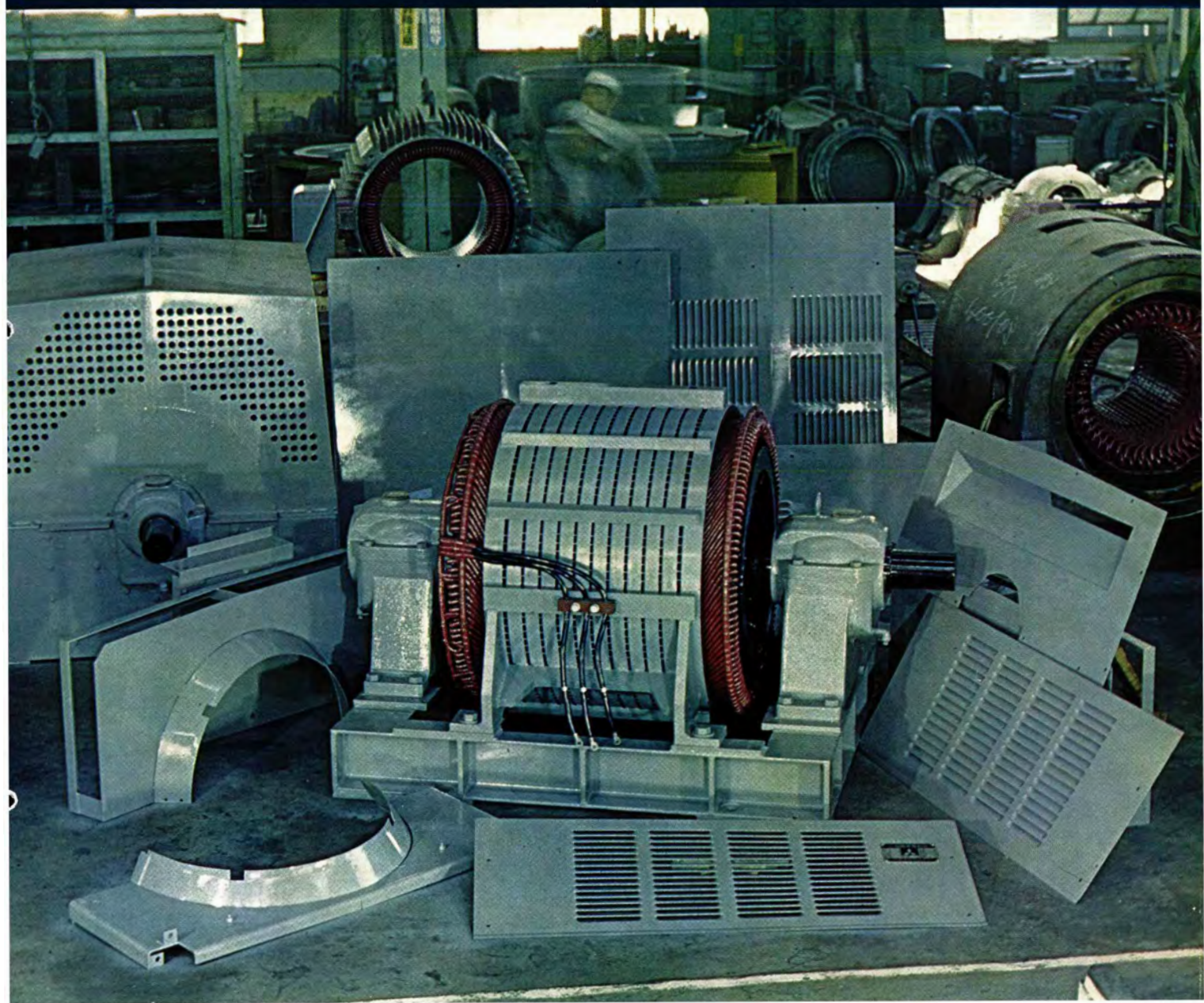


MITSUBISHI DENKI GIHO

三菱電機技報

Vol. 37 September 1963

9



● 関西電力 姫路第二発電所納め 370 MVA 変圧器完成

当社伊丹製作所がかねて鋭意製作中であった、関西電力姫路第二発電所向け 370 MVA 変圧器がこのほど完成し、工場試験も終了して出荷された。この変圧器は同じく当社で製作された 396 MVA タービン発電機と直結され、発電機電圧を 275 kV にて昇昇するために用いられる。

この発電所は塩害が激しいため、この変圧器は課電部がまったく露出しない構造となっている。すなわち一次側は相分離母線、二次側はエレファントブッシングに接続され、また二次側中性点に接続される別置負荷時電圧調整器との間は、円筒形バスダクトによって接続される。この負荷時電圧調整器は、主変圧器二次側の電圧を ± 12.5 kV の範囲に調整するもので、負荷時タップ切換器としては、リアクトル式の URT 形が使用された。

主変圧器は、車両形の設計とし、シキ 400 形 シュナール貨車で神戸港まで輸送され、さらに船積輸送によって現地へ送られた。

変圧器の定格は次のとおりである。

主変圧器

三相 60 サイクル 370,000 kVA

連続定格 送油風冷式

外鉄形 フォームフィット形

一次電圧 24 kV

二次電圧 275-262.5-250 kV

負荷時電圧調整器

三相 60 サイクル 18,500 kVA

連続定格 油入自冷式

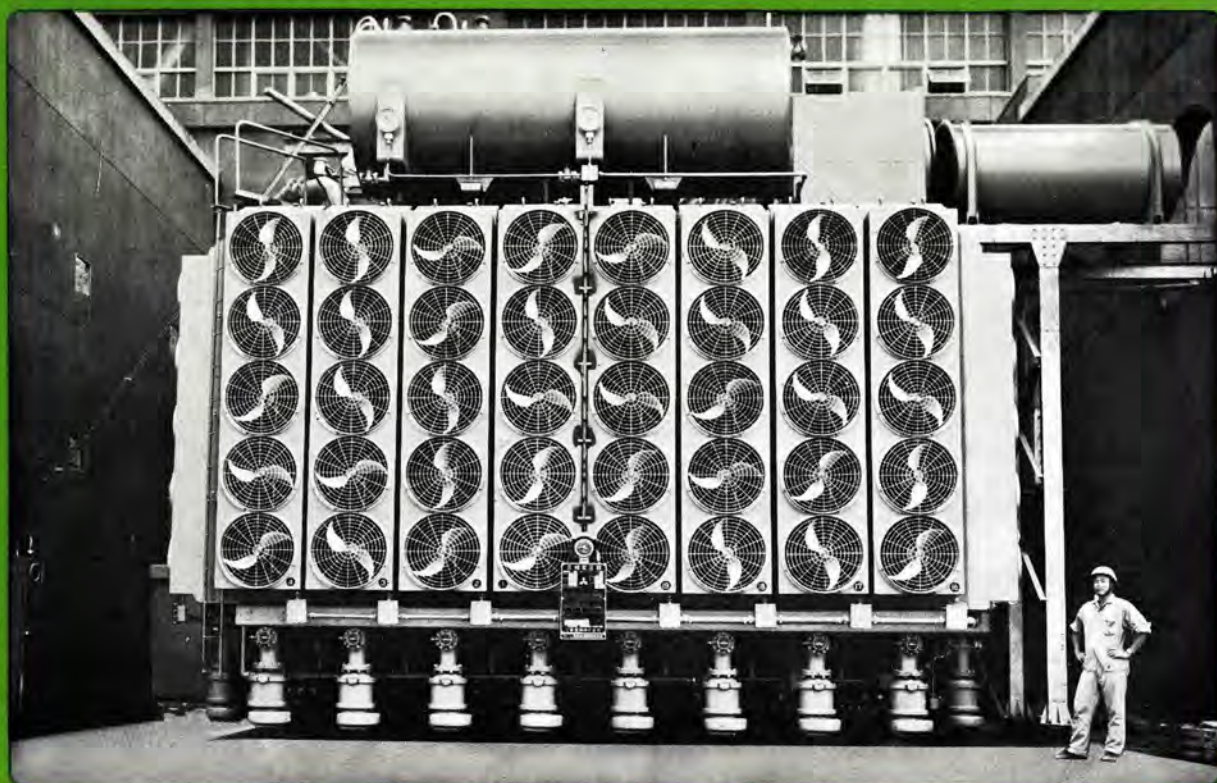
外鉄形 フォームフィット形

URT形負荷時タップ切換器付き

一次電圧 24 kV

二次電圧 ± 12.5 kV 17 点

関西電力姫路第二発電所納め 370 MVA 変圧器





表紙説明

新らしく開発した U ライン 電動機は従来のものと構造、外観を一新した新系列の電動機である。

表紙にあげた写真は、防滴保護形のカバー類を分解中のものであり、これに示すように U ライン 以外の電動機では点検できないすみずみまで点検できて、保守が容易である。

なお U ライン 系列では防滴保護形のみでなく開放屋外形、全閉外扇形、全閉内冷形なども製作している。



三菱電機技報

昭和 38 年 第 37 卷 第 9 号

目 次

電車用大容量 WN ドライブ 主電動機の現状	河村寿三・久山研一	2
U ライン 三相誘導電動機	甘粕忠男・中西清馬・藤山辰之	5
補助巻線付極数変換誘導電動機	衛藤 護・足立 覚	10
3 台の巻線形誘導電動機の並列同期運転	和田義彦	15
誘導電動機における漂遊負荷損	八木 勝・梶谷定之	20
NL 形 スーパーリフト (電動油圧押し機)	杉山昌司・岩田鋼二	27
スーパライン A モートル系列	八木 勝・梶谷定之・三上邦夫	32
別府鶴見岳 ロープウェイ用電機品	中野久夫・井上信義	38
核分裂実験装置 TITAN	武田栄一・水野 茂・岸田公治・阿部康弘・橋本新三郎	46
軽合金用三相低周波点溶接機	大隅 真・松原彦治・馬場利彦・越智紀明	54
進行磁界を用いた プラズマ 閉じ込めの一方法	近藤博通・利岡勝司	62
コトレル 集じん器用高圧シリコン 整流装置	小林 凱・佐野善之助・平井正好	69
三菱 プチルコムモールド 形変流器	吉倉健一・神谷友清	75
原子炉用安全増幅器の半導体化	八島英之・川島克彦	81
三菱 FM ラジオ	藤木 一・岡本春樹・藤田恒雄	86
プログラムによる列車の自動運転	小原太郎・喜多 稔・石田哲爾・鳥居健太	91

技 術 解 説

高周波誘導加熱装置 (VI)——自動加熱機械装置と各種応用 (1)——	東田孝彦	98
-------------------------------------	------	----

《ニュース・フラッシュ》

EH 形高圧コントロールセンタ・発信電報中継装置・ORC-6C 無線機納入・トリニスタを用いた自動電圧調整器・自動同期投入装置および自動セン(揃)速装置・近鉄新車用電機品完成・阪神電鉄納め通勤車用制御装置 10 組完成・交直両用長限時継電器・OU 形操作スイッチ 標準系列の完成・400 MVA 超高压変圧器 2 台 オーストラリアより受注・東北線向け試作 ED 75 形交流機関車受注・気象庁向け富士山頂気象用レーダ装置受注	101
---	-----

《新製品紹介》

磁気軸受付 MU-31 形積算電力計・三菱 マイクロポンプ VP-35 形 (50 c/s 用) VP-36 形 (60 c/s 用)・三菱 エアタール ET-1201 形 (殺菌灯つき)・三菱 ランタン CL-75 形	107
--	-----

《特許と新案》

計器用制御磁石装置・扇風機翼車の塑造形	109
---------------------	-----

《最近における社外講演一覧》	14
----------------	----

《表 紙》

2. 関西電力姫路第二発電所納め 370 MVA 変圧器完成
3. 四国電力新徳島火力線保護用搬送保護継電装置
4. 名古屋大学 プラズマ 研究所納め完全電離定常 プラズマ 発生装置 マグネチックチャンネル および ベリアルチェーンバ

電 車 用 大 容 量 W N ド ラ イ ブ 主 電 動 機 の 現 状

河 村 寿 三*・久 山 研 一*

Recent Development of Large Capacity WN-Drive Traction Motors

Itami Works

Toshimi KAWAMURA・Kenichi KUYAMA

High speed traction motors have made a great stride of progress with the development of WN drive. In an early stage it used to be a common sense to have all axle drive, but success in turning the WN drive and the traction motors large capacity though the improvement of construction and insulation materials has led to the design of the so called power concentrating system. This has helped economize the design of electric cars and also paved the way to the modernization of electric car traffic. Mitsubishi has shifted its principal aim in the design technique toward the large capacity traction motors of the WN drive. This article deals with the design principle and the latest achievement in connection with the WN drive.

1. ま え が き

郊外電車、地下鉄電車の性能は、主電動機、駆動方式の発達によって、最近急速に向上している。高性能を得る手段としては、編成の全車を電動車とするいわゆるオールM編成が一般化されたが、現在ではさらに進んで編成に付随車を含めても高性能が得られるように、大容量の主電動機が使用される傾向が著しい。この論文においては、主電動機の大容量化への歩みと、最近の大容量主電動機の特長について述べる。

2. 大 容 量 化 の 歩 み

都市間を結ぶ電車は戦後急速に発達をとげ、分離駆動方式によって高加速、高減速、さらに主電動機の弱界磁制御によって高い平衡速度を得ることはすでに常識化しており、編成をオールM方式とすることによって電車性能を向上させることが一般化した。これはひとえに主電動機およびその駆動装置の製作技術の進歩に負うところであって、当社がいち早く低端子電圧（架線電圧600Vの場合は300V、1,500Vの場合は375V）、重ね巻電機子方式を提唱し⁽¹⁾、WN駆動方式とあいまって台車の内という限られたスペースに小形軽量で高速化された電動機を、しかも弱界磁制御が大幅に可能で、高速からの発電ブレーキも信頼性のある高性能電動機の設計をつぎつぎに行ない、国内の新車の設計は国鉄、私鉄を問わず、すべてこの思想のもとに行なわれていることは疑を入れない。

オールM方式では電車を高性能にすることは、一車軸あたりの動力を引張重量に比べて大きく取りうる点から見て、きわめて容易であるし、またほぼこの種の主電動機は設計しつくされた感があるけれども、全軸駆動のため製作コストが高いという欠点があり、各電鉄ともこの種の電車が増加して行くことに対し、何らかの対策ないしは体質改善を余儀なくされて、現在では地下鉄のような特殊な場合を除き、いわゆる動力集中方式が常識化してきたようである。

私鉄経営者協会の仕様書（主電動機 JPRS-1）にも見るように比較的大容量の主電動機は、いわゆる動力集中方式、すなわちMTまたはMMTなどの編成のための設計であり、当社の例では京成電鉄向けとしてMB-3021-A形主電動機を、昭和29年に設計し同年に納入したのが最初である。この電動機の定格はH-110-Y

の仕様を満足し110kWの容量のものである。内容的に見てあるいは今日の大容量電車電動機の設計に比べて“かけだし”の感はあるかも知れないが、この設計が以後の先べんとなっている。引き続きやはり昭和29年に110kWクラス電動機が設計され、同年奈良電鉄に納入された。これを若干設計変更したものとして近鉄（奈良線）にMB-3020-Bを昭和30年に納入し、さらにこれは当時の絶縁物の進歩とともに大容量化の方向に向かい、近鉄ビスタカーとして知られる特急大編成用としてMB-3020-Cおよび-D（125kW）が製作されるにいたった⁽²⁾⁽³⁾。このビスタカー用の主電動機は主として高い平衡速度を得て急行運転するための設計であって、MMTTMM編成用に適するように車両性能が選ばれてある。

さらに近鉄（奈良線）に36年に納入したMT編成用の主電動機は両期的な速度比を持ったもので、全界磁と弱界磁の定格速度比率は4を越え、補償巻線付きで最弱界磁率は17%となっている。このMB-3064-AC2形主電動機の定格は115kWまたは145kWであって、現在は架線電圧600Vであるが将来の昇圧を考慮して1,500V用の絶縁を行なっている。この種の電動機は大電流となるため整流子や口出し線、内部ツナギ線に十分留意されている。

これらはいずれも標準軌用のものであるが、狭軌用（1,067mmゲージ）としても、やはり動力集中化および高加速減速を目標として設計されたのが小田急電鉄HE車用のMB-3039-A（120kW）である⁽⁴⁾。これはMT編成においてもなお十分な加速度をもっており平衡速度も高い。したがって通勤用各停車と急行車の両用の車両性能を有し、在来軌のオールM車に対してほとんど同等の性能となっていることは画期的なことであり、技術の優秀さを示すとともに電鉄界に大きく貢献したものと自負している次第である。

以上のMB-3020シリーズおよびMB-3039シリーズはいずれも高速度電車電動機の大きなキポイントであるところの低端子電圧（300～375V）を定格としたもので、架線電圧1,500Vの場合は通常時主電動機4個シリーズ、起動時8個シリーズとなるため、主回路も8個電動機を1ユニットとする構成が標準的である。

これに対し最近の傾向として低端子電圧というキポイントをなげうって675V端子電圧を採用し、動力の集中化からさらにユニットの簡単化をねらったものが出現してきた。いわゆる歴史は繰り返すということわざが示すように、すでに過去のものとして捨

表 2.1 WN 駆動方式による電車用大容量主電動機一覧表

主電動機 形 名	設計 年度	一 時 間 定 格				最高 回転数 (rpm)	重量 (kg)	軌間 (mm)	架線 電圧 (V)	車輪径 (mm)	歯車比	製作 台数	駆 動 装 置 形 名		納 入 先
		容量 (kW)	電圧 (V)	電流 (A)	回転数 (rpm)								ギヤユニット	カップリング	
MB-3021-A	昭29	110	750	170	1,600	4,000	780	1,372	1,500	860	78/19	16	WN-50-B	WN-550-B	京成電鉄
MB-3020-A	"	110	300	420	1,600	4,000	780	1,435	600	"	76/21	8	WN-50-A	WN-550-A	奈良電鉄
MB-3020-B	昭31	110	300	420	1,600	4,000	780	"	"	"	79/18	84	WN-51-AF	WN-550-A	近鉄(奈良線)
MB-3020-C	昭32	125	340	410	1,800	4,500	780	"	1,500	"	79/18	17	WN-50-C3	WN-550-A2	近鉄(大阪線)
MB-3020-D, DE	"	125	340	410	1,800	4,500	780	"	"	"	82/15 77/20	242	WN-51-BF, BF2	WN-550-A4	近鉄(大阪線, 名古屋線)
MB-3037-A	昭31	110	340	365	1,600	4,000	760	"	"	"	79/18	57	WN-51-AFM2	WN-550-A	山陽電鉄
MB-3039-A, AE	昭32	120	340	392	1,600	4,500	795	1,067	"	910	92/15	236	WN-60-A	WN-560-A	小田急
MB-3064-AC 2	昭36	115	270	480	1,250	5,000	890	1,435	600	860	85/16	25	WN-52-AFM	WN-550-DK	近鉄(奈良線)
"	"	145	340	480	1,600	5,000	890	"	1,500	"	80/21	80	WN-52-AFM2	WN-550-DK2	近鉄(大阪線)
MB-3068-A	"	135	675	224	1,800	4,500	815	1,067	1,500	910	92/15	12	WN-60-AFM3	WN-560-BK	秩父鉄道
MB-3070-A	"	135	675	224	1,600	4,500	900	1,435	"	860	83/18	30	WN-52-BFM	WN-550-DK	西鉄(大牟田線)
MB-3072-A	昭37	115	300	430	1,600	4,500	700	1,067	600	"	85/16	76	WN-61-AFM	WN-560-BK	南海電鉄
MB-3082-A	"	135	340	440	1,750	4,500	790	"	1,500	910	92/15	17	WN-60-AFM3	WN-560-BK	近鉄(南大阪線)

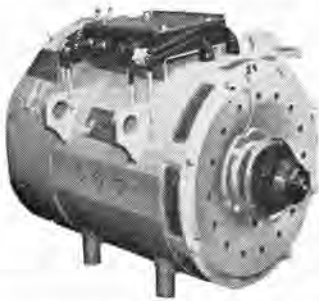


図 2.1 MB-3070-A 形
主電動機
Fig. 2.1 Type
MB-3070-A traction
motor.



図 2.2 MB-3068-A 形
主電動機
Fig. 2.2 Type
MB-3068-A traction
motor.

