 直	100	50/60	80	1.8	380	700	2.15	予備炭素ブラシ1組

できるものである。

(2) ネジ立て深さ規制装置付

ネジ立ての深さを規制できるストップが取り付けられていて、必要な深さに調整して使用するもので、ストップの作用で均一なネジ立ての深さが容易に、しかも確実に行なえるとともに、規定の深さ

にタッピングされると自動的にスピンドルの回転が逆転する構造なので、タツを折損するなどの不安もない。

(3) 小形軽量で使用しやすい。

軽量でにぎりやすく、正逆回転のストロークが小さいので確実に容易に操作できる。

19形114度偏向ブラウン管 19CMP4を開発

このブラウン管は低い第2グリッド電圧で動作し、輝度変調に必要な映像信号電圧が小さくてすみカソードドライ専用設計されている。第2グリッド電圧が低い場合、カソード電圧の変動による第2グリッドカソード間の電圧変動分の割合が大きくなり、等価的に第

2グリッドカソード間と、第1グリッドカソード間の電圧が同時に変動を受けることになりグラフのように高 g_m 特性が得られるのである。

ケイ光面は19インチ角形の大形画面で、自然な色調と明るい画面を有し、テレビジョン用として大いに需要が期待される。

■ 使用電圧の概略

ヒータ電圧	6.3 V
ヒータ電流	0.45 A
陽極電圧	16 kV
第4グリッド電圧	0~400 V
第2グリッド電圧	40 V
カットオフ電圧	35~55 V

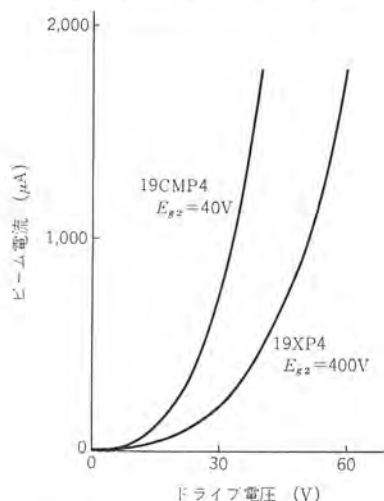


図1 カソードドライバ特性



図2 TV用ブラウン管



ニュースフラッシュ

■ メキシコ・マルパソ発電所納め

400 kV 超々高圧変圧器 15 台受注

世界的に大規模、大容量の水力発電所プロジェクトとして注目されているメキシコ・マルパソ発電所の主要変圧器 15 台を全台当社が受注した。これは世界中の有力重電メーカー 25 社（スウェーデンの ASEA、イタリアの CGE、スイスの エリコン、BBC、イギリスの EEC、西ドイツの SSW など）が入札に参加し激烈な受注戦を展開したが、メキシコ電力局（CFE）の当社に対する技術的信頼にささえられて受注成功となったものである。

変圧器は国内生産では始めてである 400 kV 超々高圧変圧器で、最初に当社が超々高圧変圧器の実績をもつことになり、今後わが国で実施される 500 kV 送電に対しても他社に先んじた有利で貴重な実績となるであろう。

絶縁には開発を完了し生産に移った当社独特の Inner Cool 絶縁方式を採用し、海外市場に進出できる技術的基盤を実証することになる。

受注した変圧器の仕様は

13 台 単相 60 c/s 75 MVA/60 MVA/45 MVA

送油風冷式/送油風冷式/自冷式

一次電圧 15 kV

二次電圧 $420/\sqrt{3}$ -410/ $\sqrt{3}$ -400/ $\sqrt{3}$ -390/ $\sqrt{3}$ -380/ $\sqrt{3}$ kV

2 台 三相 60 c/s 50 MVA 送油風冷式

一次 50 MVA 400 kV 人

二次 50 MVA 124-121-118-115-112 kV 人

三次 15 MVA (11 kV) △

納期は昭和 41 年 3 月から 9 月までに全台を船積みすることになっている。

なおこの生産体制を確保するために工場の拡張と、品質の万全を期するために組立工場の空調設備が生産開始までに整えられる。



■ 東京電力京浜変電所納め 345,000 kVA

変圧器完成

当社伊丹製作所で製作中であった東京電力京浜変電所納め 345 MVA 変圧器は、このほど完成し、出荷された。この変圧器は、当社がさきに納入した北東京変電所、中東京変電所納め 345 MVA 変圧器 2 台と同様、東京電力の超高压外輸線に接続される 345 MVA シリーズの 1 台で、既納品とほぼ同様の仕様であるが、%インピーダンスが既設器の 12% に対して、14% と増大されたため、コイル構成として、既納品の 8 群構成に対して、4 群構成が採用でき、その結果、北東京、中東京変電所納めのものに対して、重量、床面積とも約 90% に減少することができた。MR 社製 F 形 タップ 切換器付き特別三相構造で、シキ 400 形 シュナール 貨車で、各相ごとに輸送された。

おもな仕様は次のとおりである。

特別三相 50 サイクル 等価 345,000 kVA 外鉄形

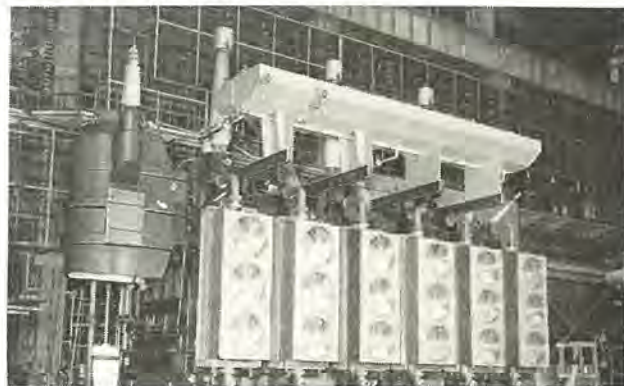
送油風冷式 SUB-MRF 形 負荷時 タップ 切換器付き

一次 275 kV $\pm 10.3\%$ 300 MVA

二次 147 kV 300 MVA

三次 63 kV 90 MVA

当社では、この変圧器のほかに、同じく東京電力北東京変電所増設器として、この変圧器とまったく同仕様の 345 MVA 器 1 台および関西電力伊丹変電所納めとして、同じく 345 MVA 負荷時タップ 切換変圧器 1 台を製作中である。写真は、工場で完成したこの変圧器の外観を示す。



東京電力京浜変電所納め 345,000 kVA 変圧器

■ 300/400 kVA 3 kc 立テ形高周波発電機完成

当社では従来から横形の高周波発電機について多数の記録品を製作し、国内で最大の製作実績を持っているが、このほど立テ形としてわが国最大の 3 kc 300/400 kVA 高周波発電機をいすゞ自動車納めとして納入した。ほかに立テ形機としては 10 数台納入または製作中である。

本機は立テ形として占有面積が少なく、わずか 1.1 m² にしか過ぎない。

軸受にはコロガリ軸受を使用し、上部は案内軸受でグリース潤滑、下部の推力軸受で油潤滑となっている。上部、下部とも漏油防止

に十分な考慮を払っており、種々の新しい考案が施こしてある。とくに下部推力軸受についてはその寿命が数十年のものを使用し保守に便利するとともに、軸受交換についても、非常に簡単に行なうことのできる構造を採用した。

空気冷却器には エロフィン 管のアライトンを用い、効率のよい冷却をしたため 3.6 t/h の水量で十分である。

定 格

高周波発電機

300/400 kVA 2.7/3.2 kc 800 V
力率 1.0 単相 3,000/3,600 rpm

H種絶縁

誘導電動機

329/437 kW 50/60 c/s 3,000/3,300 V 三相 2 極 3,000/
3,600 rpm B種絶縁

外形寸法

外径 1,200 mm×高 2,080 mm

重 量

6,450 kg



300/400 kVA 3 kc
高周波発電機

■ 三菱重工業神戸造船所注文

住友金属(和歌山)納め高炉送風機駆動用 9,200 kW 2 極同期電動機完成

さる昭和 38 年秋、三菱重工業神戸造船所から住友金属和歌山製鉄所第 3 高炉用送風機駆動用として受注した 9,200 kW 2 極同期電動機 1 台は長崎製作所で鋭意製作中であつたが現地での据え付けを終わる 2 月 1 日より稼動を開始した。