て去ったものが再び登場したわけであるが、この場合注意すべきことは過去のものがそのまま現われるということではなく、必ずその姿を変えていることで、大容量主電動機もその例外ではない。

その1は秩父鉄道に昭和37年に納入したMB-3068-A(110 kW)である。これの設計定格は135 kWであって、狭軌のMT2両固定編成用として設計されており、やはりオールM編成と同等の性能を持っている。その2は西日本鉄道に37年に納入したMB-3070-A(135 kW)であってこれは標準軌用である。

この2者は最近の高性能低コスト形の電車電動機の傾向を示すとともに、将来の近代化された電車電動機の進む方向を示しているといえる。この技術の進歩にはエポキシ樹脂のようにすぐれた絶縁物の開発が革命的な役割を果たしていることを見逃すことはできない。

このほかにも大容量に属するものとして当社で製作したものをあわせて要目を表2.1に示す。国鉄でも現在製作中のMT54(120 kW—長距離用、交直両用)、MT55(110 kW—T車を含む編成用の通勤電車用)などにも最近の動力集中化が見られる。

3. 大容量化の特長と利点

ここに述べる大容量電車電動機は2章にもふれたように、単に大容量化されているだけではなくて在来の低端子電圧定格を脱却し、高端子電圧定格としてこの領域において高速度電車電動機の設計技術を生かそうとするものである。低端子電圧というのは設計の本質ではなく技術の必然性から生まれたものであることに着目すれば、高端子電圧においても十分に在来のオールM編成に対抗しうるMT編成用の主電動機を製作しうる。したがって大容量化のための設計上の問題点はすべて高端子電圧にあって、その他の点はすべて従来の高速度電車電動機の手法によるわけである。

駆動方式に関してはすでに低端子電圧大容量電動機のものを経験があるので、とくに取り立てて開発すべき問題はなく、在来の標準品で十分である。将来の問題はコスト低減だけであろう。

大容量WN駆動電車電動機の特長は次のようなものである。

(1) 電機子巻線は重ね巻とする。従来の常識では設計上の制約からこの程度の電動機の電機子巻線は波巻であり、電気装荷の点で整流子片間電圧は高く、整流は不安定で電気ブレーキ、弱界磁の大幅な活用は望めなかった。しかし最新の整流子製作技術はきわめて整流子片数の多い整流子の製作を可能にし、このため片間電圧は従来のものに比べ著しく低くなり、電気ブレーキ、弱界磁制御の性能は低端子電圧設計のものと同等とすることができる。

(2) 低い電機子装荷、高い界磁装荷とする。これは当社の高速度電車電動機の設計の特長であり、設計方針でもであるが、低い電気装荷(電機子装荷)は整流エネルギーが小さく、したがって整流リアクタンス電圧が低いという利点があり、さらに(界磁装荷)/(電機子装荷)の比を大きくとって安定度をきわめて大きくしても界磁装荷そのものはそんなに大きくならないからコイルの冷却もよく、弱界磁の大幅な制御も可能であるし、高速性能も十分となり、よほど大きな速度比を要求されない限り補償巻線も不要である。この高整流安定度のために600~750 Vの端子電圧に設計してあっても強力な電気ブレーキの活用も可能であって、従来の高端子電圧の主電動機に比べてまったく画期的性能を有する。これらの特長によって電気車の設計を理想的なものとすることができる。電気装荷の減少は磁気装荷を高め、磁気材料を多く必要とするために一見電動機重量が増加するように見えるが、われわれの経験からすれば、コイルやコイルエンドが極端に小さく作れることと、鉄心長が必ずしも長くはならないからかえって重量でも有利な場合が多く、コストの低減も容易という利点がある。



図 3.1 WN-550-DK 形
ギヤカップリング
Fig. 3.1 Type WN-550-DK
gear coupling.



図 3.2 WN-560-BK 形
ギヤカップリング
Fig. 3.2 Type WN-560-BK
gear coupling.

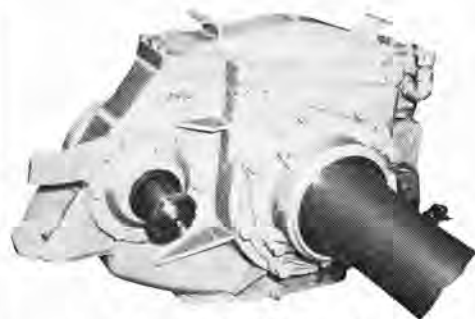


図 3.3 WN-52-BFM 形 ギヤユニット
Fig. 3.3 Type WN-52-BFM gear unit.

(3) 絶縁物は F 種無溶媒 エポキシ樹脂絶縁とする。これは何も大容量 WN 駆動電車電動機に限らないが、大容量化を促進する手段となったのはやはり無溶媒 F 種 エポキシ樹脂である。従来はフェノールアルキッド系の B 種樹脂が一般化しており、これより耐熱性は高いがコスト高のシリコン系の H 種樹脂、またこれをアルキッド変性し耐熱性は一段落ちるシルキッド系の F 種樹脂がごく一部に用いられているが、フェノールアルキッド系はやはりエポキシ樹脂に比べ耐熱性と熱放散が十分でなく、機械的強度も不十分であり、シルキッド系、シリコン系はコスト高となるうえに、溶媒を用いる関係上内部ポイドを多数含みそのため熱放散も相当に劣る。たとえばシリコン絶縁の電動機をエポキシ絶縁にかえると H 種のものが十分 F 種の温度上昇限度内に入り、さらに電気的、機械的にすぐれている上にコスト安にもなるといわれているほどであって、当社では電車電動機用の F 種エポキシ樹脂の開発に成功し、すでに設計の標準としている。エポキシ樹脂のポットライフが短いという欠点はエポキシ絶縁電動機の生産性を高めることで完全にカバーしており、この点はわれわれにとってすでに欠点ではなくなった。エポキシ絶縁によって従来の絶縁と大きく変わった点は、強じんないわゆるエポキシ樹脂一体固化絶縁となったことで、ポイドレスの無溶媒エポキシ樹脂が導体と絶縁物間および絶縁物の表面を完全におおいつくすために放熱効果も絶大であり、さらにコイルと鉄心間のすきまにもエポキシ樹脂をつめコイルと鉄心を接着することによって、放熱を良くするとともにコイルの機械的強度を高めている。これは最近の絶縁物の進歩の一端ではあるが、これを大きな要素として取り入れているわけである。

(4) その他、端子電圧は低端子電圧方式でも、600~750 V でも設計可能のことが多い。これは大容量化して設計上自由度が生じたからである。狭軌の場合はとくに強大なトルクの必要場合は、910 mm の車輪径が採用される。また高速度電車電動機の技術はすべて取り入れており、丸形溶接ヨーク、ポリエステルガラステープによる電機子バンド、マイカレックスブラシささえ棒などが使われることはもちろんである。

駆動装置のうち WN カップリングについてはすでに低端子電圧大容量電車電動機で、標準軌、狭軌とも開発済みであるが、回転部分の回転エネルギーを減らすために、強度、機械加工性、焼入れ性をぎせいにすることなく重量の大幅な軽減を行っており、これをさらに発展させて行くことが今後の課題といえるであろう。高速度電車電動機は元来がその駆動系の技術的進歩とともに発達してきたものであるが、とくに狭軌用のものではこの関係が密接であって駆動系なくして電動機はあり得ない。狭軌用の WN ドライブ⁽⁵⁾は当社が昭和 31 年に完成して以来研究を重ねてきたもので、とくに WN カップリングがその信頼性を決定する。狭軌用 WN-560 形

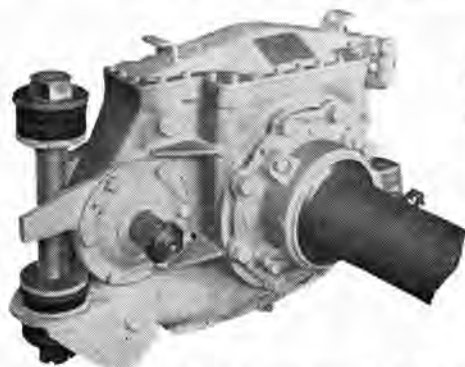


図 3.4 WN-60-A 形 ギヤユニット
Fig. 3.4 Type WN-60-A gear unit.

カップリングは大容量用としてすでに標準化されたもので、この数年來優秀な成績を納めてきている。

WN ギヤユニットについては歯形の選定、歯車の精度、熱処理、テーパー軸受、一体溶接ギヤケースなどを設計上の特色とし、やはり大容量化はすでに経験済みであり、設計上も現技術によるほぼ限界ともいえるところまできている。

次に動力集中化、大容量化の利点として考えられることは、

(1) 主電動機、制御装置の数を半減して機器を集約化し、従来のオール M 編成に比べ自重を約 20% 軽減し、新造費の節減が可能であると同時に、保守費も節減が可能である。

(2) 半減した主電動機は大容量のものとする。しかし自重が小さくなるために総出力は小さくてよいから電力消費が節減される。

これらのことはごく当然のことではあるが、やはり主電動機の技術の進歩とともに可能となってきたわけである。

ただ電動軸の数が減少しているために、高加速高減速のために大きい引張りあるいはブレーキ力を作用させると、車輪とレール間にスリッパあるいはスキップが起こるから、電車設計時にこのことを十分折り込んで設計しなければならない。

4. む す び

電車用主電動機の設計は電車に要求される性能からおのずから定ってくるし、また逆に電動機の設計および製作技術の進歩に従って電車の性能も向上してきた。今後はきわめて高性能を望まれる場合以外はやはり動力集中方式がだんだん見直されてきて、大容量化、高信頼性の方向にますます発展して行くものと思われる。当社も社会の要望に応じてますますその技術を伸ばしてこれにこたえたいと思う次第である。

参 考 文 献

- (1) 佐藤：「三菱電機」27, p. 501 (1953)
- (2) 浅越・相田：「三菱電機」32, p. 1421 (1958)
- (3) 浅越・相田：「三菱電機」34, p. 244 (1960)
- (4) 橋・浅越・菅田・北岡：「三菱電機」34, p. 831 (1960)
- (5) 浅越：「三菱電機」31, p. 212 (1957)

Uライン三相誘導電動機

甘粕忠男*・中西清馬*・藤山辰之*

U Line Three Phase Induction Motors

Nagasaki Works

Tadao AMAKASU・Kiyoma NAKANISHI・Tatsuyuki FUJIYAMA

There are many types of motors produced by Mitsubishi by the name of type SB and type SF for those provided with frames below No. 4000. Above these sizes type MSB and type MKB are used as standard products. Meanwhile, motors of novel concept called type Full Accessible Type have been developed in America by Westinghouse, which have entirely new appearances and other many advantages. Based on this new product, and modified to suit conditions in this country, a new series of motors named U line (Universal line) has been introduced by Mitsubishi. These are not only drip-proof but cover an open outdoor type, a totally enclosed fan cooled type and a totally closed inner cooled type.

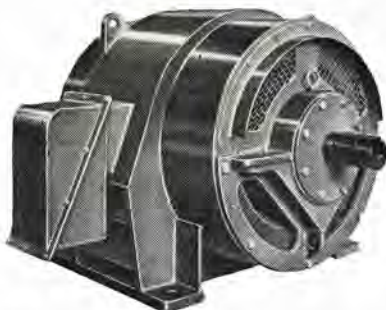
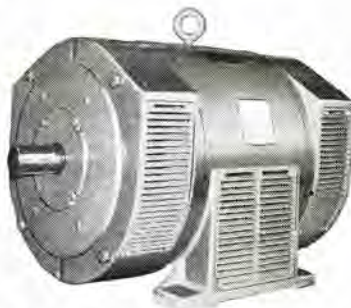
1. ま え が き

当社の三相誘導電動機は、4000 フレーム（センチメートル 400 mm）以下の中形、小形のものは、SB 形、SF 形のスーパーライン系列を標準としており、それ以上のものには 10 年あまり前から鋼板溶接フレームの MSB、MKB 形を標準としてきた。数年前にアメリカの Westinghouse 電機会社（以下 W 社と略す）により FA 形（Full Accessible Type）と称する斬新なアイデアの電動機が開発された。この形の電動機は、従来の電動機に比べて分解点検保守がきわめて容易であり、そのうえ今までのものとは外観を一新し、



◀図 1.1 U ライン 三相誘導電動機外観
Fig. 1.1 Exterior view of U line three phase induction motor.

図 1.2 SB 形 三相誘導電動機
Fig. 1.2 Type SB three phase induction motor.



◀図 1.3 MKB 形 三相誘導電動機
Fig. 1.3 Type MKB three phase induction motor.

角形となっている。

当社では、W 社の FA 形に改良を加え、わが国の実情にマッチした新たな系列の電動機を開発し、これを U ライン（Universal Line）系列と称することにした。U ライン 系列電動機の製作範囲は 5000 フレーム（センチメートル 500 mm）以上とし、従来の MSB、MKB 形と切り換え、スーパーライン 系列の製作範囲を今までの 4000 フレームから 4500 フレームまで拡大することになっている。出力は回転数によって多少異なるが約 200 kW から数千 kW まだが U ライン 系列での製作範囲となる。

U ライン 系列では開放防滴形のみならず、開放屋外形、全閉外扇形、全閉内冷形、サイレンサ付などいろいろの形式の電動機が製作できる。以下当社の U ライン 三相誘導電動機の特長、構造について説明する。

2. 特 長

U ライン 電動機の特長をあげると次のとおりである。

（a）点検、保守が容易である

カバー類を取りはずすと、電動機の中味、すなわちコイル部、鉄心部が完全に露出し、また固定子鉄心部のみを取り出すこともできるので、従来のようにフレームに直接鉄心を積んでいる形式のものでは点検できなかったすみずみまで点検を行なうことができ、保守、点検が容易であり、かつ完全にできる。

（b）分解が容易である

普通の電動機では、組み立てた状態で回転子を引き抜くには、どうしても回転子を軸方向に移動させねばならなかったが、U ライン 電動機では、上部カバーをはずし、固定子の足をゆるめると回転子、固定子を軸方向に移動することなく、そのまま上方に持ち

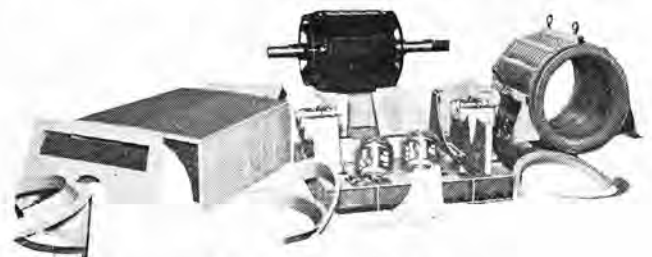


図 2.1 U ライン 電動機部品
Fig. 2.1 U line motor components.

上げることができ、このため限られたスペースでの分解が可能である。カバー類、軸受など個々の分解も容易にできる。

(c) 騒音を低下できる

Uライン電動機ではフレームのカバー類が簡単に取りはずされ、そのうち形状が簡単であるので、カバーの内面に消音材をはり、騒音を低下させることが容易である。

(d) 振動が少ない

Uライン電動機は、ペダスタル形であり、ブラケット形と異なりフレームの振動が直接軸受に伝わることなく振動が少ない。ペダスタル単独をライナで調整できて、エアチャックの調整も簡単である。

(e) 外観がすぐれている

Uライン電動機は、従来の電動機の外観とまったく異なり、角形となっていて近代感覚にマッチした外観を有している。

3. ワク番号と形記号

本文で前にたびたび電動機のワク番号を5000フレーム、5600フレームなどと称呼していたので、ワク番号の取り方について説明する。ワク番号はJEM 1160に定められた呼び方によっており、4ケタまたは5ケタの数字であり、下2ケタを除いた最初の2ケタまたは3ケタがセンチメートルをcmで表わしたものである。たとえばセンチメートル630mmであれば6300フレームであり、1,000mmであれば10000フレームである。Uライン電動機ではセンチメートルは標準数のR20系列をとっている。

一方ワク番号中の下2ケタの数字は、取り付け足の寸法を示すものであり図3.1のF寸法をcmで表わしたものである。図6.1でC=560mm、F=400mmであればワク番号は5640である。

形記号は表3.1の組み合わせによって決まる。カゴ形の開放防滴屋外形であれば、カゴ形を表示する記号UKと、防滴保護を示す記号Bと、屋外形の記号Wの組み合わせでUKB-W(ハイフン

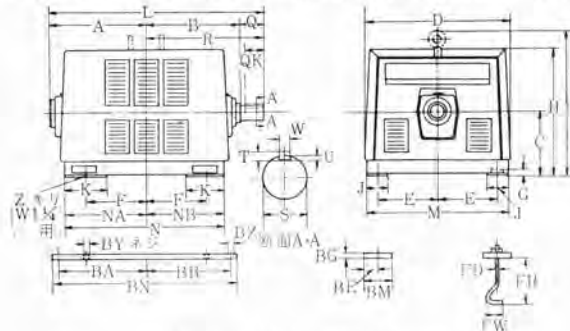


図 3.1 UKB 形 電動機外形図
Fig. 3.1 Outline of type UKB motor.

表 3.1 形記号の説明

回転子形	外被形式	通風保護	軸受および立形	記号の説明	例 形記号
UK US	B E T	-W -D -H -G	-P -R -V	UK: カゴ形 US: 巻線形 B: 防滴保護形 E: 全閉形 T: 冷却管付外扇 W: 屋外形 D: 管通風 H: サイレンス付 G: 空気冷却器付 -P: ペダスタル形 -R: スラストベアリング付立形 -V: 立形	UKB USB UKT UST UKB-W USB-W UKB-D USB-D UKB-H USB-H UKE-D UKE-G USE-G UKT-W UST-W UKB-WR

は第3番目の文字と第4番目の文字の間にのみ入れる)となる。

4. 構造

開放屋外形、全閉外扇形など開放防滴形以外の形式のものの構造説明はあとに譲り、ここでは開放防滴形の構造のみを説明する。

4.1 通風方式

図4.1の矢印はUライン開放防滴形電動機の通風経路を示す。回転子に取り付けられた内部ファンによって、冷却風は負荷側、反負荷側正面カバーの吸気窓から軸方向に吸い込まれる。電動機内部に吸い込まれた冷却風の一部は固定子、回転子のコイルエンドを冷却する。他の一部は回転子スライダを経て回転子、固定子の通風ダクトを通りながら鉄心部を冷却する。コイルエンド部および鉄心部の熱を奪い温度の高くなった空気は側面カバーの排気窓から排出される。

4.2 カバー

Uライン電動機のカバー類は、図4.1に示すように、品番1、2、3、4の上部カバー、正面カバー(上)、正面カバー(下)、側面カバーの4種類から成っていて、これらはすべて鋼板製でありボルト締めされているので、ボルトをはずすと簡単に取りはずせる。

上部カバーは電動機の上面と側面の上半部をおおっていて、上面中央部に軸方向の継ぎ目がある。側面は排気用のヨロイ窓が打ち抜いてある。このヨロイ窓は垂直から15度の方向の落下物が電動機内部にはいらないように(JEC 146に規定された防滴形の規格を満足する)あけてある。上面にはつり手を取り付けられるように穴があけてあり、必要の場合にはこの穴からつり手用のアイボルトをねじ込むことができる。上部カバーを取りはずすと固定子鉄心、固定子コイルの上半部が現われる。

側面カバーも上部カバー同様中央部には通風用のヨロイ窓が打ち抜いてある。側面カバーをはずすと固定子鉄心、固定子コイル下半部、リード接続部、固定子鉄心とベットの取り付け部などが点検できる。

正面カバーは上半部、下半部に分割されており、いずれも通風用の窓が設けてある。正面カバーの上半部をはずすと軸受と風うけ上部が、また下半部をはずすと軸受台と風うけ下部が露出する。

4.3 固定子

Uライン電動機で小形のものは固定子鉄心を丸抜きとし、大形のものはセグメント抜きとしている。この両者で鉄心の巻付方式は

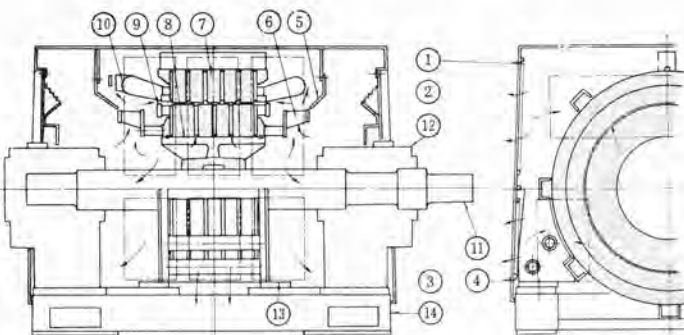


図 4.1 UKB 形 電動機通風説明図
Fig. 4.1 Ventilation of type UKB motor.

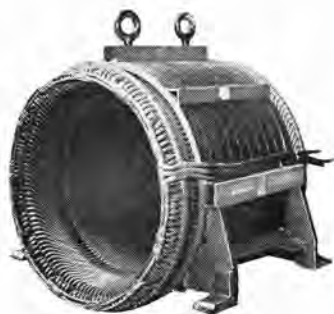


図 4.2 固定子
Fig. 4.2 Stator.

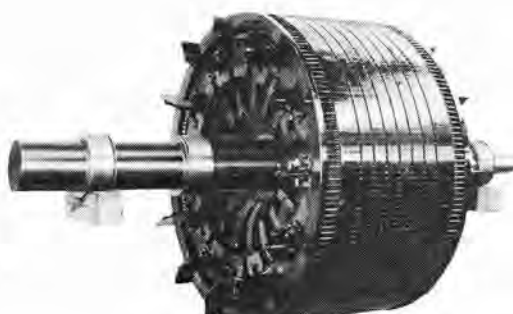


図 4.3 回転子
Fig. 4.3 Rotor.

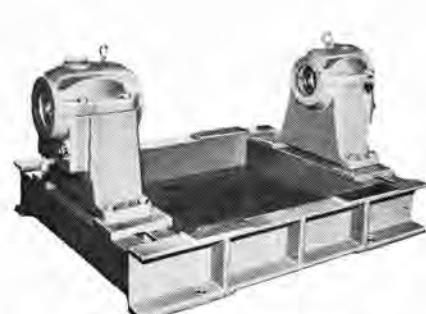


図 4.4 軸受台および ベッド
Fig. 4.4 Pedestal and bed.

多少異なるが、いずれの場合も冷却効果を良くするため適宜通風のダクトを設け、高い圧力で締め付けている。鉄心を締め付けているクランプ間には、補強材を取り付け、全体を強固なものに仕立てている。

固定子コイルの巻線作業、コイル端部の結線などは、従来の形式の電動機と異なり、図 4.2 のように固定子鉄心だけを取り出した状態でできるので、作業が非常に容易であり、信頼性も高いものができ、また点検も簡単である。運転中、ジグアイでコイルエンド部や鉄心の通風ダクトがよごれたりつまったりした場合にも、鉄心背部が完全に露出しているため、清掃手入れが行ないやすい。

固定子には図 3.2 のように取り付け足が設けてあり、ボルトによってベッドにとりつけられ、ロックピンを打つようになっている。

4.4 回転子

U ライン電動機の回転子の構造は、普通の電動機と大差なく、回転子鉄心は通常スパイダの上に積まれ、クランプで強く締めつけられている。

カゴ形の場合には、回転子バーをスロット内に圧入し、その端部でエンドリングと高周波ロウ付けを行なっている。この方法の特長は機械的に強固で均質なロウ付けができることである。

巻線形では、回転子スロットは半閉ジスロットが普通であり、コイル端部にはバインド線をかけて、運転中の遠心力、衝撃に耐えられるよう十分強固にしている。

4.5 軸受および軸受台

軸受はスリーブ軸受を標準としており、保守点検を容易にするため二つ割り構造としている。軸受裏金と軸受箱の接触面積をできるだけ大きくし、熱伝導をよくして軸受温度を極力低下させている。上部軸受のホワイトメタル内側に油道を設けてあるので、油はジャーナル全面に供給され、一様な油膜が形成される。下部軸受の両端面には調整ボルトが植えこんであるので、これを用いて回転子のエンドレイを調整することができる。標準はオイルリングによる自己給油であるが、大形高速のものに対しては強制給油とすることもある。

軸受台は鋳鉄製であり、ベッドに取り付けボルトで取り付けられる。この際軸受台とベッドの間にはロックピンを打つので正確で、容易な分解組立が可能である。また軸受台をベッドに取り付けたまま軸受のみの取りはずしを行なうことができる。軸受台端面には油面計、マジック（栓）が設けてあり、油面の確認、オイルリングの点検ができる。

負荷側の軸受台端面にマグネチックセンタ指示針が取り付けられており、この指示針と軸端に赤マークで示されたミゾが一致した所が磁気中心を示すようにしてある。

4.6 ベッド

ベッドは溶接構造で、適当な補強板を入れて全体を強固な構造に

図 4.5 マグネチックセンタ指示針
Fig. 4.5 Magnetic center indicating hand.

図 4.5 マグネチックセンタ指示針
Fig. 4.5 Magnetic center indicating hand.

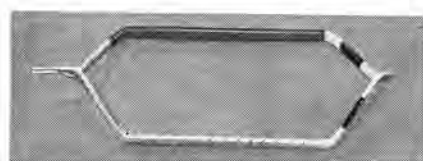
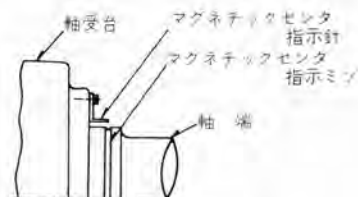


図 4.6 固定子コイル
Fig. 4.6 Stator coil.

している。ベッドには固定子フレーム、軸受台が取り付けられるようになっている。ベッドは4本の取付ボルトによって基礎に固定される。

4.7 コイルおよびリード接続部

U ライン電動機のコイルは普通の電動機のコイルと変わりはない。コイルの絶縁材料として用いられるものはマイカラップ、マイカテープ、ガラステープ、ガラスクロス、絹テープなどであり、絶縁種別と使用電圧によって、これらの材料、層数を適宜選定している。

絶縁物の含浸ワニスにはエポキシ変成の熱硬化性ワニスと、ポリエステル系の無溶剤レジック（ダイレジン）とがあり、これらのワニスは耐熱性、絶縁性ともすぐれている。

前者は一般用であり、すぐれた耐熱性、耐薬品性を有し、A種B種のみでなくF種ワニスとしても使用できる。後者はダイラシック絶縁用であり、高温多湿など周囲条件の過酷な用途に適している。また特殊な用途のものにはエポキシ樹脂を用いることもある。

側面カバーをはずすと、固定子リードが現われる。リードはベッドを通して地下のケーブルと接続され、リードの接続部には十分なスペースが設けてあるので、接続作業を容易に行なうことができる。上方または側面から配線される場合には従来のような端子箱を設けることが可能である。スペースヒータやサーミスタのリードについても主配線のリードと同様に接続され、要求によっては端子箱を用いることもできる。

4.8 スリップリング、ブラシ

巻線形誘導電動機では回転子の電流はスリップリング、ブラシを通して外部に取り出される。U ライン電動機ではスリップリング部分はオーバハングで、軸受台より外側にあるため点検が容易である。スリップリングは青銅鋳物製で、マイカルタ管で絶縁したブラッシュに焼ばめするのを標準としている。ブラシ保持器は軸受台端部に植えこんだ絶縁ボルトでささえられる。

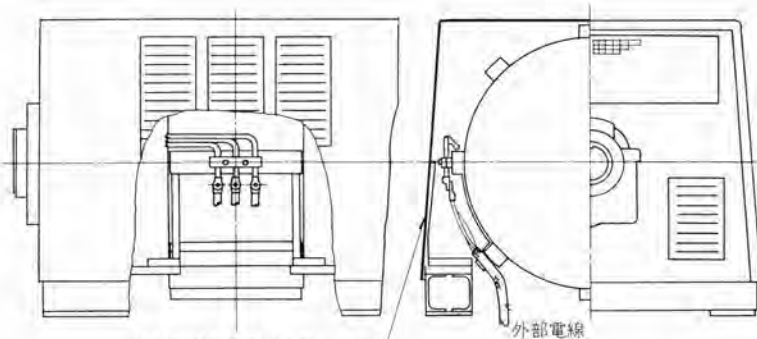


図 4.7 外部電線接続要領図
Fig. 4.7 Connection of leads to external wires.

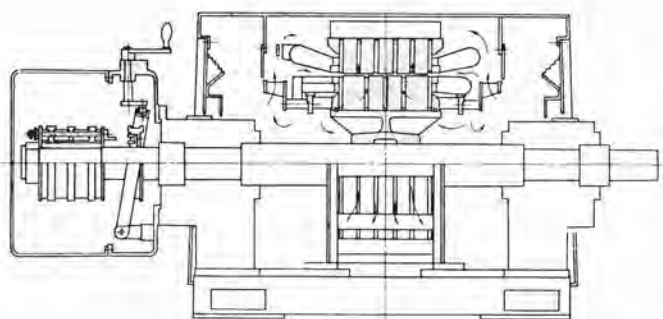


図 4.8 USB 形 組立断面図
Fig. 4.8 Cross section of type USB assembled unit.

5. 分解と組立

電動機全体をつり上げるときには、まず上部カバーのつり手用の穴のキャッチを取りはずす。6300 フレーム以下のものではこの穴から直接アイボルトをねじ込めるようになっており、7100 フレーム以上のものでは固定子フレームの一部に直接フックをかけられるようになっている部分が現われるのでこれを利用してつり上げられる。

U ライン 開放形電動機の分解順序を示すと次のとおりである。

(1) 正面カバー上・下(図 3.1 の品番 2,3)の取付ボルトをはずして、カバーを取りはずす。

(2) 上部カバー(品番 1)の上面中央部の合わせ目にある差込帯と取付ボルトをはずし、上部カバーを取り除く。

(3) 側面カバー(品番 4)をはずして、電源側リードと電動機リードの接続をはずす。

(4) 風うけ(品番 5)をはずす。

(5) 軸受台(品番 12)の上半部をはずす。

(6) 軸受上下を締め付けているボルトをはずし、軸受上半部を取り除く。

(7) 固定子フレームとベッドとを締め付けている4本のボルトをはずす。

(8) フレームのつり手を用いて、固定子鉄心内面で回転子をさきえた状態で、固定子をつり上げる。

(9) 軸受台下半部を取りはずす。

(10) 回転子を固定子から抜きとる。

以上で全部品が分解されるが、回転子のみ軸方向に抜きとるときは上記(7),(8)の手順を経ず、(6)からただちに(9)以下の手順で抜きとることができる。

分解された電動機を組み立てる場合には、上記の逆の手順をと

って行なえばよい。なお組み立ての際のエアキャッチの測定と調整は正面カバー(上下)を取り付ける前に行なわねばならない。

6. 形式

6.1 開放屋外形(UKB-W, USB-W)

屋外形電動機は日本の規格には定められていないが、アメリカの NEMA 規格には次のように規定されている。

(1) Weather Protected Machine Type I

“Weather Protected Machine Type I とは雨滴など空気に混じった微粒子が、コイル部にはいるのをできるだけ少なくなるように冷却通路を設計し、さらにその通風口に直径 $\frac{3}{4}$ インチ以上の異物が侵入しないように保護したものである。”

(2) Weather Protected Machine Type II

“Weather Protected Machine Type I に定義された外被に加えて、出口、入口に通風路を設けて、暴風雨によって電動機内部に吹き込まれた高速度の空気および、空気に混じった微粒子が、電気部分に至る内部通路にはいらずに吹き抜けるようにしたものである。電動機コイル部分に至る冷却通路は、少なくとも3回以上方向を急変(そのいずれも 90 度以上)する構造とし、さらに湿気やジニアが電動機コイル部分に入る可能性を極力少なくするため風速 600 ft/min 以下の部分を設けたものである。”

当社で従来作っていた開放屋外形電動機や、U ラインの開放屋外形は NEMA Weather Protected Machine Type II に定義されたものに相当するものであり、普通の電動機に単にカバーを一つ追加しただけの単純なものではない。

次に U ラインの開放屋外形について説明する。

前に説明した開放防滴形電動機の上部カバー、側面カバーなどのカバー類を図 6.1 に示すようなカバーに変更することにより、屋外形の電動機とすることができる。この構造の通風方式は、図 6.1 のように上部カバーの側面に設けられた吸気口から入った冷却風は、電動機内部に到達するまで、通風路の方向転換および通風路断面積の急激な変化などにより有害とみられる水滴は、ほとんど除去されてしまう。また電動機を冷却した排気は下部側面カバー内に設けられた通風路によって電動機下部から軸方向に排出される。また吸気口排気口とも風の吹き抜けは容易にできる構造となっている。カバー類は開放防滴形の場合と同様に、それぞれに分解することが容易である。カバー類を変更したのみであるので取付寸法、センタハイトなどは開放防滴形と同一とすることができる。ただ、通風冷却効果が開放防滴形と異なるので、開放形電動機にカバーをかけて同一出力の屋外形となるとは限らない。

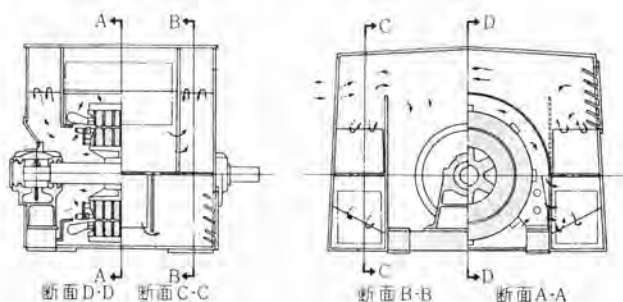


図 6.1 UKB-W 形 通風説明図
Fig. 6.1 Ventilation of type UKB-W motor.

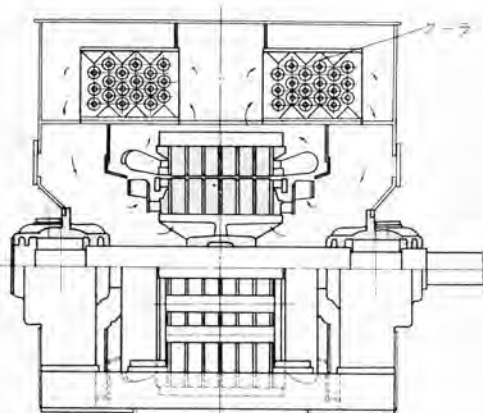


図 6.2 UKE-G 形 通風説明図
Fig. 6.2 Ventilation of type UKE-G motor.

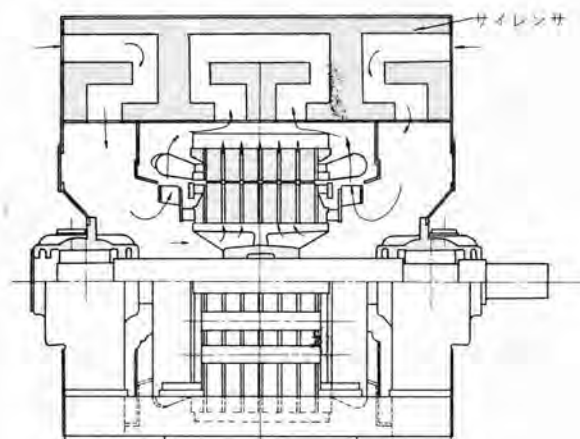


図 6.3 UKB-H 形 通風説明図
Fig. 6.3 Ventilation of type UKB-H motor.

6.2 全閉内冷形 (UKE-G, USE-G)

図 6.2 に示すように上部カバーに空気冷却器を装着し、内気を循環させて電動機を冷却する構造のもので、電動機の容量により空気冷却器は図に示すように2組装着することもできるし、1組装着することもできる。電動機各部を冷却し高温になった空気は図の矢印のように冷却器を通り冷されて、ふたたび電動機内に吸い込まれていく。Uライン電動機では、上部カバー内に空気冷却器を装着したために、ベッド、軸受台、固定子フレームなどは開放形と変わらず、センタハイト、取付寸法は開放防滴形と同一とすることができる。

6.3 消音装置付開放防滴形 (UKB-H, USB-H)

最近電動機の騒音が問題となることが多いが、そのような場合

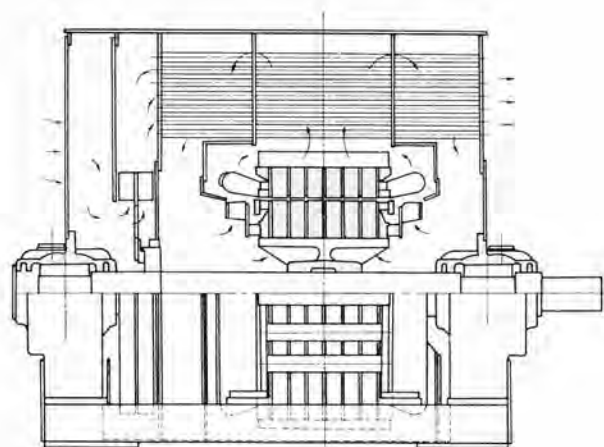


図 6.4 UKT 形通風説明図
Fig. 6.4 Ventilation of type UKT motor.

には上部カバーを上下段に仕切り、上部の室内に消音装置を設けるとともに、カバー類の内側に消音材をはり、騒音を低下させることが容易にできる。電動機の通風方式は図 6.3 に矢印で示したように上部カバー、軸方向から吸気し、上部カバー側面から排気する場合にも上部カバーの高さが開放形に比べて幾分高くなるのみで、センタハイト、取付寸法は開放防滴形と同一寸法とすることができる。

6.4 全閉外扇形 (冷却管付) (UKT, UST)

全閉外扇形では外気を通す冷却管は上部カバーのみに取り付けである。図 6.4 に示すように反負荷側軸端に取り付けられた外部ファンから送られた冷却風 (外気) は冷却管内を通り、負荷側から外部に排出する。一方電動機内部の空気は内部ファンから図 6.4 に示すように循環させられ、冷却管を通して熱交換を行ない電動機内部の空気は冷却される。冷却された内気はふたたび電動機各部を冷却する。冷却管は上部カバーのみに取り付けられているので、上部カバー単体のときに冷却管を取り付けることができるとともに、センタハイトを他の開放防滴形、屋外形などと同一にすることができる。また軸貫通部に防水環を設けると容易に屋外全閉外扇形とすることができる。

7. む す び

以上 Uライン電動機の特長ならびに構造などについて述べたが、MKB, MSB 形電動機にとって代わる電動機として、その将来を期待されているものである。今後とも、開発研究に力を入れ、すぐれた電動機を製作してゆきたいと願っている。

Pole Changing Induction Motors with Auxiliary Winding

Nagasaki Works Mamoru ETÔ・Satoru ADACHI

It has been one of common practices to control a speed of squirrel cage induction motors by changing the pole numbers. Many new systems have been developed one after another for this purpose. Of the systems there is one named consequent pole winding method, which has an advantage of enabling the pole numbers to be changed with simplicity through mere alteration of the connection of winding. For the furtherance of the consequent pole winding the most up-to-date method of providing auxiliary windings to it has been worked out to reduce the motor size and improve the characteristics. One more step of developing the auxiliary winding is particularly given a name of pole amplitude modulation method.

1. ま え が き

かご形誘導電動機を速度制御する1方法として古くから極数変換が利用されているが、この極数変換による速度制御には、同一鉄心上に極数の異なる2組の独立した巻線を設けるものと、ただ1組の巻線を設けるものとがある。前者は主として速度比が2:1以外の場合に用いられ、後者は consequent pole winding という速度比が2:1の場合に用いられる。

この consequent pole winding 方式(以下、C. P. W. 方式と略す)は単に結線を変更するだけで簡単に極数変換ができる利点があるため広く一般に利用されているが、極数変換を行なわない1段速度のモータに比べてモータサイズが大きくなり、また、特性が低下する欠点がある。

この欠点を改善するために補助巻線を使用する方式が英国で発表されているが、われわれはこの考え方を利用して従来の C. P. W. 方式よりモータサイズが小さくなり、かつ、特性が改善できる2:1極数変換電動機を製作したので、ここにその概要を紹介する。

2. Consequent Pole Winding とモータ・サイズ

C. P. W. とは図2.1に実線と点線により4,8極の場合を例示するようなコイル・グループを2組作って、この2組のグループを並列一直列につなぎ分けて2段速度を得るものである。

図2.1は一相分のみを示すものであるが、三相分の起磁力を合成すれば、図2.2のように(a)図では正、負極が2個ずつ生じ

4極の磁束分布となる。一方、(b)図では正極の起磁力のみが4個生じるが、磁束としては正、負両極の総和がゼロとなるような分布になる必要があるため、必然的(consequent)に隣接正極間に負極が生じて、あたかも起磁力中心線が図のように上方に移動したかのような磁束分布となって8極を得る。

このように C. P. W. 方式は外部リード線の結線を変更するのみで簡単に極数変換ができるので広く一般に採用されているが、図2.1, 2.2の(a)図、(b)図をそれぞれ対照すればわかるように、この C. P. W. 方式では高速側でコイル・ピッチを50%程度にする必要があるため巻線の短節係数が約 $1/\sqrt{2}$ 程度となり(極数変換をしないモータではこの短節係数は0.96程度である)、また、低速側では120°相帯となるため分布係数が極数変換を行なわない60°相帯に比べて

$$\left\{ \frac{\sin 60^\circ}{q \sin \left(\frac{60^\circ}{q} \right)} \right\} / \left\{ \frac{\sin 30^\circ}{q \sin \left(\frac{30^\circ}{q} \right)} \right\} = \frac{\sqrt{3}}{2} \sec \left(\frac{30^\circ}{q} \right) \dots (2.1)$$

q = 三相 60° 相帯での毎極毎相のミツ数

すなわち、約 $\sqrt{3}/2$ 倍に低下する。

ところで、回転電機の設計においては D²L 説として広く知られているように

$$(\text{固定子内径体積}) \propto \frac{(\text{回転機出力})}{(\text{電気装荷}) \times (\text{磁気装荷})} \times (\text{極数}) \dots (2.2)$$

の関係にあり、このうち、電気装荷は

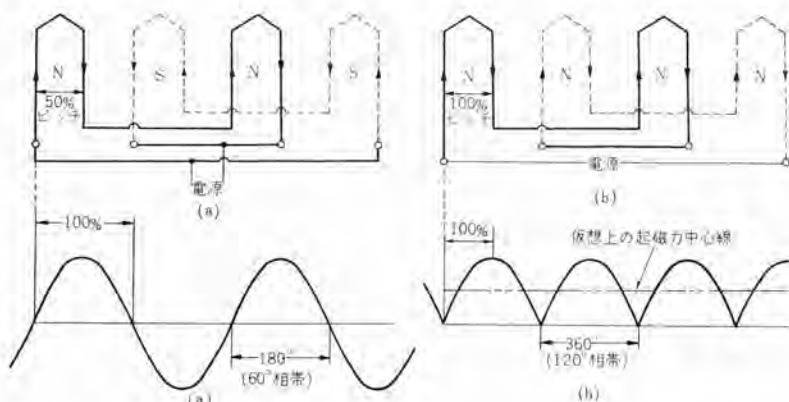


図 2.1 C. P. W. 方式の結線図

Fig. 2.1 Connection diagram of consequent pole winding.