本機のおもな仕様は次のとおりである。

出 力	9,200 kW
電 圧	11,000 V
回転数	3,600 rpm
力 率	1.0
形 式	円筒界磁形回転子・全閉内冷形

起動方法としては 1,500 kW 巻線形誘導電動機を用いた起動電動機による方式を採用している。また本機により駆動される送風機は三菱重工業神戸造船所製の横置 11 段静翼可変 ピッチ 軸流送風機で、電動機に直結されている。

この電動機は タービン 発電機とはほぼ同様の構造を有し、機械的にもがんじょうで高速運転に適し、高信頼性を要求される高炉送

風機用としてはきわめて適したものといえる。

高炉送風機用原動機としては従来から蒸気 タービン が多く用いられてきたが、静翼制御方式を用いた軸流送風機の採用にともない、原動機は定速運転が可能となったため電動機とくに同期電動機の使用が可能となった。最近高炉送風機が大容量化の傾向を示しつつあるとき、その製作限界について容量的にも構造その他の点からも何の制約もない 2 極同期電動機はきわめて有利な立場にあるといえる。

なお本機は、この種電動機としては現在、わが国最大容量のものである。また、本送風設備は本来は第 3 高炉の予備送風機であつて主送風機としては現在据え付中の ガスタービン 駆動のものであり、この装置用として 7,000 kW 2 極同期電動機 1 台を同時に製作納入している。この装置においては ガスタービン は一定出力運転とし、負荷の変化分に対応する動力を 7,000 kW 電動機より供給するように計画されている。

■ フロントフロアアセンブリ用マルチプルスポット 溶接機 (WS-2X75S 形) 完成

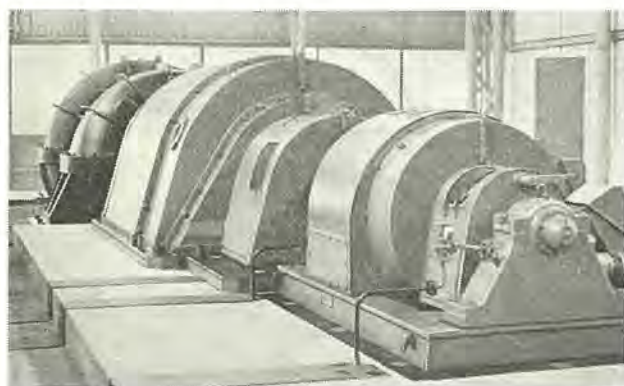
最近の自動車工業は、増産に伴い、設備の合理化、機械化をはかりつつある。従来のアセンブリラインでは、アーク溶接、ポータルスロット溶接など比較的能率の悪い方法によって行なわれていたが、プレス 技術、溶接技術の進歩によって上記の方法で行なわれていた部分に、一度に多数の溶接が行なえる マルチプルスポット 溶接機を多く採用するようになった。当社では数年前から マルチプルスポット 溶接機を製作していたが、今回 M 社から受注し製作した マルチプルスポット 溶接機は、フロントフロアアセンブリ用のもので、各部品を位置決めおよび固定する溶接治具の内部に、マルチプルスポット 溶接用の ガンを 2×9 台配置し、これにより 1 分間に 2×14 点の溶接を全自動で行なうものである。動作は、すべて、油圧で行ない、コンパクトに納まっている。

おもな特長は次のとおりである。

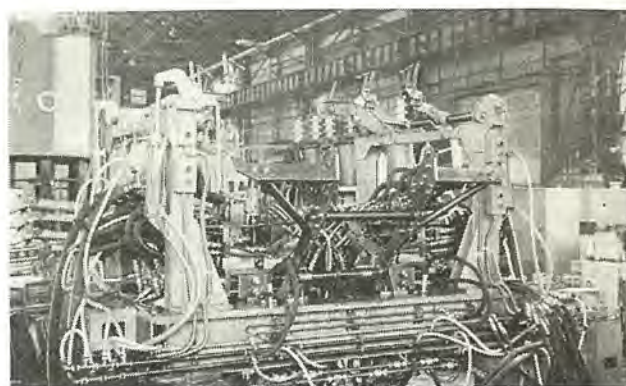
- (1) このガンは、被溶接物の ヒズミ に無関係に、正しく溶接加圧が行なえるように、スプリングでフロートしている。
- (2) タイマは、電源電圧の変化、温度変化によって、電流値、通電時間に変化をきたさないような半導体回路を使用している。