図 2.2 C. P. W. 方式の起磁力分布

Fig. 2.2 Magnet motive force distribution of consequent pole winding.

$$(\text{電気装荷}) \propto \frac{(\text{回転機出力})}{(\text{相電圧})} \times (\text{直列導体数}) \times (\text{分布係数})$$

$$\times (\text{短節係数})$$

として与えられ、また、磁気装荷は温度上昇と特性との面からある適当な値に納める必要があるため、これを近似的に一定とすると、式(2.2)は

$$(\text{固定子内径体積}) \propto \frac{(\text{相電圧})}{(\text{直列導体数}) \times (\text{分布係数}) \times (\text{短節係数})} \times (\text{極数}) \quad (2.3)$$

として表わされる。この式(2.3)がモータサイズを近似的に与える式であるが、C.P.W.方式の場合には前述のように高速側で短節係数が $1/\sqrt{2}$ 倍となり、低速側では分布係数が $\sqrt{3}/2$ 倍になるため、その分だけ極数変換を行なわないモータに比べるとモータサイズが大きくなる。

さらに、式(2.3)により2:1速度変換をする場合の高速・低速両側で必要とするモータサイズを求めると、表2.1のようになる

表 2.1 結線方式と所要モータサイズ

結 線		所要モータ・サイズ	
高 速 側	低 速 側	高 速 側	低 速 側
2//Y	Y	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}=1.22$	1.0
2//Y	△	1.0	$\sqrt{2}=1.41$
△	2//Y	1.0	$\frac{4\sqrt{2}}{3}=1.88$

表 2.1 からわかるように、C.P.W.方式を使用するときのモータサイズは、2//Y△と△/2//Yとの結線においては低速側から、2//Y/Yの結線で高速側から決まるもので、他方の速度ではモータサイズは必要以上に大きく、不経済な設計となっている。これをいい直せば不経済な設計となっている側では有効直列導体数を少々減らしてもさしつかえなく、この導体数を減らしたために生じたスペースを利用して、モータサイズが規定される側の有効直列導体数を増すような補助巻線を巻くことができるということである。

3. 補助巻線付方式の原理と特長

補助巻線付2:1極数変換電動機の原理は、導体数を適当に2分してその1部は従来のC.P.W.方式とおりに巻くが、他の1部は補助巻線としてモータサイズが規定される側にのみ使用され、高速側からモータサイズが規定される結線では100%ピッチに巻いてコイル全体の短節係数の平均値を大きくし、低速側からモータサイズが規定される結線では60°相帯となるように巻いてコイル全体の分布係数の平均値を大きくしようとするものである。

この補助巻線はモータサイズに余裕のある側では遊びコイルとなる。遊びコイルとすることは一見むだなように思われるが、抵抗が減るため銅損が少なくなり、必ずしも欠点とはいえない。

補助巻線付方式では、補助巻線により高速側の短節係数の低下、あるいは、低速側の分布係数の低下が緩和されるため、モータの小形化と特性の改善を計ることができる。

この特長について2//Y/Yの結線を例にとり、以下に簡単に説明する。この2//Y/Yの結線は、ファンのように出力が回転数の3乗に比例して変化する用途に使用される。

3.1 モータの小形化

式(2.3)に示すようにモータサイズは有効直列導体数に関連して定まるものであるが、2//Y/Yの結線では、表2.1から知れるように高速側の有効直列導体数を $\sqrt{3}/\sqrt{2}$ 倍にすれば、モータサイズは高速低速ともにバランスのとれたものとなる。そのために

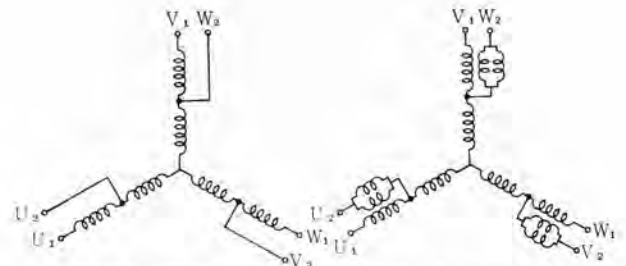


図 3.1 C.P.W.方式と補助巻線付方式の結線図 (2//Y/Yの場合)

Fig. 3.1 Connection diagram of C.P.W. system and that with auxiliary winding system.

は補助巻線を図3.1のように高速側に用い、これを100%ピッチとなるように巻けば良く、その必要導体数は次のようにして求められる。

いま、 n_M = 主巻線 (従来の方法で巻いたもの) の導体数
 n_A = 補助巻線の導体数

とすれば、

主巻線と補助巻線の有効直列導体数

主巻線のみの有効直列導体数

$$\frac{n_M \times \frac{1}{2} \times \frac{3}{\pi} \times \frac{1}{\sqrt{2}} + n_A \times \frac{1}{2} \times \frac{3}{\pi} \times 1}{n_M \times \frac{1}{2} \times \frac{3}{\pi} \times \frac{1}{\sqrt{2}}} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}}$$

より

$$\frac{n_A}{n_M} = \frac{\sqrt{3} - \sqrt{2}}{2} = 0.16$$

すなわち、補助巻線の導体数は主巻線の導体数の約16%で良く、この n_M と n_A を一括して従来のC.P.W.方式で巻いた場合の有効直列導体数と、主巻線と補助巻線とに2分して巻いた場合の有効直列導体数の比が、モータ小形化の可能量を与える値であり

$$\frac{\left(n_M \times \frac{3}{\pi} \times \frac{1}{\sqrt{2}} + \frac{\sqrt{3} - \sqrt{2}}{2} n_M \times \frac{3}{\pi} \times 1 \right)}{\left(1 + \frac{\sqrt{3} - \sqrt{2}}{2} \right) n_M \times \frac{3}{\pi} \times \frac{1}{\sqrt{2}}} = \frac{\sqrt{6}}{2 + \sqrt{3} - \sqrt{2}} \approx 1.06$$

すなわち、補助巻線付方式では従来のC.P.W.方式に比べて、モータサイズが約6%小形化できることになる。

ただし、主巻線と補助巻線とはコイルピッチが異なるため、同一ミジ内の主巻線コイルと補助巻線コイルとは同位相とならないため相間絶縁を施す必要があり、その結果、ミジ内の占積率が高圧・小容量機ではわずかながら低下する。しかし、大容量機あるいは低圧機では、この絶縁物の増加はほとんど問題とはならず占積率は低下しないから、モータサイズは上記の数値だけ小形化できるものと考えて良い。

3.2 特性の改善

図3.2は、150/19kW 4/8P 3,300V 60c/sのモータを補助巻線付とした場合と従来方式とした場合の起動特性を比較した1例であるが、前述のように補助巻線付方式では占積率が低下する場合もあるため、厳密な比較を期するために、占積率の低下を考慮した場合と低下しない場合の2とおりについて起動特性を比較した。なお、補助巻線のターン数は飽和特性曲線が図3.3となるように選んである。

図3.2からわかるように補助巻線付方式では、高速側では、起動電流が減り起動トルクが増す。すなわち、起動時のトルク効率が向上するが、この理由は起動電流を一定に押えたときの起動ト

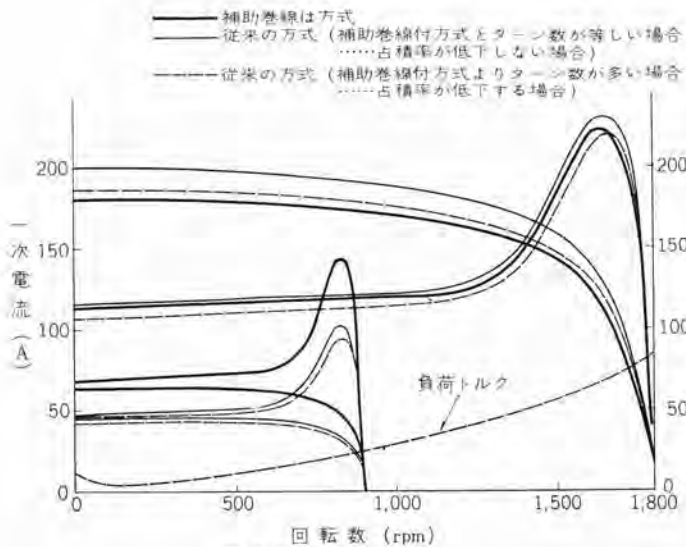


図 3.2 起動特性
Fig. 3.2 Starting characteristic.

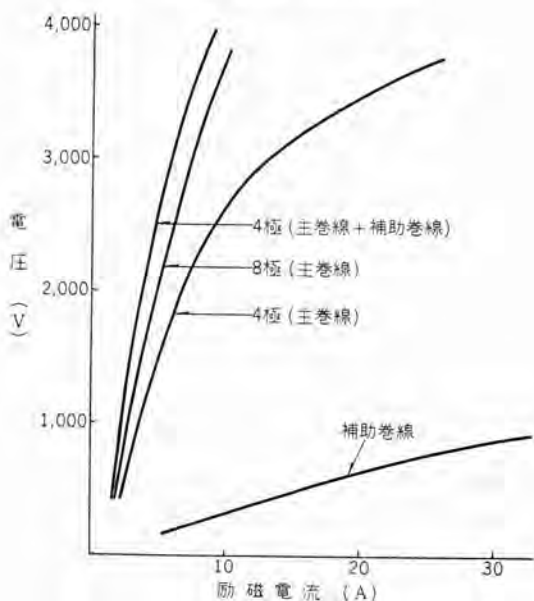


図 3.3 飽和特性曲線
Fig. 3.3 Saturation characteristic curve.

ルフは一次側に換算した二次抵抗に比例するが、この一次換算値は有効直列導体数の2乗に比例するからである。

低速側では補助巻線は遊びコイルとなるため抵抗とリアクタンスが減り、そのために起動電流は増加するが、電源容量やシャ断容量は高速側の起動電流で決定されるため、低速側の起動電流の増加は実害ないものと考えられる。むしろ、起動トルク、最大トルクが増加するため加速トルクは大きくなり、起動時間は短縮され、ファンのような慣性負荷を起動する時の温度上昇は緩和される利点がある。

また、補助巻線付方式の運転特性は、図 3.3 に示すように、高速側では、励磁電流が少なく済むので力率は良くなり、そのため一次電流は少なくなり銅損は減る。また、磁束密度も減るため鉄損も少なくなって効率が良くなる。ただし、低速側では力率・効率は低下するが、出力が減っているために電流値自体としてはほとんど増加しない。

4. 補助巻線コイルの製作

主巻線は consequent pole を作る必要があるので必ず2層巻でなければならないため、補助巻線コイルの入れ方として次の3と



図 4.1 単層巻ブルドコイル
Fig. 4.1 Single layer wound pulled coil.

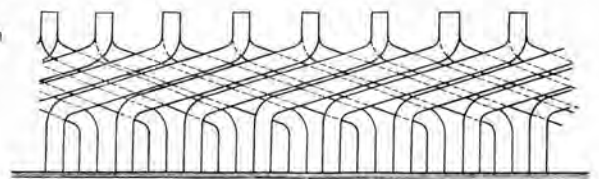


図 4.2 補助巻線 コイルエンド
Fig. 4.2 Coil end of auxiliary winding.

おりが考えられる。

- (1) 主巻線を2層巻、補助巻線を2層巻線として、合計4層のコイルを同じミジに納めるもの。
- (2) 主巻線を2層巻、補助巻線を2層巻として、それぞれ別個なミジに2層巻コイルとして納めるもの。
- (3) 主巻線を2層巻、補助巻線を1層巻として、合計3層のコイルを同じミジに納めるもの。

これら3とおりのうち、絶縁物による占積率の低下、遊びミジによる異常トルクの発生などを考慮して、(3)の方式により補助コイルを製作した。以下にコイル製作上とくに留意した点を説明するが、主巻線は従来の2層巻と変わるところはないから、説明は省略し、主として補助巻線コイルの製作について述べる。

すなわち、補助巻線コイルとして

- (1) 主巻線コイルに比べて、コイルエンドが長くないこと。
- (2) コイルの製作が容易なこと

が望ましいので、これを満足させるために次のような方式を採用した。

4.1 単層巻ブルドコイルの採用

従来の単層巻コイル製作方式ではコイル成形機械(ラ-ラ)を使用するのが困難なため、一般には成形用巻形(フォーマ)を使って成形している。そのため、コイルの種類と同じ数だけのフォーマが必要であり、また、成形も困難である。これらの欠点を改良するために、2層巻コイルと同じような、ブルドコイル方式を採用した。

この方式の特長は、図 4.1 に示すようにコイルエンド部は一般の2層巻コイルとまったく同じ要領で転位し、その下口コイルに相当する部分に段付けを施している点にある。この方式によれば、単層巻コイルでも2層巻コイルと同じようにブルドコイルとして簡単に製作できる利点がある。

4.2 コイルエンド

主巻線は50%前後のコイルピッチで巻かれるのに対して、補助巻線は100%のピッチで巻く必要がある。そのため普通のコイル成形方法では、補助巻線のコイルエンドが主巻線のコイルエンドより長くなり、モータの小形化とは逆効果となる。

そこで、コイルエンドが長くないための方法として、補助巻線コイルは図 4.2 のような入れ方をした。この方式の特長は、普通の2層巻の上口コイルと下口コイルとを相隣るミジに納めるもので、このように巻くことによりコイルエンドの長さは、ちょうどミ



図 4.3 コイル
Fig. 4.3 Coil.

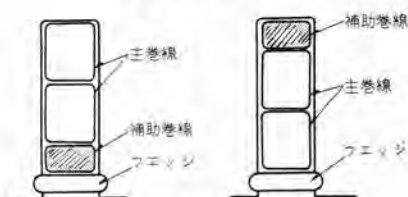


図 4.4 主巻線補助巻線の入れ方
Fig. 4.4 Insertion of the main coil and auxiliary coil.

リ数が半分になったときの2層巻の コイルエンドの長さと同じになり、50% ピッチの主巻線より コイルエンドは短くできる。

この考え方を適用して製作した補助巻線 コイルの写真を図 4.3 に示す。

補助コイルの入れ方は、図 4.4 に示すように2とおりあり、このうちどちらを適用するかは特性のほうからきまる、前記 2//Y/Y の結線では、補助コイルをミジの上方に入れておけば低速時にはミジ漏れリアクタンスが増すため、起動電流の抑制を計ることができる。

また、補助巻線と主巻線とはコイル・ピッチが異なるため磁束分布の中心位置がずれる。ミジ漏れリアクタンスの計算やリード線の引き出しには、この点を考慮しておく必要がある。

5. 補助巻線付方式の適用と応用

5.1 2:1 極数変換

前に述べたように、補助巻線の目的は高速側の短節係数の低下あるいは、低速側の分布係数の低下を補償する点にあるが、分布係数が $\sqrt{3}/2$ 倍に低下するに過ぎないのに対して短節係数は $1/\sqrt{2}$ に低下するから、補助巻線の効用としては短節係数の低下を補償する方が分布係数の低下を補償するよりも有効である。そのため、補助巻線は高速側に用いる方がその特長を発揮できる。

さらに、補助巻線を適用すると電磁接触器の数が増す必要がある結線に対しては必ずしも得策ではない。この点では2//Y側に補助巻線を入れれば図 3.1 から知れるように電磁接触器の数は増さない。

また、低圧大容量機ではコイルのターン数が少なくなるため補助巻線のターン数を最適な値に選びにくくなる。ただし、補助巻線を高速側で 100% ピッチで巻くと低速側では 200% ピッチとなるため電圧を誘起しないので、並列回路には循環電流が流れないから、並列回路数の選択範囲が多いものでは、並列回路数を適当

に選ぶことにより低圧大容量機でも適当な ターン 数の補助巻線を選定できる。

以上の観点より 2:1 極数変換における補助巻線付方式を検討すると、理論的にはいかなる結線に対しても適用可能であるが、高圧機の ファン・トルク 用途が最も適しており、出力が大きくなるほどその特長を発揮するといえよう。

5.2 2:1 以外の極数変換

今までに述べたことは 2:1 極数変換を対象とする補助巻線方式であり、主巻線と補助巻線との磁束分布は図 5.1 のように各磁束ごとに一樣に正弦波状に変化するため、合成磁束も各磁極ごとに同じ正弦波的分布をする。すなわち、数式で表現すれば

$$B = B_{\max} \sin P\theta \quad \dots\dots\dots(5.1)$$

B ; 磁束密度

P ; 極対数

θ ; 機械的角度

において B_{\max} の値を一樣に増減するのが補助巻線の役割と考えることができる。

ところで、上記のように分布している主巻線の磁束を補助巻線により図 5.2 に示すような分布にできれば、 B_{\max} の値を各磁極ごとに

$$B_{\max} = B'_{\max} \sin k\theta \quad \dots\dots\dots(5.2)$$

で変化するから式 (5.1) に代入すると

$$B = (B'_{\max} \sin k\theta) \sin P\theta \\ = \frac{B'_{\max}}{2} [\cos(P-k)\theta - \cos(P+k)\theta] \quad \dots\dots\dots(5.3)$$

となる。ゆえに $(p-k)$ と $(p+k)$ 極対数の磁界ができるので、

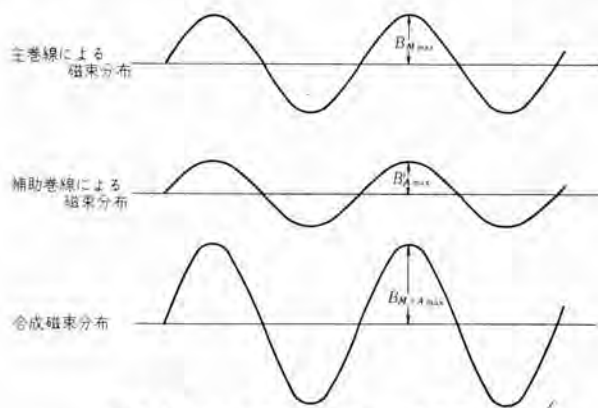


図 5.1 磁束分布 (2:1 極数変換の場合)
Fig. 5.1 Magnetic flux distribution (when 2:1 pole changing).

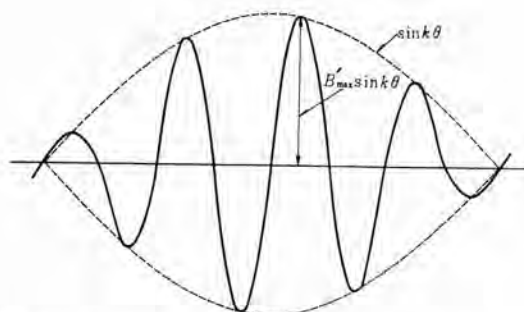


図 5.2 合成磁束分布 (Pole amplitude modulation 方式)
Fig. 5.2 Resultant magnetic flux distribution (Pole amplitude modulation system).

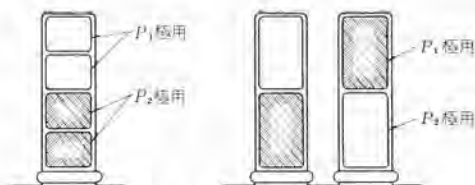


図 5.3 2:1 以外の極数変換の コイル 配置

Fig. 5.3 Coil arrangement for pole changing other than 2:1.

コイル・グループや内部結線により、この2個の磁界のうち1個をなくすようにしておけば、モータは残るもう1個の回転磁界で回転することになる。

したがって、極対数が P と $p-k$ (または $p+k$) をもつ2段速度の極数変換が可能となり、たとえば46極とか810極の極数変換ができる。この方式は各磁極 (Pole) ごとに磁束密度の振幅 (Amplitude) を $\sin k\theta$ で変調 (Modulation) したようなかっこうになっているため、Pole Amplitude Modulation 方式による極数変換と呼ばれている。

この方式は極数の差が2の極数変換に適用されるが、補助巻線を利用する意味ではさきに紹介した2:1極数変換用補助巻線付方式が発展したものと見なすことができる。この方式の特長は、従来の2段速度方式が図5.3のように2組の独立した巻線を設けているため、どちらか一方の巻線が完全に遊びコイルとなってスペース・ファクタが低下し、また、ミウ形状が深くなるので特性が低下するのに比べて、Pole Amplitude Modulation 方式は1巻線で2段速度を得られるので、モータ・サイズが大幅に小形化できる利点がある。

ある。とくに高圧機ではこの特長が最も良く発揮される。

この方式により600kWのモータが製作された報告もあるが、電磁接触器の数が増す点、適用できる極数組み合わせが限定される点、トルク特性に異常点が生ずる懸念のある点、コイルの内部結線が難しい点などで問題もあるようであるが、斬新なアイデアとして注目すべき方式である。

6. む す び

極数変換の方式には古くからいろいろな方式が考案され実施されているが、そのなかでも最も広く利用されている consequent pole winding 方式に対して補助巻線を適用し、モータの小形化と特性の改善を計る方法を紹介した。この補助巻線は2:1の極数変換のみでなく極数差が2の場合にも適用できるが、本文では主として、2:1極数変換の場合について紹介した。

参 考 文 献

- (1) G. H. Rawcliffe, A 2:1 Pole-Changing Induction Motor of Improved Performance, Proceedings I.E.E. Paper No. 2399U, Dec., 1957.
- (2) G. H. Rawcliffe, Induction Motor Speed-Changing by Pole-Amplitude Modulation, Proceedings I.E.E. Paper No. 2597U, Aug., 1958.
- (3) G. H. Rawcliffe, Speed-Changing Induction Motors, Proceedings I.E.E. Paper No. 3306U, Dec., 1960.
- (4) G. H. Rawcliffe, Speed-Changing Induction Motors, Proceedings I.E.E. Paper No. 3487U, Oct., 1961.

最近における社外講演一覧

年 月 日	主催または開催場所	演 題	講 演 者	所属場所
38-4-4	電気四学会	アナログテレメータの平滑方式	今 泉 巽	無線機
38-4-4	電気四学会	方向比較式搬送保護継電方式の無電流端対策	北 浦 孝一	神 戸
38-4-4	電気四学会	リアクタンス 特性の故障点標定式距離継電器	北 浦 孝一	神 戸
38-4-4	電気四学会	充電電流補償式 ケーブル 系統保護用表示線継電器	森 健	神 戸
38-4-4	電気四学会	表示線互長に対する表示線継電器の適用限界	寺 田 真	神 戸
38-4-4	電気四学会	多相短絡方向距離継電器	西 浜 忠	神 戸
38-4-4	電気四学会	消弧線輪系統の方向地絡継電器	垣内永至	神 戸
38-4-4	電気四学会	回線指定の優先シタ断継電方式	三上一郎	神 戸
38-4-4	電気四学会	パイロット 式優先シタ断継電方式	三上一郎	神 戸
38-4-4	物理学会	オプティカルポンピングの実験 (II)	久保高啓	研 究 所
38-4-4	電気四学会	GaAs トンネルダイオードの静特性圧力依存性	須 崎 涉	研 究 所
38-4-4	電気四学会	超高压整流器用等価試験装置	山口峰男	研 究 所
38-4-4	電気四学会	水銀整流器の等価試験における イオン 供給電流重量位相と残留 イオン 密度の関係	木村好男	研 究 所
38-4-4	電気四学会	多段中間陽極形高压整流器の特性	山田郁夫	研 究 所
38-4-4	電気四学会	水銀整流器陽極電流変化率測定装置	池田和郎	研 究 所
38-4-4	電気四学会	方向性電力分配回路	中原昭次郎	研 究 所
38-4-4	電気四学会	3 端子対 サークュレータ における金属板誘電体装荷の効果	中原昭次郎・紅林秀都司	研 究 所
38-4-4	電気学会	ケイ 素鋼の使用上の問題点	野口英男	研 究 所
38-4-4	電気学会	エナメル 線熱劣化	坂田桂三	研 究 所
38-4-4	日本物理学会	オプティカルポンピングの実験 (II)	久保高啓	研 究 所
38-4-4	電気四学会	高気圧大電力 プラズマジェット 発生装置	森川鉄也	研 究 所
38-4-4	電気四学会	SCR に対する ゲート 負 バイアス の効果	岡 久 雄	研 究 所
38-4-4	電気四学会	100kW 電力 ビーム 溶解炉用電子銃	阪東修三	研 究 所

3 台の巻線形誘導電動機の並列同期運転

和田 義彦*

Selsyn Drive with Three Induction Motors

Nagoya Works

Yoshihiko WADA

A selsyn drive system by the use of wound rotor type induction motors has been in use for such uses requiring the same operating speed as the case of moving bridges, cranes, conveyers and winders and also for indicating the position of elevators and hoists. They are mostly a combination of two units, one acting as a transmitter and the other receiver. However a combination of more than three units, namely one transmitter and two receiver, has been little studied besides being of not many application. Mitsubishi has developed a device for selsyn drive of machine tools in which three wound rotor type induction motors are used. This paper describes its theory and test results.

1. ま え が き

巻線形誘導電動機を使用した同期運転方式は、従来からセルシン電動機として可動橋、クレーン、コンベヤ、巻取機などのような同一運転速度を必要とする用途、およびエレベータ、ホイスなどの位置の指示を必要とするような用途に広く使用されてきた。

これらはいずれも 2 台の巻線形誘導電動機を使用したものが多く、3 台以上の駆動軸を同一回転数で運転するような用途は非常に少なく、そのため 3 台以上の並列同期運転方式についても、今まで十分検討されていなかった。

当社はこのたび工作機用として、その主軸と送り機構および送り機構に伴う材料洗浄機構の 3 個の駆動軸を電氣的に同期運転するセルシン方式についての製作を行なったので、この機会を利用して、以下その理論と内容について紹介したい。

2. 3 台の電動機の並列同期運転の理論

発信機 1 台で受信機 2 台をもつセルシンドライヴ機構についても、2 台の場合と同様に考えることができる。すなわち、3 台の巻線形誘導電動機の相回転を同一にして回転子を共通にして、図 2.1 に示すように接続した場合、1 台の発信機と 2 台の受信機との間には、通常の 2 台のセルシンドライヴ同様その回転子はそれぞれ相差 π の位置において静止し、これを基点として位置の伝達が可能になるわけである。ゆえに 1 台の発信機を外力により回転させることにより、他の 2 台も、それらと同位置を保ちながら回転を続けることになる。このようにして 3 者の間には同期運転が成立する。

図 2.1 において発信機となる電動機を A、受信機となる電動機を B、C とすれば、A は一次側から f_1 なる周波数が入り、回転子の回転周波数を f_r とすれば、その二次側には、その回転方向が、一次側の回転磁界の方向と同一か、あるいはその逆かにより $f_2 = f_1 \pm f_r$ なる周波数を発生することは周知のとおりである。B および C はそれぞれ一次側から f_1 なる入力周波数を得ているほかに、A の二次側から $f_2 = f_1 \pm f_r$ なる周波数をうけることになる。すなわち、B および C は、この二重励磁により f_r なる回転周波数により回転し、ここに同期運転が成立するわけである。

受信機が 2 台のみに限らず、それ以上についても基準となる電動機の回転数により定まる回転周波数と電源周波数との二重励磁

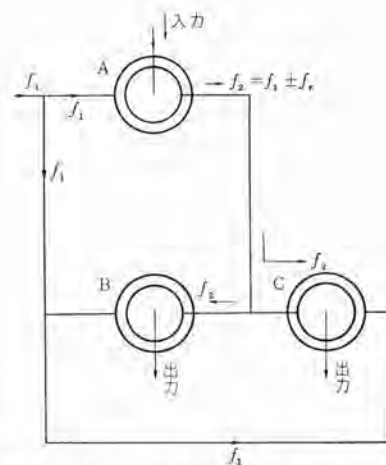


図 2.1 3 台の電動機の並列同期運転の接続

Fig. 2.1 Connection for selsyn drive with three induction motors.

により同期運転を生ずることは明らかである。

A からはいる外力の一部は発信機の機械的損失を供給するが、大部分は同期化トルクとして B および C に伝達され、外部出力として取り出される。この場合 A は発電機作用を行ない、外部入力と一次側入力を得て、二次側から出力として B および C に供給され、しかして、B および C は一次側入力と二次側入力を得て外部出力として軸動力を発生することになる。

出力の伝達には、回転子電流が流れる必要があるが、その回転子電流は A と B、A と C との回転子間に生ずる遅れ角、すなわち偏角の大小により決まり、これにより伝達出力が決定される。この偏角は 2 種存在することになり、A と B および A と C の間のみに電流を生ずるばかりではなく、その角度いかなんでは B と C との間にも貫流電流を生じ、現象は複雑になる。すなわち A は発信機として作用するが、B は発信機と受信機を兼ね、C は受信機のみとして動作するという現象がみられるわけで、この関係は受信機の数が増すにつれ複雑になるものと思われる。一次側からはいる入力、損失分と偏角の大小によってきまる電動機トルク分をも供給することになり、この電動機トルク分には偏角が小さいうちは無視しうがが大きくなるに従い大となり、ついには同期化トルク以上になれば、はや、セルシンとしてではなく電動機

として回転を始め、すなわち脱調することになる。

A, B および C の 3 者の出力の関係は $A=B+C$ としてもさしつかえないが、B, C 間の相互関係などからみて $A \geq B+C$ として選定するのがよいように思われる。この場合、A, B および C 間の発生電圧は同一にする必要があることはもちろんである。

3. 等価回路および計算式の誘導

計算の取り扱いを簡単にするため、3 台の電動機のインピーダンスは同一とし、しかしてまず正相分のみを取り扱うことにする。

2 台のセルシンドライブと同様、二次側が共通に接続されており、A 機と B 機との偏角を ϕ 、A 機と C 機との偏角を θ とすれば各電動機を基準に考えれば、図 3.1 に示すような 3 個の等価回路が与えられる。

図 3.1 はいずれも固定子回転磁界と同一方向に回転するよう接続されたものであり、回転方向を逆にしよう接続するときには ε^{jp} および $\varepsilon^{j\theta}$ の項を ε^{-jp} および $\varepsilon^{-j\theta}$ とすればよいことは明らかであり、B および C 機からみた場合についても符号の交換により、その等価回路を得ることができる。

図 3.1 (a) において、次の電圧、電流間の関係式が成立する。

$$\begin{aligned} \dot{I}_{A1} - \dot{I}_{B1} - \dot{I}_{C1} &= 0 \\ \dot{I}_{A0}\dot{Z}_0 + (\dot{I}_{A0} - \dot{I}_{A1})\dot{Z}_m &= \dot{V}_0 \\ -(\dot{I}_{A0} - \dot{I}_{A1})\dot{Z}_m + \dot{I}_{A1}\dot{Z}_1 + \dot{I}_{B1}\dot{Z}_1 + (\dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B0})\dot{Z}_m &= 0 \\ -(\dot{I}_{A0} - \dot{I}_{A1})\dot{Z}_m + \dot{I}_{A1}\dot{Z}_1 + \dot{I}_{C1}\dot{Z}_1 + (\dot{I}_{C1} + \dot{I}_{C0})\dot{Z}_m &= 0 \\ \dot{I}_{B0}\dot{Z}_0 + (\dot{I}_{B0} + \dot{I}_{B1})\dot{Z}_m &= \dot{V}_0\varepsilon^{jp} \\ \dot{I}_{C0}\dot{Z}_0 + (\dot{I}_{C0} + \dot{I}_{C1})\dot{Z}_m &= \dot{V}_0\varepsilon^{j\theta} \end{aligned} \quad (3.1)$$

この関係を (b) および (c) について成立させれば、次の 3 個の基礎連立方程式が成立する。

A 機については

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & -\dot{Z}_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m & 0 \\ -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m \\ 0 & 0 & \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{A0} \\ \dot{I}_{A1} \\ \dot{I}_{B1} \\ \dot{I}_{C1} \\ \dot{I}_{B0} \\ \dot{I}_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{V}_0 \\ 0 \\ 0 \\ \dot{V}_0\varepsilon^{jp} \\ \dot{V}_0\varepsilon^{j\theta} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

B 機については

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & -\dot{Z}_m & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{B0} \\ \dot{I}_{B1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{V}_0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

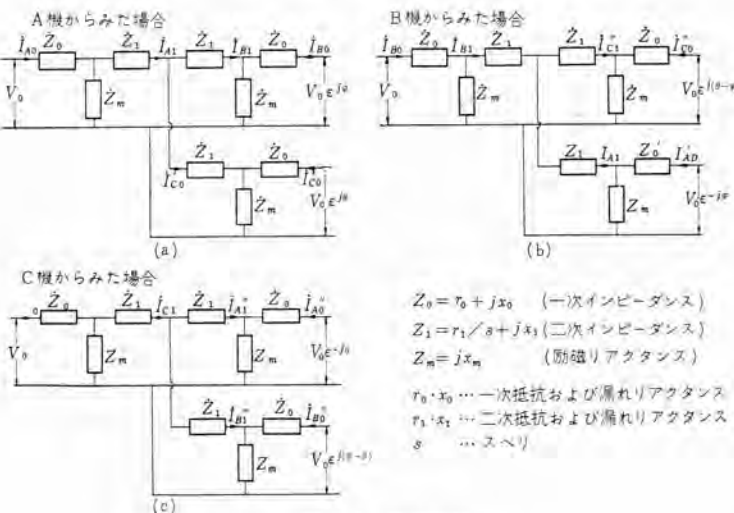


図 3.1 等価回路
Fig. 3.1 Equivalent circuit.

$$\begin{bmatrix} -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m & 0 \\ -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m \\ 0 & 0 & \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}'_{C1} \\ \dot{I}'_{A1} \\ \dot{I}'_{C0} \\ \dot{I}'_{A0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{V}_0\varepsilon^{j(\theta-\phi)} \\ \dot{V}_0\varepsilon^{j(\theta-\phi)} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

C 機については

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & -\dot{Z}_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m & 0 \\ -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m \\ 0 & 0 & \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}'_{C0} \\ \dot{I}'_{C1} \\ \dot{I}'_{A1} \\ \dot{I}'_{B1} \\ \dot{I}'_{A0} \\ \dot{I}'_{B0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{V}_0 \\ 0 \\ 0 \\ \dot{V}_0\varepsilon^{-jp} \\ \dot{V}_0\varepsilon^{j(\theta-\phi)} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

求める解は式 (3.2) においては \dot{I}_{A0} および \dot{I}_{A1} 、式 (3.3) においては \dot{I}_{B0} および \dot{I}_{B1} 、式 (3.4) においては \dot{I}_C および \dot{I}_{C1} を得ることによりえられる。

各式の左辺のインピーダンス行列 $[Z]$ の逆行列 $[Z]^{-1}$ は下記のように示される。すなわち

$$[Z]^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \dot{B}_{11} & \dot{B}_{12} & \dot{B}_{13} & \dot{B}_{14} & \dot{B}_{15} & \dot{B}_{16} \\ \dot{B}_{21} & \dot{B}_{22} & \dot{B}_{23} & \dot{B}_{24} & \dot{B}_{25} & \dot{B}_{26} \\ \dot{B}_{31} & \dot{B}_{32} & \dot{B}_{33} & \dot{B}_{34} & \dot{B}_{35} & \dot{B}_{36} \\ \dot{B}_{41} & \dot{B}_{42} & \dot{B}_{43} & \dot{B}_{44} & \dot{B}_{45} & \dot{B}_{46} \\ \dot{B}_{51} & \dot{B}_{52} & \dot{B}_{53} & \dot{B}_{54} & \dot{B}_{55} & \dot{B}_{56} \\ \dot{B}_{61} & \dot{B}_{62} & \dot{B}_{63} & \dot{B}_{64} & \dot{B}_{65} & \dot{B}_{66} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

ここで Δ は行列 $[Z]$ の行列式で

$$\Delta = \begin{vmatrix} 0 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & -\dot{Z}_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m & 0 \\ -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m \\ 0 & 0 & \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m \end{vmatrix}$$

で与えられる。

したがって

$$\dot{I}_{A0} = \frac{1}{\Delta} [\dot{B}_{12} + \dot{B}_{13}\varepsilon^{jp} + \dot{B}_{16}\varepsilon^{j\theta}] \dot{V}_0 \dots \dots \dots (3.6a)$$

$$\dot{I}_{A1} = \frac{1}{\Delta} [\dot{B}_{22} + \dot{B}_{23}\varepsilon^{jp} + \dot{B}_{26}\varepsilon^{j\theta}] \dot{V}_0 \dots \dots \dots (3.6b)$$

$$\dot{I}_{B0} = \frac{1}{\Delta} [\dot{B}_{32} + \dot{B}_{33}\varepsilon^{j(\theta-\phi)} + \dot{B}_{36}\varepsilon^{-jp}] \dot{V}_0 \dots \dots \dots (3.6c)$$

$$\dot{I}_{B1} = \frac{1}{\Delta} [\dot{B}_{42} + \dot{B}_{43}\varepsilon^{j(\theta-\phi)} + \dot{B}_{46}\varepsilon^{-jp}] \dot{V}_0 \dots \dots \dots (3.6d)$$

$$\dot{I}_{C0} = \frac{1}{\Delta} [\dot{B}_{52} + \dot{B}_{53}\varepsilon^{-jp} + \dot{B}_{56}\varepsilon^{j(\theta-\phi)}] \dot{V}_0 \dots \dots \dots (3.6e)$$

$$\dot{I}_{C1} = \frac{1}{\Delta} [\dot{B}_{62} + \dot{B}_{63}\varepsilon^{-jp} + \dot{B}_{66}\varepsilon^{j(\theta-\phi)}] \dot{V}_0 \dots \dots \dots (3.6f)$$

で与えられる。

これを解けば

$$\dot{I}_{A0} = \frac{3(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_m) - \dot{Z}_m^2 + \dot{Z}_m[(1 - \varepsilon^{jp}) + (1 - \varepsilon^{j\theta})]}{3\dot{Z}_m(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)} \dot{I}_2 \dots \dots \dots (3.7a)$$

$$\dot{I}_{A1} = \frac{(1 - \varepsilon^{jp}) + (1 - \varepsilon^{j\theta})}{3} \dot{I}_2 \dots \dots \dots (3.7b)$$

$$\dot{I}_{B0} = \frac{3(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_m) - \dot{Z}_m^2 + \dot{Z}_m[(1 - \varepsilon^{j(\theta-\phi)}) + (1 - \varepsilon^{-jp})]}{3\dot{Z}_m(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)} \dot{I}_2 \dots \dots \dots (3.7c)$$

$$\dot{I}_{B1} = \frac{(1 - \varepsilon^{j(\theta-\phi)}) + (1 - \varepsilon^{-jp})}{3} \dot{I}_2 \dots \dots \dots (3.7d)$$

$$\dot{I}_{C0} = \frac{3(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_m) - \dot{Z}_m^2 + \dot{Z}_m[(1 - \varepsilon^{-jp}) + (1 - \varepsilon^{j(\theta-\phi)})]}{3\dot{Z}_m(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)} \dot{I}_2 \dots \dots \dots (3.7e)$$

$$\dot{I}_{C1} = \frac{(1 - \varepsilon^{-jp}) + (1 - \varepsilon^{j(\theta-\phi)})}{3} \dot{I}_2 \dots \dots \dots (3.7f)$$

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{Z}_0 \dot{V}_0}{(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_m) - \dot{Z}_m^2} \dots \dots \dots (3.7g)$$

が得られる。

この6個の式が、3 台のセルシンドライのそれぞれの固定子および回転子電流を与えるもので、いずれも同一の形状をとり、それぞれの電動機間の偏角の関数として与えられることがわかる。ここに \dot{I}_2 は一般誘導電動機における二次電流を与える等式とまったく同一の形状をとることも、この式から明らかである。

したがって、これら3 台のセルシンドライのトルク（同期ワットで表わしたものの）は等価回路から明らかなように、下記関係式で与えられる。

A機の出力

$$T_A = 3\{\dot{Z}_m(\dot{I}_{A0} - \dot{I}_{A1})\}\dot{I}_{A1} \text{ Real part} = 3x_m \dot{I}_{A0} \dot{I}_{A1}^* \dots (3.8a)$$

B機の出力

$$T_B = 3\{\dot{Z}_m(\dot{I}_{B0} - \dot{I}_{B1})\}\dot{I}_{B1} \text{ Real part} = 3x_m \dot{I}_{B0} \dot{I}_{B1}^* \dots (3.8b)$$

C機の出力

$$T_C = 3\{\dot{Z}_m(\dot{I}_{C0} - \dot{I}_{C1})\}\dot{I}_{C1} \text{ Real part} = 3x_m \dot{I}_{C0} \dot{I}_{C1}^* \dots (3.8c)$$

ただし $\dot{I}_{A1}^* \dot{I}_{B1}^* \dot{I}_{C1}^*$ はそれぞれ $\dot{I}_{A1} \dot{I}_{B1} \dot{I}_{C1}$ の共役複素数である。

式(3.8)を解くことにより、次のトルクの式が導き出される。

$$T_A = 3 \frac{r_1}{s} |\dot{I}_2|^2 \left[\frac{2}{3} \sin^2 \frac{\varphi}{2} + \frac{2}{3} \sin^2 \frac{\theta}{2} \right] - N |\dot{I}_2|^2 [\sin \varphi + \sin \theta] \dots (3.9a)$$

$$T_B = 3 \frac{r_1}{s} |\dot{I}_2|^2 \left[\frac{2}{3} \sin^2 \frac{\theta - \varphi}{2} + \frac{2}{3} \sin^2 \frac{\varphi}{2} \right] - N |\dot{I}_2|^2 [\sin(\theta - \varphi) - \sin \varphi] \dots (3.9b)$$

$$T_C = 3 \frac{r_1}{s} |\dot{I}_2|^2 \left[\frac{2}{3} \sin^2 \frac{\theta}{2} + \frac{2}{3} \sin^2 \frac{\varphi - \theta}{2} \right] - N |\dot{I}_2|^2 [-\sin \theta + \sin(\varphi - \theta)] \dots (3.9c)$$

$$\text{ここで } N = \frac{r_0^2(x_1 + x_m) + x_1(x_0 + x_m)^2 + x_0 x_m(x_0 + x_m)}{r_0^2 + (x_0 + x_m)^2}$$

である。

これらは、同期ワットで表わされるから $0.974 N_s$ を乗ずることにより (kg-m) として求められる。ここで N_s は電動機の同期速度である。

式(3.9)中第1項は電動機としての発生トルク分を、第2項はセルシンとしての同期化トルク分を示すもので、A機の同期化トルクはA機に対するB機およびC機の偏角によって生ずるB機およびC機の同期化トルクの和であり、B機の同期化トルクはA機とB機との間の偏角による同期化トルクとB機およびC機との間の偏角の差、すなわち $\varphi - \theta$ による同期化トルクの和で与えられる。さらにC機の同期化トルクは、A機とC機との間の偏角による同期化トルクと、B機およびC機との間の偏角の差による同期化トルクの和で与えられることは明らかである。

電動機としての発生トルク分はA機に関しては、A機とB機およびA機とC機との間の偏角によるものの和で与えられ、B機に関しては、A機とB機との偏角およびB機とC機との間の偏角の差によって与えられるものの和であり、さらにC機の場合も同様、A機とC機との偏角とB機とC機との間の偏角の差によって与えられるものの和で与えられる。この両者の和、すなわち、電動機としてのトルク分と同期化トルク分との和が発生出力となるもので、偏角 φ および θ の小さいうちは電動機トルク分は小さく、同期化トルク分のみが伝達されることになるが、偏角 φ および θ が大きくなるにつれ、電動機トルク分が同期化トルク分より大きくなれば、もはやセルシンとしてではなく電動機として回転を始め、同期運転は不能となり脱調するに至るわけである。