仕 様

定格容量 (50% 使用率)	2×75 kVA
定格一次電圧 (無負荷時)	単相 400 V
定格一次電圧 (負荷時)	単相 380 V
最大入力	820 kVA
最大加圧力 (油圧 70 kg/cm ²)	300 kg (1 点あたり)
最大短絡電流	15,000 A (1 点あたり)



9,200 kW 2 極 同期電動機



組立中の フロントフロア 用 アセンブリマルチプルスポット 溶接機

電 気 車 用 過 電 流 継 電 器

発 明 者 三 橋 英 一

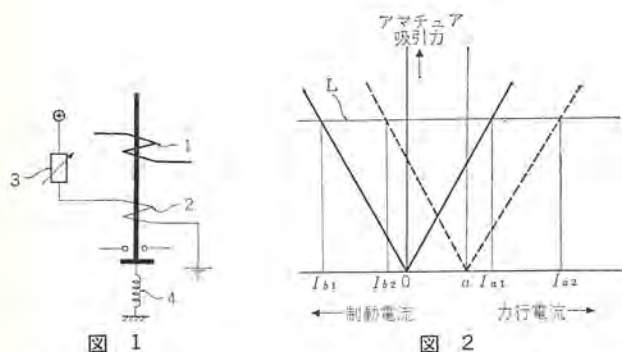


図 1

図 2

周知のように電気車主回路にそう入される過電流継電器は、力行時と制動時の動作値が異なるが、この発明は回路を切り換えることなく、各動作値を自由に変更できるようにしたものである。

すなわちこの発明は、電気車主回路の電流は力行時と制動時と

では、その方向が180度反転することに着目し、図1に示すようにこの主回路電流で付勢される作動巻線(1)の他にバイアス巻線(2)を設けた。図2中の実線は作動巻線(1)のみによる特性であり、力行時 I_{a1} 、制動時 I_{b1} なる動作値は同一である(図中 L は継電器の動作点を示す)。

いま力行電流による作動巻線(1)の発生アンペアターンと反対方向のアンペアターンを発生するとき電流をバイアス巻線(2)に流すと、特性は基点を0から a に移動した点線のように変更される。したがって力行時の動作値を I_{a1} から I_{a2} に増加し、制動時を I_{b1} から I_{b2} に減少して、力行時と制動時におけるそれぞれの動作値を互いに異なるようにできる。なお抵抗(3)の調整により0 a 間、バネ(4)の調整により動作点 L を変更でき、あるいはこれら両調整を合成して任意の特性が得られるものである。

(特許第 408097 号) (太田記)

無 電 気 金 メ ッ キ 溶 液

発 明 者 秦 卓 也・武 田 武 明

この発明は、メッキ金属と被メッキ金属との化学的駆動力を利用した無電気金メッキにおいて、メッキ液中に化学的に活性なニッケル、またはコバルトの可溶性塩類、またはその水溶液を添加することを特長とし、メッキ速度を増大し(従来の約3倍)、メッキ厚さもほとんど限界がない厚い金メッキを施すことを可能となすものである。

すなわちこの発明のメッキ溶液は、可溶性金化合物、錯化剤、PH緩衝剤、活性金属イオンから成っており、金化合物としてはシアン化金酸カリ、塩化金が適当である。錯化剤は被メッキ素地金属イオンを錯塩にするもので、一般に $-\text{COOH}$ 基と $-\text{OH}$ 基か $-\text{COOH}$ 基と $-\text{NH}_2$ 基を有し、 $\text{R}(\text{OH})\text{COOH}$ か $\text{R}(\text{NH}_2)\text{COOH}$ かで表わされる有機錯化剤が適当である。なお R はアルキル基、フェニル基、オレフィン基、フェニレン基、およびそれらのアジ化合物などの脂肪族または芳香族炭化水素からなるもので、水に可溶性で錯イオン生成恒数(安定度)の高いものが良い。

実施例 1

シアン化金酸カリ 5 g/l = 0.017 mol/l (0.003~0.1 mol/l)

塩化ニッケル 5 g/l = 0.021 mol/l (0.004~0.08 mol/l)