回転方向が回転磁界と逆の場合については、前にも述べたよう

に φ および θ の符号を変えることにより同様に求めうることは明らかである。

$\varphi = \theta$ のときは

$$T_A = 3 \frac{r_1}{s} |\dot{I}_2|^2 \left[\frac{2}{3} \sin^2 \frac{\varphi}{2} + \frac{2}{3} \sin^2 \frac{\theta}{2} \right] - N |\dot{I}_2|^2 [\sin \varphi + \sin \theta] \dots (3.10)$$

$$T_B = 3 \frac{r_1}{s} |\dot{I}_2|^2 \left[\frac{2}{3} \sin^2 \frac{\varphi}{2} \right] + N |\dot{I}_2|^2 \sin \varphi$$

$$T_C = 3 \frac{r_1}{s} |\dot{I}_2|^2 \left[\frac{2}{3} \sin^2 \frac{\theta}{2} \right] + N |\dot{I}_2|^2 \sin \theta$$

となり、式(3.9)は簡単な式で表わされることになる。この場合は、B機とC機との間には同期化トルク分の授受関係は発生しないことがわかる。

4. 3 台のセルシン電動機間の電力の授受関係

式(3.9)において

$$T_A = 3 \frac{r_1}{s} |\dot{I}_2|^2 \left[\frac{2}{3} \sin^2 \frac{\varphi}{2} + \frac{2}{3} \sin^2 \frac{\theta}{2} \right] - N |\dot{I}_2|^2 [\sin \varphi + \sin \theta] = \frac{W_{2A}}{s} - [W_B + W_C]$$

$$T_B = 3 \frac{r_1}{s} |\dot{I}_2|^2 \left[\frac{2}{3} \sin^2 \frac{\theta - \varphi}{2} + \frac{2}{3} \sin^2 \frac{\varphi}{2} \right] - N |\dot{I}_2|^2 [\sin(\theta - \varphi) - \sin \varphi] = \frac{W_{2B}}{s} + [W_B - W_{B-C}]$$

$$T_C = 3 \frac{r_1}{s} |\dot{I}_2|^2 \left[\frac{2}{3} \sin^2 \frac{\theta}{2} + \frac{2}{3} \sin^2 \frac{\varphi - \theta}{2} \right] - N |\dot{I}_2|^2 [-\sin \theta + \sin(\varphi - \theta)] = \frac{W_{2C}}{s} + [W_C + W_{B-C}]$$

とし、 $W_A = W_B + W_C$ とおけば図4.1に示すような3 台の電動機の間には電力の授受関係が成立する。すなわち図4.1でみられる

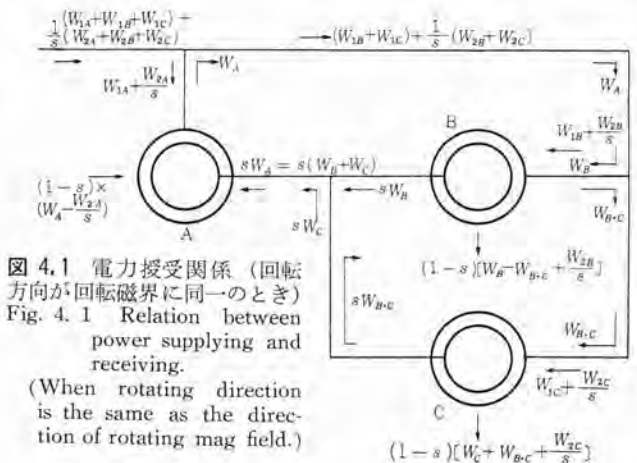


図4.1 電力授受関係（回転方向が回転磁界に同一のとき）
Fig. 4.1 Relation between power supplying and receiving.

(When rotating direction is the same as the direction of rotating mag field.)

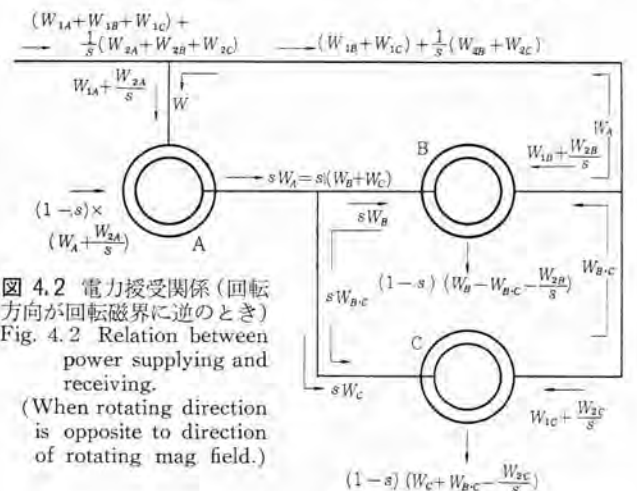


図4.2 電力授受関係（回転方向が回転磁界に逆のとき）
Fig. 4.2 Relation between power supplying and receiving.

(When rotating direction is opposite to direction of rotating mag field.)

ように、同期化力成分は、A機からB機の間に貫流する W_B 成分とA機とC機との間に貫流する W_C 成分のほかにB機とC機との偏角の差によって生ずる W_{B-C} 成分がB機とC機との間に貫流する。しかし、A機においては一次側からA機としての電動機トルク分 W_A/s と一次損失分 W_{1A} との和が入力としてはいい、外部からは T_A で与えられるように $(W_A/s - W_{1A})(1-s)$ なる入力はいはいることになる。

B機においては、一次側から電動機トルク分 W_{2B}/s と一次損失分 W_{1B} との和がいはい、外部出力として T_B なる $(W_{2B}/s + W_B - W_{B-C})(1-s)$ を放出し、C機においても一次側からC機の電動機トルク分 W_{2C}/s と一次損失分 W_{1C} とがいはい、外部へは T_C で示されるように $(W_{2C}/s + W_C + W_{B-C})(1-s)$ を放出することになる。したがって、同期化トルク分は、3台の電動機の一次側および二次側を図に示すように貫流し、一次側全入力としては3台の電動機の電動機トルク分と一次損失分のみ供給されることになる。したがって、図4.1のような電力授受関係が成立する。 $\varphi = \theta$ のときは $W_{B-C} = 0$ となり、B機C機との間の電力授受がなくなることは明らかで、この場合は式(3.10)で示すように最も簡単な関係を構成することになる。そしてA機からの同期化力は二分されてB機およびC機から外部へ発生することになる。

回転方向が回転磁界と逆の場合は、同期化トルクの符号が逆になるため、電力授受関係も図4.2のような関係で表わされることになる。一般の使用状態では θ, φ は小さく、同期化トルク分のみが伝達され、一次入力としては、一次損失分のみがいはいのものと考えてさしつかえない。

5. 製作実例

以上の理論に基づき、工作機の主軸と送り機構および材料洗浄機構の3者の同期運転を行なうための3台同期運転装置を製作したので、その概要と試験結果ならびに計算結果との比較を次に述べる。製作機種としては主軸 80 W、4 P 送り機構 75 W、4 P お

表 5.1 $\varphi = \theta$ のときの特性

φ	T_A		I_{A0}		$T_B = T_C$		$I_{B0} = I_{C0}$	
	計算値	試験値	設計値	試験値	設計値	試験値	設計値	試験値
0	0	0	1.325	1.4	0	0	1.325	1.3
5	-0.102		0.938	1.1	0.052		1.07	1.23
10	-0.201	-0.14	1.0	2.3	0.105	0.113	1.05	1.0
15	-0.305		1.45		0.158		1.11	
20	-0.398	-0.315	2.05	3.6	0.215	0.225	1.32	1.28
30	-0.555	-0.463	3.47	4.9	0.313	0.35	1.95	1.7
40		-0.617		6.2		0.45		2.32
45	-0.757		5.34		0.457		3.05	
60	-0.888	-0.645	7.30	8.4	0.578	0.613	4.15	3.48
80		-0.785				0.85		4.97
90	-0.914		10.78		0.730		6.2	
120	-0.620		13.50		0.712		7.8	
150	-0.091		16.20		0.545		9.3	
180	0.537		21.0		0.269		12.3	

表 5.2 $\theta = 10^\circ$ 進めたときの特性 ($\varphi - \theta = 10^\circ$)

φ	T_A		I_A		T_B		I_B		T_C		I_C		θ
	計算値	試験値	計算値	試験値	計算値	試験値	計算値	試験値	設計値	試験値	計算値	試験値	
0	0.10658		1.890		0.1074		1.890		-0.19685		0.995		-10
5	-0.10095	0	1.310	2.4	0.1651		2.19		-0.1484		0.89		-5
10	-0.09842		0.846		0.2131		2.5	1.0	-0.0979		0.905	1.4	0
15	-0.1938	-0.168	0.97	2.5	0.2692		2.87		-0.05		1.02		5
20	-0.2847	-0.336	1.420	3.7	0.3253		2.96	1.372	0.00815		1.24	1.35	10
30	-0.4458	-0.420	2.67	4.9	0.402		3.32	2.05	0.1198		1.78	1.2	20
40								2.63				1.4	30
45	-0.632	-0.560	4.70	6.4	0.604		4.70		0.4937		2.63		35
50								3.25				1.8	40
60	-0.736	-0.630	6.64	8.6	0.753		5.53		0.6545		3.51		50
70								4.55				3.1	60
90	-0.681		10.3		0.967		6.85		0.908		5.12		80
120	-0.302		12.9		1.021		7.71		1.022		6.4		110
150	0.0293		16.0		0.903		8.05		0.963		7.25		140
180	0.9675		19.6		0.6926		8.22		0.742		7.65		170

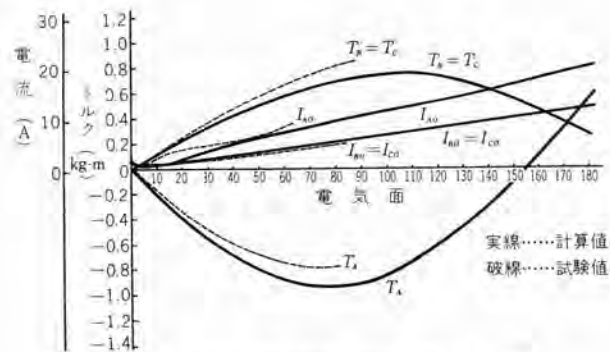


図 5.1 偏角-トルク特性 $s=1$ $\varphi=\theta$ の場合
Fig. 5.1 Deflection torque characteristic, When $s=1$ $\varphi=\theta$

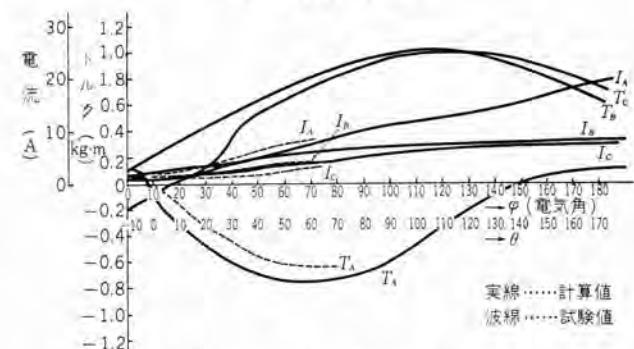


図 5.2 偏角-トルク特性 $s=1$ $\varphi-\theta=10^\circ$ のとき
Fig. 5.2 Deflection torque characteristic, When $s=1$ $\varphi-\theta=10^\circ$

よび材料洗浄機構 5 W 4 P の 3 台である。設計上回路定数を同一にするのが便利と考え、同一の設計のものを使用した。したがってそれぞれの出力は偏角の差のみで与えられることになるわけである。

仕様は、いずれも SB-A 形の防滴保護形で 200 V 60 c/s、500 rpm 前後で運転されるものである。これらは 80 W 機に対し、75 W 機は偏角 13° で、5 W 機は偏角 7° (いずれも電気角) で 500 rpm で定格出力がでるよう設計されたものである。

理論と実験結果と比較するため $s=1$ において $\varphi=\theta$ の場合と θ を 10° と一定に保って、 φ のみを変化させた場合の 2 種について比較した結果をまとめた。これらは表 5.1, 5.2, および図 5.1, 5.2 に示されている。

試験の方法は 3 台をそれぞれダイモメータに直結し、そのうちの 2 台を拘束し、残り 1 台の偏角をいろいろ変化して行なったものである。 $\varphi=\theta$ の場合は、2 台のセルシンドライブによく似た形状を示すが $\varphi \neq \theta$ の場合は異なった特性をもつことが明らかに認められている。これは $\varphi \neq \theta$ の場合に生ずる B 機と C 機との間の電力授受の発生のため現象が複雑になるものと解釈される。

なお $\theta \neq \varphi$ の場合 T_B, T_C については試験の都合により実測データが得られていない。

φ と θ との差が大きいほど最大トルクは低下し、その位置は電気角の進む方向に移動するような傾向がみられる。

6. 多重並列セルシン

従来から 2 台のセルシン電動機については、2, 3 の文献がみられるが、発信機 1 台に対して受信機 2 台以上のものについてはいまだにその解析の例をみなかった。今回、発信機

1 台に対し、受信機 2 台のものについて、その解析および試験結果について紹介したが、受信機が 2 台のみにとどまらず n 台に拡張した場合について考察してみる。

すなわち、二次側共通の条件から等価回路を図 3.1 に示すものより拡張して考えれば、インピーダンス行列 $[Z]$ は、次のように変化することが帰納法的に予測できよう。

ただし、受信機、発信機等回路定数は同一とする。

(1) 1:1 の場合

$$[Z] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 \\ \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & -\dot{Z}_m & 0 & 0 \\ -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & \dot{Z}_m \\ 0 & 0 & \dot{Z}_m & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m \end{bmatrix}$$

(2) 1:2 の場合

$$[Z] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 \\ \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & -\dot{Z}_m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m & 0 \\ -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m \\ 0 & 0 & \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m \end{bmatrix}$$

(3) 1:3 の場合

$$[Z] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & -\dot{Z}_m & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m & 0 & 0 & 0 \\ -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m & 0 & 0 \\ -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & 0 & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_m \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m \end{bmatrix}$$

(4) 1:n の場合

$$[Z] = \begin{bmatrix} A_0 & A_{10} & B_{10} & C_{10} & \dots & n_{10} & B_0 & C_0 & n_0 \\ A_{10} & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & -\dot{Z}_m & 0 & \dots & -1 & 0 & 0 & 0 \\ B_{10} & -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & \dots & 0 & \dot{Z}_m & 0 & 0 \\ C_{10} & -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & \dots & 0 & \dot{Z}_m & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ n_{10} & -\dot{Z}_m & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & \dots & 0 & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 & 0 \\ B_0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \dot{Z}_m & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m & 0 \\ C_0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dot{Z}_1 + \dot{Z}_m & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ n_0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dot{Z}_0 + \dot{Z}_m \end{bmatrix}$$

したがって、発信機に対する受信機の偏角を $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ というようにおけば、各電流値は、次の関係式で与えられることが、帰納的に実証できよう。

すなわち、A 機については、

$$i_A = \frac{(n+1)[(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_m) - \dot{Z}_m^2] + \dot{Z}_m^2[(1-\varepsilon^{\varphi_1}) + (1-\varepsilon^{\varphi_2}) + \dots + (1-\varepsilon^{\varphi_n})]}{(n+1)\dot{Z}_m(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)} i_2$$

$$i_{A1} = \frac{(1-\varepsilon^{\varphi_1}) + (1-\varepsilon^{\varphi_2}) + \dots + (1-\varepsilon^{\varphi_n})}{(n+1)} i_2$$

$$i_2 = \frac{\dot{Z}_m \dot{V}_0}{(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_m) - \dot{Z}_m^2}$$

ここで n は受信機の総数である。

同様に n_1 機については

$$i_{n1} = \frac{(n+1)[(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_m) - \dot{Z}_m^2] + \dot{Z}_m^2[(1-\varepsilon^{\varphi_1-\varphi_{n1}}) + (1-\varepsilon^{\varphi_2-\varphi_{n1}}) + \dots]}{(n+1)\dot{Z}_m(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)} i_2$$

$$\dots + (1-\varepsilon^{\varphi_{n-1}-\varphi_{n1}}) + (1-\varepsilon^{\varphi_n-\varphi_{n1}})] i_2$$

$$i_{n1} = \frac{(1-\varepsilon^{\varphi_1-\varphi_{n1}}) + (1-\varepsilon^{\varphi_2-\varphi_{n1}}) + \dots + (1-\varepsilon^{\varphi_{n-1}-\varphi_{n1}}) + (1-\varepsilon^{\varphi_n-\varphi_{n1}})}{(n+1)} i_2$$

同様に n_n 機については

$$i_{nn} = \frac{(n+1)[(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_m) - \dot{Z}_m^2] + \dot{Z}_m^2[(1-\varepsilon^{\varphi_1-\varphi_n}) + (1-\varepsilon^{\varphi_2-\varphi_n}) + \dots]}{(n+1)\dot{Z}_m(\dot{Z}_0 + \dot{Z}_m)} i_2$$

$$i_{nn} = \frac{(1-\varepsilon^{\varphi_1-\varphi_n}) + (1-\varepsilon^{\varphi_2-\varphi_n}) + \dots + (1-\varepsilon^{\varphi_{n-1}-\varphi_n}) + (1-\varepsilon^{\varphi_n-\varphi_n})}{(n+1)} i_2$$

で与えられることになる。

したがって、同期ワットで表わしたトルクは

$$T_A = 3 \frac{r_1}{s} |I_2|^2 \frac{n}{n+1} \left[\sin^2 \frac{\varphi_1}{2} + \sin^2 \frac{\varphi_2}{2} + \dots + \sin^2 \frac{\varphi_n}{2} \right] - N |I_2|^2 [\sin \varphi_1 + \sin \varphi_2 + \sin \varphi_3 + \dots + \sin \varphi_n]$$

$$T_{n1} = 3 \frac{r_1}{s} |I_2|^2 \frac{n}{n+1} \left[\sin^2 \frac{\varphi_1}{2} \sin^2 \frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2} + \dots + \sin^2 \frac{\varphi_n - \varphi_1}{2} \right] - N |I_2|^2 [-\sin \varphi_1 + \sin(\varphi_2 - \varphi_1) + \sin(\varphi_3 - \varphi_1) + \dots + \sin(\varphi_n - \varphi_1)]$$

$$T_{nn} = 3 \frac{r_1}{s} |I_2|^2 \frac{n}{n+1} \left[\sin^2 \frac{\varphi_1 - \varphi_n}{2} + \sin^2 \frac{\varphi_2 - \varphi_n}{2} + \dots + \sin^2 \frac{\varphi_{n-1} - \varphi_n}{2} + \sin^2 \frac{\varphi_n}{2} \right] - N |I_2|^2 [\sin(\varphi_1 - \varphi_n) + \sin(\varphi_2 - \varphi_n) + \dots + \sin(\varphi_{n-1} - \varphi_n) - \sin \varphi_n]$$

で与えられることも実証できよう。

もし、 $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi_3 = \dots = \varphi_n$ であれば

$$T_A = 3 \frac{r_1}{s} |I_2|^2 \frac{n}{n+1} \left[\sin^2 \frac{\varphi_1}{2} + \sin^2 \frac{\varphi_2}{2} + \dots + \sin^2 \frac{\varphi_n}{2} \right] - N |I_2|^2 [\sin \varphi_1 + \sin \varphi_2 + \dots + \sin \varphi_n]$$

$$T_{n1} = 3 \frac{r_1}{s} |I_2|^2 \frac{n}{n+1} \sin^2 \frac{\varphi_1}{2} + N |I_2|^2 \sin \varphi_1$$

$$T_{nn} = 3 \frac{r_1}{s} |I_2|^2 \frac{n}{n+1} \sin^2 \frac{\varphi_n}{2} + N |I_2|^2 \sin \varphi_n$$

となる。

ここで $N = \frac{3[r_0(x_1 + x_m) + x_1(x_0 + x_m) + x_0 x_m(x_0 + x_m)]}{(n+1)(r_0^2 + (x_0 + x_m)^2)}$

である。

この場合も回転方向が回転磁界と逆の場合は偏角の符号を変化することにより求まることは明らかである。

7. む す び

以上 3 台の電動機のセルフ同期運転の理論的考察と実験結果について述べた。一般に受信機の数が増える場合、受信機相互間の現象のため解析が非常にめんどうになり、実験する場合も組み合わせの多様性の問題、トルク測定などにおける問題点のため十分な検討ができなかったが、一応 2 台の受信機をもつ場合の解析について指針を与えたものと考えている。

なお受信機の数が増大された場合についても、帰納的考察により述べたが、将来、この種の多数同期運転装置の解析の参考になれば幸いである。

3 台の場合の運転方法も、2 台の場合と同様、単相投入、位相合わせ、三相投入、運転開始の順序を繰り返して行なうことはいうまでもない。この場合、当然、単相運転特性について、考察する必要があると考えられるが、ここでは一応定常の三相運転特性のみにとどめ、2 台の場合を含めて、一般の多数電動機の並列同期運転を行なう場合の単相特性については、別の機会を利用して研究してゆきたい。また過渡現象および急激な負荷の変動、その他による過渡的な問題の検討についても、別の機会を利用して研究してゆきたいと考えている。

参 考 文 献

- (1) 渡辺・大内：三相誘導電動機の並列同期運転，電学誌 p. 750 (昭 6)
- (2) L. M. Nowacki: Induction Motor as selsyn Drive. AIEE p. 843 (1933)
- (3) 誘導機 (電気学会発行)

誘導電動機における漂遊負荷損

八木 勝*・梶谷 定之*

Stray Load Losses in Induction Motors

Nagoya Works

Masaru YAGI・Sadayuki KAJITANI

Principal causes producing stray load losses in induction motors have been analyzed and studied individually. The problems involved are very complicated and not easy to look into. Many experiments, combined with experiences, however, are found helpful in developing the processes of solution one by one. Particularly from the standpoint of the motor manufacturers, practical conditions have been fully taken into account in working out more realistic and effective solution so that building of highly efficient motors become feasible by effort. This article introduces a part of these results and describes the Company's view on the main causes of the problems and the countermeasures toward them.

1. ま え が き

誘導電動機の特長向上のためには漂遊負荷損の究明が重要である。とくに電動機の小型化が活発に推進されている最近のすう勢では、単位容積あたりの出力を増大させるため、むだな損失—漂遊負荷損—の改善がいっそう重要な課題となってくる。

もちろん漂遊負荷損の研究は、これまで先人によって幾度か取り上げられすでに数多くの有用な文献、資料も見られるのであるが、この問題には余りに多くの複雑な要素が含まれているためただちに核心をつかんで簡明に解き明かすことが至難のようである。いろいろの角度から究明のメスを加えられ部分的には貴重な結果が少なくないが、それが一般に製作されている誘導電動機にあってどのような意義をもつものであるか、とくに定量的な関係を明かすことに乏しいように思う。また解明のためにあらかじめ想定された条件が実際の設計、製作におけるものと距たっているときはその価値が減殺されたものとなる。

われわれメカは、実際に機器を設計、製作して行く上にこの問題に対し最も現実的で有効な解決法を見出さなければならない。しかも最近の電動機製作技術は日進月歩であり、その変化から漂遊負荷損発生状態も固定しているわけではない。

その意味でわれわれは漂遊負荷損の各種発生要因を理論的に究明の上整理し、常にその主因の追求と処理に应变できるようつとめているのであるが、今あらためてこの問題を取り上げ、われわれの経験と実験結果の2〜3をご紹介します。諸賢のご批判をいただければ幸いです。

2. 漂遊負荷損の発生要因

誘導電動機における漂遊負荷損の発生要因を図示すれば図2.1のようになると考えられる。

いわゆる漂遊負荷損は基本波の正常ルートによって発生する鉄損、銅損および風損、摩擦損以外の付加的損失であるが、図のように考えられる要因は非常に多い。これを大別して固定子側の付加的銅損と付加的鉄損、回転子側の付加的銅損と付加的鉄損に分けて考察することができる。

2.1 固定子側の付加損

まず電源歪波形による高調波電流による付加銅損(ルート①)が考えられるが、これは電動機固有のものでなく電源波形を十分注

意することにより防ぐことができる。次にミツ漏れ磁束による表皮効果が生じて巻線の抵抗増大を起こすため一次銅損が直流抵抗値で求めた値よりも増大する場合(ルート②)と、コイルエンドにファンガイド、ブラケットなどの金属構造物が近接し、つまり漏れ回路を磁束が走ってウズ電流損を発生する場合(ルート②')が考えられる。これらは直接回転子の影響なく発生するものであるから実験的にも回転子を除去した状態で入力と固定子 I^2R 損(電流と直流抵抗値の積)を求めるときその差異として容易に測定することができる。われわれの検討結果ではこれらは通常全漂遊負荷損の5〜10%を占め大きな要因とはならないが、異常に金属構造物がコイルエンドに近接したものでは約50%を占めた例もあり注意は肝要である。

固定子に生ずる付加的鉄損としては、回転子からの高調波磁束、パーマンス空ゲキ高調波磁束によるものが主成分となり(ルート③、④)、またこれらの一部は固定子に高調波電流を発生させて付加的銅損をもたらす。この現象についてはすでに文献⁽¹⁾⁽²⁾にも示されているところであり漂遊負荷損の重要部分として考える必要がある。

2.2 回転子側の付加損

固定子側は誘導電動機設計上比較的限定された条件が多くその付加損の変動も比較的少いようであるが、回転子側は設計、工作状态により付加損の状況も大いに変わってくるので注意を払う必要がある。鉄損にしても、銅損にしてもまず回転子の付加的損失としては空ゲキ中に発生する空ゲキ高調波磁束がその重要な役割

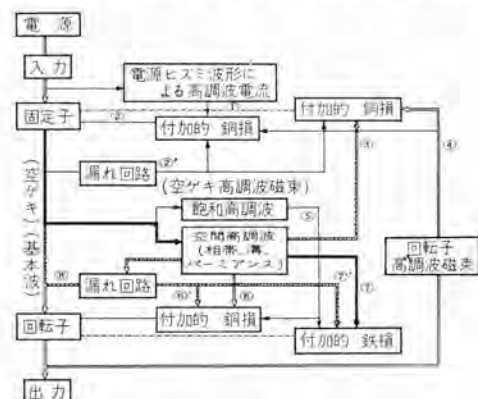


図 2.1 漂遊負荷損の発生要因
Fig. 2.1 Cause of producing stray load losses.

を占めている。

空 げ 高調波磁束は大別して飽和高調波と空間高調波となり、飽和高調波は鉄心磁路の飽和により磁束が ヒズミ 高調波成分を含むもので、これよりは次に述べる空間高調波成分が重視されなければならない。空間高調波発生の原因は、巻線配置に基づく相帯高調波、有限個のミジに起磁力が分布されていることから生ずる ミジ 高調波、固定子、回転子の ミジ によって生ずる空 げパリアンスの変化による パリアンス 高調波があげられる。

これらは回転子導体に働いて回転子導体中に高調波電流を流し基本波の銅損に付加されるべき銅損を発生し、その上通常の運転速度においては漂遊 トルク が出力を減殺する損失分として働く。(ルート ⑥)。あるいは回転子鉄心またはその表面に作用し高調波ウズ鉄損を発生する(ルート ⑦)。しかもこれらは回転子の形状、ミジ数、スキューなど設計的な要素の他に製作状態により(とくにアルミダイカスト 回転子において)その影響が大いに拡大されることが多い。この意味を図の漏れ回路を通る ルート ⑥', ⑦' で示した。以上各発生要素について詳細に分析し主因を追求することはきわめて有意義であるが、理論的にある程度の推察を加え得ても実験的に各 ルート 別発生損失を完全に分離することはきわめて困難である。また一つの電動機における分析結果が他の電動機にそのままあてはまるとはいえない。

そこでわれわれは日頃電動機を設計、製作する上で最も多く遭遇する現象をとらえて追求しこれら数多くの検討結果から主因を明らかにして行くのが有効な手段と考えるのであるが、ここではこういった意味から今までの経験および実験に対して検討した結果を報告しご参考に供する次第である。資料としては足らないところも多いがこれによって漂遊負荷損の発生主因は一般に上記ルート ①~⑦' までのいずれであるか推定できれば幸いと思うのである。

3. 空間高調波による回転子の付加的銅損

3.1 高調波磁束による回転子高調波電流⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾

高調波磁束による回転子高調波電流を求めるための等価回路は図 3.1 のように考える。(二次側に換算)

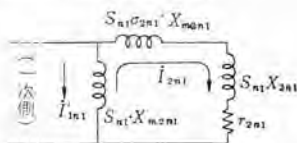


図 3.1 誘導電動機二次側の等価回路
Fig. 3.1 Equivalent circuit on the secondary side of induction motor.

この等価回路では $|I_{2n1}| = \frac{S_{n1} \cdot X_{m2n1}}{\sqrt{\gamma_{2n1}^2 + S_{n1}^2 \cdot X_{L2n1}^2}} |I_{1n1}| \dots (3.1)$

ただし S_{n1} : n_1 高調波に対する固転子のスベリ

$$= \{(1-n_1)(1-S)\} \dots (3.2)$$

γ_{2n1} : 導棒 1 本あたりの n_1 高調波に対する抵抗

= 導棒部分 + エンドリング 部分

$$= \gamma_{bn1} + \frac{\gamma_{en1}}{2 \sin^2 \left(\frac{P n_1 \pi}{Q_2} \right)} \dots (3.3)$$

Q_2 : 二次ミジ数 P : 極対数

X_{L2n1} : n_1 高調波における回転子の全リアクタンス

= 回転子主リアクタンス + (差動 + ミジ + エンド) 漏れリアクタンス

$$= X_{m2n1} + \sigma_{2n1} \cdot X_{m2n1} + X_{bn1} + \frac{X_{en1}}{2 \sin^2 \left(\frac{P n_1 \pi}{Q} \right)} \dots (3.4)$$

$$= (1 + \sigma_{2n1}) X_{m2n1} + X_{2n1}$$

$$\text{ところで } (1 + \sigma_{2n1}) X_{m2n1} = \frac{\omega \cdot 0.4 \pi \cdot P \cdot l \cdot \tau \times 10^{-8}}{2 Q_2 \cdot \delta \cdot k_s} \cdot \frac{1}{\sin^2 \left(\frac{P n_1 \pi}{Q_2} \right)} \quad (3.5)$$

I_{1n1} : 二次側に換算した n_1 次高調波一次電流 (実効値)

$$I_{1n1} = \frac{m_1 N_1 \cdot k_{dn1} \cdot k_{pn1}}{Q_2 \cdot \eta_{2n1}} \cdot I_1 \text{ (A)} \dots (3.6)$$

したがって固定子第 n_1 次高調波により回転子導棒に誘起され

$$\text{る起電力 } E_{2n1} \text{ は } E_{2n1} = S_{n1} \cdot X_{m2n1} \cdot \frac{m_1 N_1 k_{dn1} k_{pn1}}{Q_1 \eta_{2n1}} \cdot I_1 \dots (3.7)$$

$$\text{一方 } E_{2n1} = \frac{l \cdot \tau \cdot S_{n1} \cdot \omega}{n_1 \pi} \cdot B_{n1} \cdot \eta_{2n1} \cdot I_1 \dots (3.8)$$

B_{n1} : 1 アンペアの固定子電流を流したときの第 n_1 次高調波磁束密度

$$B_{n1} = \frac{0.4 \pi}{g \cdot k_s} \cdot \frac{m_1 N_1 \cdot k_{dn1} \cdot k_{pn1}}{2 p n_1 \pi} \text{ (G)} \dots (3.9)$$

$$\therefore E_{2n1} = \frac{l \cdot \tau \cdot S_{n1} \cdot \omega}{n_1 \pi} \cdot \frac{0.4 \pi}{p \cdot g \cdot k_s} \cdot \frac{m_1 N_1 \cdot k_{dn1} \cdot k_{pn1}}{2 p \cdot n_1 \pi} \cdot \eta_{2n1} \cdot I_1 \dots (3.10)$$

式 (3.7) = 式 (3.10) とおいて X_{m2n1} を求めると

$$X_{m2n1} = \frac{\omega \cdot 0.4 \pi \cdot l \cdot \tau \cdot Q_2 \cdot \eta_{2n1}^2}{2 n_1^2 \cdot \pi^2 \cdot g \cdot k_s \cdot p} \times 10^{-8} \text{ (}\Omega\text{)} \dots (3.11)$$

式 (3.5) と式 (3.11) より

$$\frac{X_{m2n1}}{(1 + \sigma_{2n1}) X_{m2n1}} = \frac{1}{(1 + \sigma_{2n1})} = \frac{\sin^2 \left(\frac{P n_1 \pi}{Q_2} \right)}{\frac{P^2 n_1^2 \pi^2}{Q_2^2} \cdot \eta_{2n1}^2} = \xi_{2n1}^2 \cdot \eta_{2n1}^2 \dots (3.12)$$

$$\text{ただし } \xi_{2n1}^2 = \frac{\sin^2 \left(\frac{P n_1 \pi}{Q_2} \right)}{\left(\frac{P n_1 \pi}{Q_2} \right)^2} \dots (3.13)$$

とおいた。

この ξ_{2n1}^2 は回転子結合係数とも称せられるもので固定子高調波磁束による回転子高調波電流への影響を端的に示すものである。 ξ_{2n1}^2 は回転子ミジ数 Q_2 によって図 3.2 のようにその値が大きく異なってくる。一般に回転子ミジ数 Q_2 は固定子ミジ高調波、すなわち $n_1 = \frac{Q_1}{P} \pm 1$ に対し (Q_1 = 固定子ミジ数) $Q_2 > 1.25 Q_1$ となると比較的大きな値を示すことになる。たとえば磁気騒音の問題などで、固定子ミジ高調波による回転子高調波電流の抑制を考えるとき回転子ミジ数のあり方もここから十分考えられる。

さらに高次高調波成分において一般に

$$\gamma_{2n1} \ll S_{n1} \cdot X_{L2n1} \text{ また } X_{L2n1} \text{ において } X_{2n1} \ll (1 + \sigma_{2n1}) X_{m2n1}$$

$$\therefore X_{L2n1} \doteq (1 + \sigma_{2n1}) X_{m2n1}$$

$$\therefore \sqrt{\gamma_{2n1}^2 + S_{n1}^2 \cdot X_{L2n1}^2} \doteq (1 + \sigma_{2n1}) X_{m2n1} \dots (3.14)$$

とすることができる。

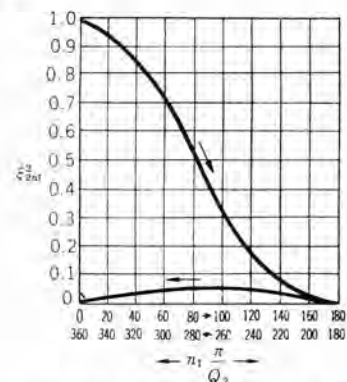


図 3.2 回転子結合係数 ξ_{2n1}^2
Fig. 3.2 Rotor coupling factor.

$$\begin{aligned} \text{ゆえに } I_{2n_1} &= \frac{1}{1 + \sigma_{2n_1}} \cdot I_{2n_1}' = \xi_{2n_1}^2 \cdot \eta_{2n_1}^2 \cdot I_{1n_1}' \\ &= \xi_{2n_1}^2 \cdot \eta_{2n_1}^2 \cdot \frac{m_1 N_1 \cdot k_{dn_1}^2 \cdot k_{pn_1}}{Q_2} \cdot I_1 \dots\dots\dots (3.15) \end{aligned}$$

文中説明のあるものを除く上述の記号は下記のとおりである。

- g : 有効空ゲキ長 (cm)
- k_s : 飽和係数 (Total AT)/(空ゲキ部の AT)
- l : 鉄心積幅 (cm) m_1 : 固定子相数
- N_1 : 固定子直列導体数
- k_{dn_1} : n_1 高調波に対する分布係数
- k_{pn_1} : n_1 高調波に対する短節係数
- η_{2n_1} : n_1 高調波に対するスキュー係数
- τ : 極間隔 (cm)
- ω : 基本波磁束の角速度 (rad/sec)

3.2 回転子導体中の付加的銅損

$$W_{cu2-n_1} = I_{2n_1}^2 \cdot Q_2 \cdot \gamma_{ln_1} \dots\dots\dots (3.16)$$

γ_{ln_1} : 回転子導棒1本の抵抗であるが表皮効果を考える。
また導棒に比べてエンドリング抵抗は小さいので無視する。

3.3 高調波成分による漂遊トルク損失分

上記回転子高調波電流による純然たる $I^2 R$ 損の他に同次の固定子高調波磁束と働いて発生する漂遊トルク成分も損失分として考慮に入れる必要がある。この漂遊トルクは起動および加速時では基本波出力に増減されるものであるが、通常運転時には出力トルクを減殺するブレーキングトルクになるので、一種の回転子の付加的銅損として考えることができる。これは

$$P_{n_1} = W_{cu2n_1} \times \frac{(1 - S_{n_1})}{S_{n_1}} \text{ (W)} \dots\dots\dots (3.17)$$

として算出できる。

3.4 実験結果

(1) 30 kW 4 P, 200 V 50/60 c/s, $Q_1/Q_2=48/58$ 2重カゴ形回転子(銅導棒, エンドリング), 1.2 回転子スロットピッチスキューについて実験結果を示すと表3.1のごとくなる。表3.1の高調波電流は式(3.15)の近似計算によったが、基本波分と第5高調波分は近似計算によらない結果をも()に併記した。

○高調波電流による回転子の銅損

表3.1からわかるように I_{2n_1} としては、第5, 7, 13 高調波のみを考え、第17次以降は省略できる。また第5高調波は通常計算の結果を採用し、第7次以降は近似計算でも大差がない。

式(3.16)より $W_{5th}=11.6 \text{ W}$ $W_{11th}=26.3 \text{ W}$

$W_{7th}=7.6 \text{ W}$ $W_{13th}=12.0 \text{ W}$ / 合計 57.5 W

これは基本波二次銅損として求めた $W_{cu2}=548 \text{ W}$ の 10.5 %にあたる。

表 3.1 回転子高調波電流 (30 kW 4 P 200 V 50 c/s 計算値)

n_1	s_{n_1}	k_{dn_1}	k_{pn_1}	η_{2n_1}	$\xi_{2n_1}^2$	$\frac{P_{n_1} \pi}{Q_2}$	$\sin\left(\frac{P_{n_1} \pi}{Q_2}\right)$	I_{2n_1} (A)
1	0.02	0.958	0.966	0.996	0.985	0.108	0.0115	568(537)*
5	5.9	0.205	0.259	0.930	0.905	0.542	0.265	27.7(24.3)*
7	-5.85	-0.158	-0.259	0.837	0.823	0.759	0.473	19.6
11	11.75	0.126	-0.966	0.670	0.605	1.19	0.860	30.9
13	-11.72	0.126	-0.966	0.563	0.492	1.41	0.975	21.1
17	17.65	0.158	-0.259	0.323	0.275	1.84	0.930	2.5
19	-17.60	0.205	0.259	0.212	0.184	2.06	0.780	1.3
23	23.5	0.958	0.966	0.011	0.0583	2.49	0.362	0.37
25	-23.5	0.958	0.966	-0.072	0.0244	2.71	0.179	1.0

* 精密計算

○高調波成分による漂遊トルク損失分

式(3.17)を用いて $P_{7th}=-11.3 \text{ W}$ $P_{11th}=-24.1 \text{ W}$

$P_{13th}=-8.9 \text{ W}$ $P_{23th}=-13.0 \text{ W}$

/ 合計 -57.3 W

この分が出力から差し引かれる。

○高調波による2次全付加銅損は、上記の結果を合わせて

$W=114.8 \text{ W}$ となる

これに対し、逆転法を用いてこの電動機の漂遊負荷損を実測したところ、全負荷電流に対して 680 W となった。図3.3参照。したがってこの回転子高調波電流による付加銅損は全漂遊負荷損の約 17% でその主因とは考えられない。このことは次の実験結果からも容易に考察される。

(2) 前記と同じ 30 kW 4 P 200 V 50/60 c/s 2重カゴ形(ただしアルミ鋳込回転子)

$Q_1/Q_2=48/58$ についてスキュー 1.25 ロータスロットピッチのものとスキューなしのものについて漂遊負荷損を比較した結果次のようになった。この場合スキューなしでは $\eta_{2n_1}=1$ となるから高調波電流は表3.2のように増大し付加銅損も増加する。計算結果ではスキューなしの場合はスキュー 1.25, ロータスロットピッチ有りの場合の約2倍となり 178 W の増加を示すが実測した漂遊負荷損は図3.4のとおりスキュー 1.25=1,220 W, スキューなし=980 W と逆にスキューなしのほうが著しく減少している。

おのおのについて回転子高調波電流の付加銅損と全漂遊負荷損の比率を求めるとスキュー 1.25 の場合約 15%, スキューなし約 36% となり、スキューを有する電動機ではこの損失の比率はさほど大きくなくむしろスキューによる別の要因がより大きな影響を与えるものと考えるべきであろう。

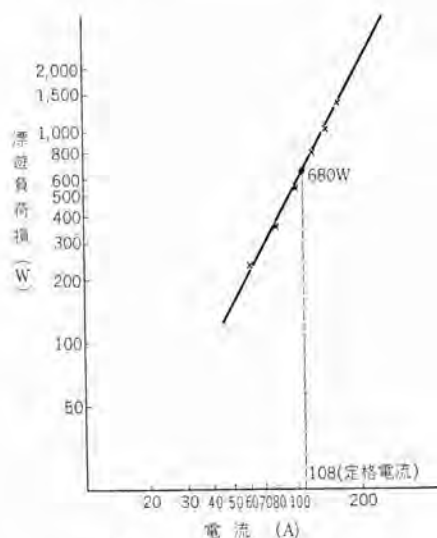


図 3.3 漂遊負荷損の実測結果
(30 kW 4 P 200 V 50 c/s 2重カゴ形)
Fig. 3.3 Measured result of stray load losses.