エチレンジアミンテトラ酢酸ナトリウム

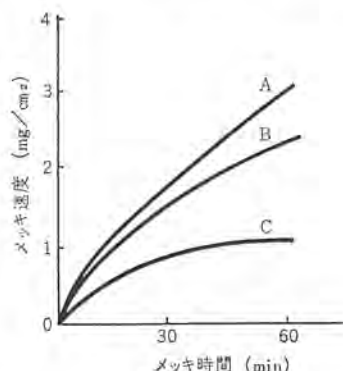
50 g/l = 0.13 mol/l (0.027~0.27 mol/l)

塩化アンモニウムアンモニア緩衝剤 40 cc/l

PH 9.0, 温度 95°C, メッキ速度 1.2 mg/cm²/10分(素地はニッ

ケル) ここで () 内の mol/l は溶液中の各成分比の使用できる範囲を示す。図は従来のメッキ液とこの発明のメッキ液とを、メッキ速度とメッキ時間との関係について比較したもので、Aはこの発明の液(ニッケル入り)、Bは同じくコバルト入り、Cは従来の液によるものでメッキ素地がニッケルの場合である。図においてもわかるように、従来のものの特性は20~30分でメッキ速度が平衡するからメッキの厚さが限定されるのに対し、この発明によればメッキ速度は従来の約3倍となり、しかもメッキ速度は10分後と1時間後とでも変化はなく、したがって厚い金メッキも可能となる。

(特許第 426776 号) (伊藤記)



電 気 車 停 止 装 置

考 案 者 中 川 敏 勝

この考案は電気車が目的地に近づいたとき、自動的に主回路を開き、かつ制動力を与えて電気車を安全に目的地に停止させるものである。

すなわちこの考案は駅前方の軌道上に図2に示すとき停止指令片(13)を設け、他方電気車床下に、バネ(45)により保持された作動腕(43)を有するスイッチ(4)を設ける。このスイッチは作動腕の

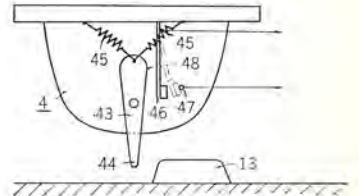
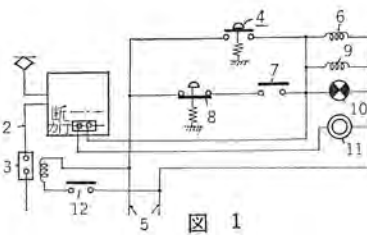
先端(44)が指令片(13)と接触したとき、その後端(48)により可
トウ接点(46)を鎖線のごとく接点(47)に接触させるように働く。

このスイッチ(4)の閉成は図1から明らかなように、継電器(6)
を電源(5)により付勢し、接点(7)で自己保持するとともに、
接点(12)を閉じて主回路(2)中のシヤ断器(3)を開放すると同
時に制動用圧縮空気の電磁弁(9)も付勢されるから電気
車は漸次減速して目的地に停止することになる。もちろん
制動開始時の速度、乗客数、編成量などを勘案して運
転士が手動ブレーキを併用する必要がある。

なお蛇足ながら、(10)は表示灯、(11)は主幹制御器
(1)の力行ノッチを介して付勢されるブザーである。したが
ってスイッチ(4)の閉成と同時に表示灯(10)が点灯、ブ

ザー(11)が鳴る。運転士がこのブザー音を聞いた後主幹制御器(1)
を力行から断に切り換えるとブザー(11)はやむが、表示灯は電気
車が停止して、運転士がリセットボタン(8)を押すまで点灯を維持し
て、電気が制動中であることを表示する。

(登録実用新案第720655号)(太田記)



誘導電圧調整装置の過大回転力防止装置

考案者 杉山昌司・小川鎮二

この考案は誘導電圧調整器の回転子に過大回転力が生じた場合、
ウォーム歯車から大きな制動力が作用しないようにした誘導電圧調
整器の過大回転力防止装置を提供するものである。

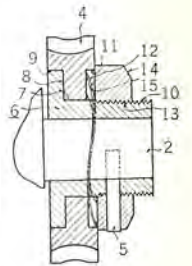
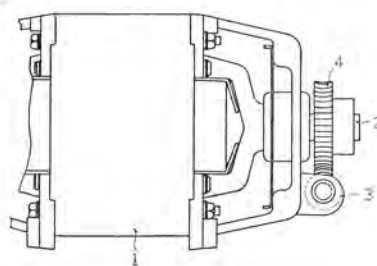
この考案の過大回転力防止装置は、誘導電圧調整器(1)の回転
子軸(2)端において、軸にウォーム歯車(4)が装架される部分に
設けられている。すなわち、回転子軸(2)の軸端上にテーパピン
(5)などによって固着されたスパイダ(6)を装架し、スパイダ(6)は
ウォーム歯車(4)の内径にはめ合わされる外径部(7)と、ウォーム
歯車(4)の側面(8)に係合する側面を持つフランジ(9)とを一体
に形成し、フランジ側と反対側の外径上にネジ部(10)を設けてい
る。またウォーム歯車(4)はスパイダ(6)のフランジ側面に係合する
側面(8)と反対側に、波形円板状パネ板(12)を収容した適当な
径の凹(凹)入部(11)をそなえている。波形パネ板(12)はスパ
イダ(6)のネジ部(10)にう(螺)合するネジ(13)を有する締付ナ
ット(14)によって押圧され、ウォーム歯車(4)の側面(8)に向
って圧迫している。

この考案は以上のような構成によって、ウォーム歯車(4)はパ
ネ板(12)に押されその側面(8)を常に一定の圧力でスパイダ(6)の
フランジ(9)の側面に係合し、一定の回転力まではスパイダ(6)従
って回転子軸(2)に固定された関係を保って、軸とともに回転する

が、一定限度をこえた回転力の際は、側面(8)ですべて回転子
軸(2)とともに回転しなくなるものである。

以上のようにしてこの考案によれば、短絡現象によって誘導電
圧調整器の各巻線に過大電流が流れ、回転子軸に過大な回転力が
発生しても、従来のように回転子軸に固定されたウォーム歯車の制
動作用による軸の曲げ切損、ウォーム歯車固定用ピンの切断、そ
の他固定部分の破損などの故障を生ずるおそれはなく、また上記の
ように軸まわり部材の破損などのおそれがないため、過大回転力
を予想して機械強度の安全係数を必要以上に大に設計する必要は
なく、製作価格が安価となるなど多くの利点を有する。

(登録実用新案第742711号)(伊藤記)



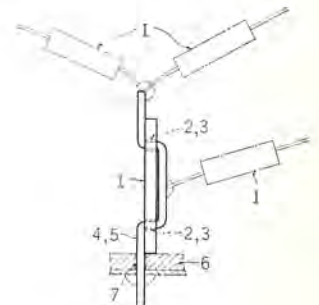
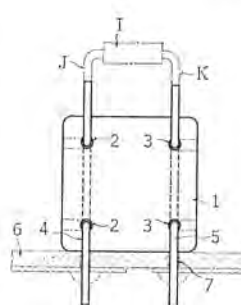
端子装置

考案者 岡村宗和

この考案は、垂直なる絶縁薄板(1)に、垂直方向に所定間隔を
あけて設けられた複数個のそう(挿)通部(2)(2)と(3)(3)とを
それぞれ並設し、このそう通部の一方の(2)(3)から上記絶縁薄
板(1)の一面に貫通させた端子線(4)(5)を、さらに上記そう通
部の他方の(2)(3)から上記絶縁薄板(1)の他面に貫通させ、上
記絶縁薄板(1)の端縁から突き出させた一方の端子線端を、印刷
配線板(6)の部品取付穴(7)にそう固着するようにしたもので、
絶縁薄板(1)と端子線(4)(5)、および印刷配線板(6)とは
きわめて簡単に構成され、しかもその端子線端を絶縁薄板(1)の
端縁から突き出させているので、印刷配線板(6)への絶縁薄板
(1)の取り付け、ならびに端子線(4)(5)への部品の取り付けな
どがきわめて容易になるばかりでなく、図1に示すように、上記
端子線(4)(5)を用いなくて、部品(I)のリード線(J)(K)を端

子線として使用するようにすれば、さらに安価に提供できるもの
である。

(実用新案登録第741471号)(土居記)



次号予定

三菱電機技報 Vol. 39 No. 7

電子商品と照明特集

特集論文

- 19 形カラー受信機のラジアルミスランディング
- テレビジョン受信機の不要フク射測定
- テレビジョン受信機の新中間周波数
- ラジオ受信機回路の複合化
- 自動車運転免許試験コース説明装置
- 小形電子レンジ
- 超高出力ケイ光ランプの照明経済的考察
- ヨウ化物入り高圧水銀灯
- 工場用防爆形照明器具と爆発試験
- 山形美術博物館の照明設備

論文

- 最近の電車用 ATC 装置
- 高速加算回路試験装置
- 金属材料の新簡易分析法
- ポリウレタン の力学的性質

技術解説

- ケイ光ランプの高効率化と高出力化

三菱電機技報編集委員会

委員長	小倉弘毅
常任委員	明石精
"	安藤安二
"	石川理一
"	宇佐見重夫
"	大野寛孝
"	小路誠春
"	小堀富次雄
"	鈴木正材
"	祖父江晴秋
"	中野光雄
"	馬場文夫
"	宮内圭次
"	安松靖彦
"	山田栄一
委員	大森淳夫
"	尾畑喜行
"	櫻本俊弥
"	神崎遼
"	島津大介
"	堀真幸

(以上 50 音順)

昭和40年6月22日印刷 昭和40年6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 振替東京 20018

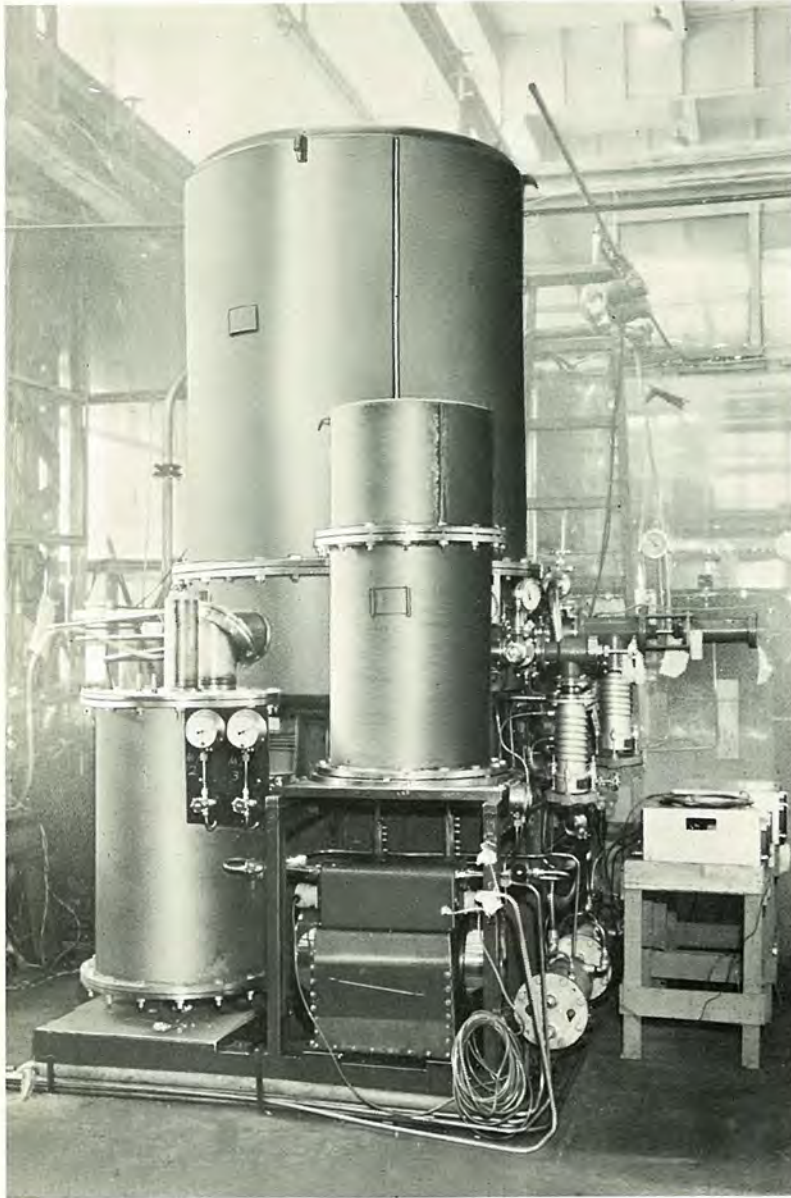
本社 営業所 研究所 製作所 工場 所在地

本社	東京都千代田区丸の内2丁目12番地 (三菱電機ビル内) (電) 東京(212) 大代表 6111
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・名古屋ビル (電) 名古屋(56) 大代表 5311
福岡営業所	福岡市天神2丁目12番地1号 天神ビル5階 (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	富山市桜木町1番29号・明治生命館 (電) 富山(3) 代表 3151
広島営業所	広島市八丁堀15番8号 (電) 広島(21) 代表 4411
高松営業所	高松市鶴屋町45番地 (電) 高松(2) 大代表 0001
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・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2丁目12番地1号 天神ビル5階 (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	富山市桜木町1番29号・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15番8号 (電) 広島(21) 代表 4411
高松商品営業所	高松市鶴屋町45番地 (電) 高松(2) 代表 0001
横浜出張所	横浜市中区川崎区沢渡16 高島台第2ビル (電) 横浜(48) 大代表 6121~6123
新潟出張所	新潟市万代町69番地 (電) 新潟(4) 0643
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
北九州出張所	北九州市小倉区京町10の28・五十鈴ビル (電) 小倉(52) 代表 8234
長崎出張所	長崎市大黒町3番1号長崎交通産業ビル(電)長崎代表(3)6101
岡山出張所	岡山市駅前町1の1岡山会館 (電) 岡山(4) 代表 0331
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	松本市白坂212番地 (電) 松本(2) 1058・(3) 1453
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) 鎌倉(6) 代表 6111
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町3丁目 (電) 神戸(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) 大代表 8021
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(72) 大代表 5131
静岡製作所	静岡市小島110番地 (電) 静岡(85) 大代表 1111
中津川製作所	中津川市駒場町1番地3号 (電) 中津川 大代表 2121
和歌山製作所	和歌山市岡町91番地 (電) 和歌山(3) 代表 1275
鎌倉製作所	鎌倉市大船800番地 (電) 鎌倉(6) 代表 6111
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) 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岡所1 (電) 京都 西山(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
稲沢製作所	稲沢市字井之口 (電) 稲沢(32) 代表 4121
伊丹工場	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 大阪(481) 大代表 8021
相模製作所	東京都世田谷区池尻4丁目37番地 (電) 東京(414) 代表 8111
伊丹製作所	三田市三輪町字父々部85番地 (電) 三田 4371~4375

◆抜き刷りご案内

本誌掲載の論文は、抜き刷りを用意しておりますのでご入用の方は、
「三菱電機技報社」編集部までご連絡下さい。

●大容量ヘリウム冷凍機(UL-200) 完成!



JRR-3 原子炉の H-5 ビームチューブに設置される極低温照射装置の中の主冷却系が、このほど工場立会試験を完了し出荷された。この装置は、中性子による固体結晶の照射損傷の基礎的研究実験を行なう際、試料をヘリウムミストによって、極低温温度に保持するための冷凍装置である。

衆知のように、当社は、1961 年わが国最初の機械式ヘリウム液化機を完成し、はん用液化機 (UL-80) として標準化を終わり、既に各方面で稼働しているが、今回の UL-200 は、

- (1) わが国最大容量機である。
- (2) クローズドサイクル 専用冷凍方式に属する。
- (3) 液体窒素などによる予冷を行なわない。

ことなどが注目される。

おもな仕様は下記のとおりである。

■ 構 成

(a) 圧縮ユニット

四段圧縮, 67 kW

(b) 熱交換タンク

主熱交換器, JT 熱交換器, 80° K ヘリウム
ガス断熱冷却系熱交換器

(c) 機関タンクおよびクロスヘッド

(d) 総括制御盤

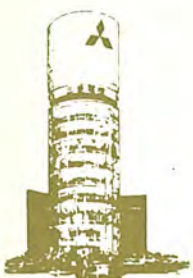
■ 冷凍方式

往復動膨張機関 2 基と、一段の Joule Thomson 膨張による Claude 方式

■ 冷凍能力

50 W

UL-200 形ヘリウム冷凍機



社会と企業を結ぶ PR 施設
三菱電機スカイリング