表 3.2 回転子スキューの有無と回転子高調波電流および銅損

n_1	スキュー 1.25 (ロータスロットピッチ)			スキュー なし		
	I_{2n_1} (A)	W_{cu2n_1} (W)	$-P_{n_1}$ (W)	I_{2n_1} (A)	W_{cu2n_1} (W)	$-P_{n_1}$ (W)
1	537			541		
5	24.3	17.5	12.0	25.8	19.7	13.7
7	19.6	11.2	13.0	23.4	15.9	18.6
11	30.9	39.5	36.1	46.1	87.7	80.0
13	21.1	18.0	20.1	37.5	57.0	63.0
合計付加的 銅損 (W)		177.3			355.6	

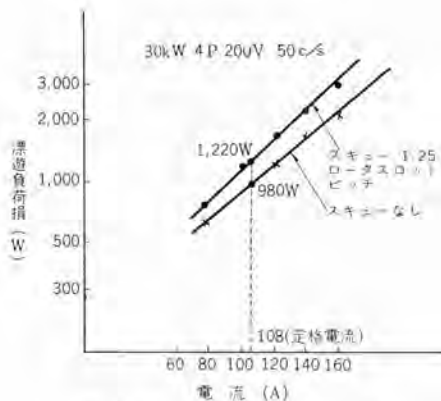


図 3.4 漂遊負荷損の実測結果
(回転子スキューの影響を示す)
Fig. 3.4 Measured result of stray load losses.
(showing the effect of rotor skew)

なお銅導体回転子からアルミ 鋳込回転子に変えることにより漂遊負荷損が著しく増大していることは注目すべきことで以下項を追って考察を進めたい。

4. 空間高調波による回転子の付加鉄損⁽¹⁾⁽⁶⁾

4.1 回転子がスキューなしの場合

この問題については藤野・山村氏らが考察されたところであり改めて深くを説明する意図はないが次項の説明とも関連するので簡単に付記す。

すなわち空ゲキ 磁束密度 B_{n1} の存在する空間に θ_{12} の空間角をもった回転子歯が存在するときは、この歯を通る高調波磁束の密度は図 4.1 において陰影を施した部分に相当し回転子歯の単位長さあたりの平均磁束密度を求めると式 (4.1) となる。

$$B_{n1/2} = \frac{1}{b_{12}} \int_{n_1\theta_0}^{n_1(\theta_0+\theta_{12})} B_{n1} \sin n_1\theta \cdot d\theta = \frac{2B_{n1}}{b_{12}} \sin\left(\frac{n_1\theta_{12}}{2}\right) \sin(n_1\theta_0 - \varphi) \quad (4.1)$$

ただし、 $\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{\sin n_1\theta_{12}}{1 - \cos n_1\theta_{12}}\right)$ b_{12} : 回転子歯幅

この中歯幅が $B_{n1/2}$ の絶対値に影響するのは $\sin\left(\frac{n_1\theta_{12}}{2}\right)$ の項でありウズ電流損は $B_{n1/2}^2$ に比例するから、 $\sin^2\left(\frac{n_1\theta_{12}}{2}\right)$ なる係数によって変化することがわかる。この中 n_1 は比較的高い周波数で鉄損値として大きな固定子ミジ高調波について考えれば固定子ミジ数 Q_1 に関係し、歯幅は Q_2 に関係する値であるから固定子ミジ数 Q_1 に対する回転子ミジ数 Q_2 の選定が回転子歯部における付加的鉄損(ウズ電流損)に大きな要素をもつことがわかる。この結果より一般に小さな回転子付加鉄損にするためには $Q_2 = (0.7 \sim 0.9)Q_1$ なる範囲が好ましいとされている。

回転子電流による空ゲキ高調波が固定子歯部に作用するウズ損失についても同様のことがいえるがここでは省略する。

以上のように固定子ミジ数 Q_1 に対する回転子ミジ数 Q_2 の選定は回転子歯における高調波鉄損の値に大きな要素をもつことが理論的に説明されるのであるが、これについてはさきの図 3.6 に示した $Q_2=58$ の回転子を $Q_2=40$ の回転子に変えて漂遊負荷損を実測したのが図 4.2 である。 $Q_2=58$ の場合の 1,220 W に対し $Q_2=40$ の場合は 1,000 W と 18% の減少を示している。この実験はたまたまスキューを有していたためスキューの因子が加味されるとしてもこのミジ数の変更による 220 W の損失減少は前記回

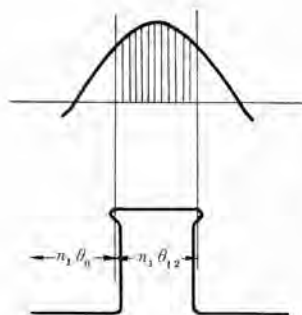


図 4.1 空ゲキ高調波磁束と回転子歯の関係
Fig. 4.1 Relation between air gap higher harmonics flux and rotor teeth.

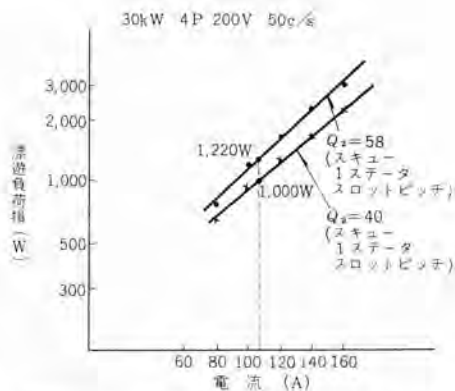


図 4.2 漂遊負荷損の実測結果(回転子ミジ数の影響を示す)
Fig. 4.2 Measured result of stray load losses
(showing the effect of the number of rotor slots).

転子高調波電流の付加的銅損によるものと説明することは無理で、高調波による付加的鉄損の影響が主因と見るのがやはりだとうと思われる。

負荷時の回転子・固定子の付加的鉄損を取り扱ったものとしては Alger 氏ら⁽²⁾は表面損として次式を示しているがここでは紹介に留める。

$$W_{SL1} = 2D_1L\left(\frac{I}{SL_0}\right)^2\left(\frac{Bg}{100}\right)^2C_{S1}\lambda_1 \quad (W) \quad (4.2)$$

$$W_{SL2} = 2D_1L\left(\frac{I}{SL_0}\right)^2\left(\frac{Bg}{100}\right)^2C_{S2}\lambda_2 \quad (W) \quad (4.3)$$

D_1 =空ゲキ直径 (in) L =鉄心積厚 (in)

Bg =空ゲキ平均磁束密度 (10^3 Maxwell/in²)

C_{S1}, C_{S2} =固定子および回転子表面損係数

($Bg=10^3$ Maxwell/in², スロット周波数における in³ あたりの損失ワット数)

s, r =固定子および回転子毎極のスロット数

λ_1, λ_2 =固定子および回転子のスロットピッチ (in)

I =負荷電流 (A) I_0 =無負荷電流 (A)

4.2 回転子がスキューされている場合⁽⁷⁾⁽⁸⁾

4.1 章で紹介したものには回転子スキューの要素が加味されていない。ところが一般に回転子はスキューすることが多く、またその影響がはなはだしい場合も多い。とくに空ゲキ高調波の多い電動機ではスキューによる影響は拡大されて表われる。たとえば固定子に開ミジを有する高圧電動機は、スキューによって著しく鉄損が増大しそのためにはなほだしく電動機の温度上昇を増大させるので十分な注意を必要とするのであるが、ここではこの問題を取りあげ考察して見たい。

固定子の開ミジによって生ずる脉動空ゲキ磁束密度は

$$B_{n1} \sin n_1\theta = \frac{\alpha_1 \cdot g \cdot Q_1}{2p\tau} \cdot B_g \cdot \sin n_1\theta \quad (4.4)$$

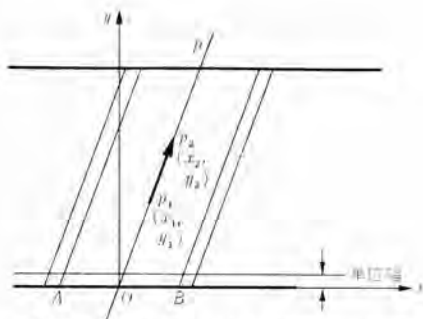


図 4.3 回転子における表面磁束の説明
Fig. 4.3 Surface flux of rotor.

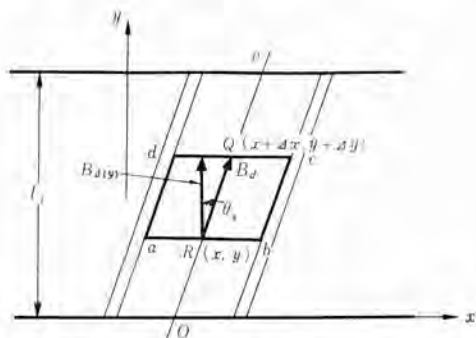


図 4.4 表面磁束によるウズ電流損の説明
Fig. 4.4 Eddy current loss due to surface flux.

$$\alpha_1 = \frac{(b_{s1}/g)^2}{5 + b_{s1}/g} \quad (4.5)$$

以下この項で使用する記号を説明すると

- α_1 : 脉動係数 g : 空け長
 b_{s1} : 固定子ミジ開口幅 B_g : 空け最大磁束密度
 P : 極対数 τ : 極間隔 θ_s : スキュー角 (電気角)
 b_{t2} : 回転子歯幅 $\theta_{t2} = \frac{\pi}{\tau} b_{t2}$ R : 回転子磁路のリラクタンス
 l_1 : 鉄心幅 γ : 回転子表面における単位長さの磁気抵抗
 k_e : ウズ電流損係数

図 4.1, 4.3 において y 方向に単位幅をもつ x 軸上の回転子歯 AB 間を通過する平均磁束密度 B_{n1t2} は式 (4.1) より求まるが、回転子歯表面 x 軸上の θ_x なる点の磁位は $(B_{n1t2})_{\theta_x} \cdot R$ で表わすことができる。図 4.2 の P_1P_2 間の磁位差 (起磁力差) は

$$H_{P_1P_2} = R \{ (B_{n1t2})_{\theta_{x1}} - (B_{n1t2})_{\theta_{x2}} \} \quad (4.5)$$

もしスキューがなければ P_1P_2 点について $x_1 = x_2$ となるから、 $H_{P_1P_2} = 0$ となり磁位差が生じないが、スキューがある場合 $x_1 \neq x_2$ 、 $\theta_{x1} \neq \theta_{x2}$ となり磁位差が生じこのため回転子の表面に近い鉄心部分に OP 方向に磁束が走りこれによって付加的鉄損を生ずるものと考えることができる。この付加的鉄損は次のようにして求まる。

$x = y \cdot \tan\left(\frac{\theta_s}{P}\right)$ の関係を用い磁位差 $H_{(x)}$ を y の関数で表わす

$$H_{(y)} = C_1 B_{n1} \cdot \sin\left(\frac{n_1 \theta_{t2}}{2}\right) \cdot \sin\left\{ n_1 \frac{\pi}{\tau} \cdot \tan\left(\frac{\theta_s}{P}\right) y - \varphi \right\} \quad (4.6)$$

$$\text{ただし } C_1 = \frac{2}{b_{t2}} \cdot R$$

図 4.4 において R 点 (x, y) における OP 方向の表面磁束密度

$$\text{の } y \text{ 軸分布は } Bd_{(y)} = \frac{dH_{(y)}}{\gamma \cdot dy} \cdot \cos\left(\frac{\theta_s}{P}\right) \quad (4.7)$$

この $Bd_{(y)}$ によって微小部分 $abcd$ に発生するウズ電流損は

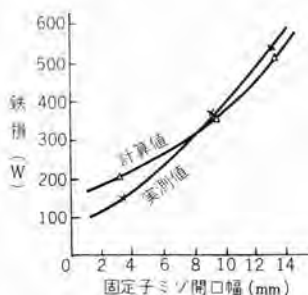


図 4.5 固定子ミジ開口幅と鉄損
(7.5 kW 2P 220 V 60 c/s)
Fig. 4.5 Slot width of stator and iron losses.

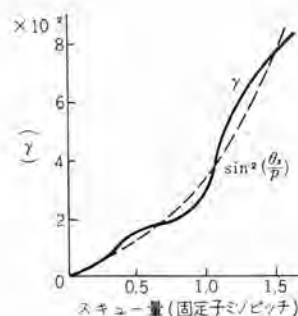


図 4.6 スキュー量と鉄損増加係数 (γ)
Fig. 4.6 Amount of skew and iron loss increasing factor (γ).

表 4.1 スキューによる無負荷鉄損の増加とミジ数組み合わせの関係

仕 様	Q_1/Q_2	スキュー (固定子 ミジピッチ)	鉄 損 (無 負 荷 時)				$\sin^2\left(\frac{n_1 \theta_{t2}}{2}\right)$
			合 計 ($W_t + W_p$)	基本波分 (W_t)	付加損失分 (W_p)	W_p の 増加比	
75 kW 6P	72/58	0	2,070	1,157	813	1.75	0.25~0.05
		1.0	2,580	"	1,423	1.23	
60 kW 6P	72/58	0	1,760	945	815	1.48	0.25~0.05
		1.0	2,140	"	1,195	1.26	
50 kW 6P	72/94	0	2,395	791	1,604	2.03	0.8~0.64
		1.0	3,756	"	2,965	3.75	

$$\Delta W_e = K_p \cdot Bd_{(y)}^2 \cdot \Delta y \cdot b_{t2} \quad (4.8)$$

したがって回転子鉄心表面における全損失 (ウズ電流損) は

$$W_e = Q_2 \int_0^{l_1} \Delta W_e dy = A_k \left\{ B_{n1} \sin\left(\frac{n_1 \theta_{t2}}{2}\right) \cdot \sin\left(\frac{\theta_s}{P}\right) n_1 \frac{\pi}{\tau} \right\}^2 \times l_1 \left\{ 1 + \frac{\sin n_1 \theta_s}{n_1 \theta_s} \cdot \cos 2(\varphi - \xi) \right\} \quad (4.9)$$

$$\text{ところで } A_k = \frac{K_p}{2} \left(\frac{C_1}{\gamma} \right)^2 b_{t2}^2, \quad 2\xi = \tan^{-1} \frac{(1 - \cos 2n_1 \cdot \theta_s)}{\sin 2n_1 \cdot \theta_s}$$

以上の結果より固定子開ミジによって回転子鉄心に生ずる損失は

- (1) 固定子ミジの開口幅と空け長について α_1 で影響を受け
- (2) 回転子のミジ数については $\sin^2\left(\frac{n_1 \theta_{t2}}{2}\right)$ に比例し
- (3) さらにスキューに対しては次のような関数 γ で鉄損が余分に増加する

$$\gamma = \sin^2\left(\frac{\theta_s}{P}\right) \left\{ 1 + \frac{\sin n_1 \cdot \theta_s}{n_1 \cdot \theta_s} \cos^2(\varphi - \xi) \right\}$$

とくに固定子に開ミジを有する電動機にあってはスキューによる鉄損の増大が著しく (無負荷においても) スキューの採用が困難なことが多いが、回転子ミジ数の選定を適切にすればスキューを用いても比較的付加的損失を少くいとめることができる。図 4.4, 4.6, 表 4.1 はこれらを実験結果と合わせて検討したものである。

すなわち条件 (2), (3) 項より $Q_1/Q_2 = 72/94$ ($Q_2 > Q_1$) は付加損失分 W_p の基本波鉄損 W_t に対する割合も大きく、スキュー後の付加損失分もさらに大きな値になるが、 $Q_1/Q_2 = 72/58$ ($Q_2 < Q_1$) では W_p/W_t の比率が低いのでかりにスキューによる付加損失分の増加比率が変わらないとしても付加損失分の増加量は比較的低い値に納まることになる。

以上は簡単のためパ-ミアン高調波について無負荷鉄損の問題として検討したが負荷の増加とともにミジ高調波磁束によってこの漂遊損失がいっそう増大することはもちろんである。

5. アルミ鑄込回転子における漂遊損

回転子導体をアルミダイカストすることは電動機メーカーにとって生産性の向上にきわめて好ましいことであるが、この場合漂遊負荷損の著しい増大に悩まされその採用に大きな支障をきたすことが多かった。もちろん近年、この方面の研究も進み、われわれもまたダイカスト回転子使用の高性能電動機の完成や、かなり大容量のものまでダイカスト回転子化への成果をあげてきたのであるが以下アルミ鑄込回転子における漂遊負荷損について検討する。

5.1 回転子にスキューがない場合⁽⁹⁾

通常アルミ鑄込回転子を使用する電動機は中容量以下でスキューを行なう場合が多い。アルミ鑄込回転子における漂遊負荷損の増大についてはスキューによるものとする Odok 氏らの研究が発表されているが、これは次項にふれることとし、しかしながらスキューを施していないアルミ鑄込回転子においても相当多くの漂遊負荷損が発生することは経験され、またわれわれも次のような実験で確認することができた。

実験資料 3φ, 400 W, 4 P, 普通 カゴアルミ 鑄込回転子

200 V, 50/60 c/s 用, $Q_1/Q_2=36/44$

- A 回転子=スキュー 1.3 回転子 ミジピッチ, 回転子化学処理なし。
- B " =スキュー 1.3 回転子 ミジピッチ, 回転子化学処理有り。
- C " =スキュー なし 回転子化学処理有り。
- D " =B 回転子の表面を ハンダ により導電性皮膜で覆ったもの。(注)
- E " =C 回転子について同上処理を施したもの。(註)

これらについて漂遊負荷損を実例した結果は次のとおりである(値は回転子各2本の平均値を示す)。

回転子化学処理は鑄込回転子表面における異常状態をあらかじめ除去すること、アルミ導体と鉄心ミジとに適当な接触抵抗を与えるための処置である。

この結果によると回転子表面に一つの導電性の薄い皮膜を作ったならばスキューに関係なく大きな漂遊負荷損を発生する。この場合はスキュー有りで、比較的導体と鉄心ミジの接触抵抗の低いアルミ鑄込回転子(A)よりも大きな漂遊負荷損を示した。このように回転子表面に生ずる導電性薄膜はエンドリングと結合して一種の2重カゴ形的回路を形成し、次の等価回路を考えることができる。

この回路は基本波に対して考えられたもので、これより各電流 $\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dot{I}_m$ を求めると、出力

$$P_0 = 3[\dot{I}_1 X_{11} \cdot \dot{I}_2 + j X_{11} \cdot \dot{I}_m] \dot{I}_1 \dots (5.1)$$

で算出できる。ただしこの等価回路における表面導電性質 $\sigma_m X_{11} \cdot R_m'$ を正しく求めることが問題になる。またこの考え方は高調波磁界に対しても同様応用できる。いずれにしても $\sigma_m X_{11}$ (リアクタンス) $\cdot R_m'$ (抵抗) については通常の2重カゴ形と同様、アルミカゴ形導体 $\sigma_2 X_{11}$ (リアクタンス) $\cdot R_2'$ (抵抗) に比べて抵抗値は比較的高く、リアクタンスはとくに高い周波数では無視できる程度に小さい値と考えられるので、2重カゴ形回転子と同様の傾向を示し二次周波

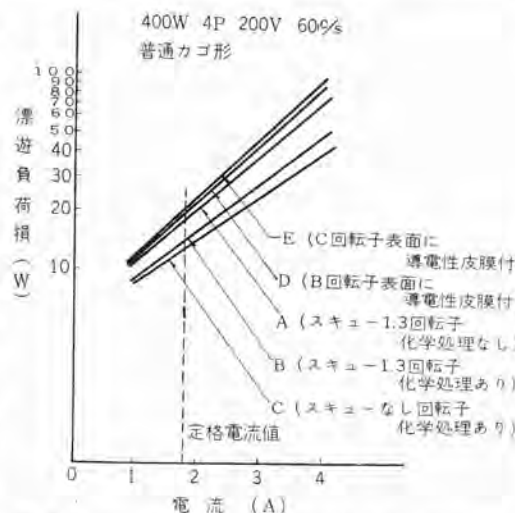


図 5.1 回転子の表面状態と漂遊負荷損の実測結果
Fig. 5.1 Rotor surface condition and measured result of stray load losses.

数の高い場合、すなわち空間高調波磁界に対しては漂遊損失の発生が顕著になるものと推察できる。

実験はことさらに回転子表面に導電性皮膜を形成させたものであるが、実際に電動機製造の際、回転子加工時のカバリ、ケイ素鋼板絶縁皮膜の損傷、回転子積層鉄心間にアルミニウムを浸入させることなどによりこのような導電性皮膜を生ずることがある。とくに後者のアルミニウム浸入による漂遊損失の増加については、半閉ミジにおいて見られる表面にオーパフローした鑄込アルミニウムを回転子表面加工の際鉄心層間に浸入させることが多い。この意味では全閉ミジがその心配がなく良好な結果をもたらすものと考えられるが、これは図 5.3 の実験によっても伺い知ることができる。回転子ミジが全閉と半閉以外はまったく同一にして漂遊損を実測した。

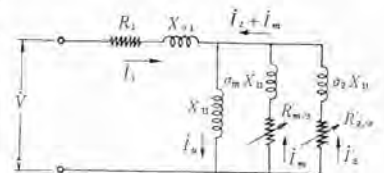
なお全閉ミジと半閉ミジの採用の適否はこの漂遊負荷損問題以外に、一長一短がありもっと広い視野から判断されるべき問題であり、さらに当社では半閉ミジを採用する場合、特殊な方法によりこのような不安を一掃した良好な性能のものを生産しているのであるが、この実験はとくにそのような処理を施さないものについて比較のために行なったものであることを十分ご了承願いたい。

5.2 回転子にスキューを施した場合⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾

スキューを有するアルミ鑄込回転子の漂遊負荷損は Odok 氏らによって研究発表されている。これは回転子導棒と鉄心間の絶縁が完全でない場合、スキューを施された回転子にあっては導棒間に短絡電流が流れこの電流損のため付加的に損失を発生するものと説明される。したがってスキュー量と導棒および鉄心の接触抵抗に影響を受けることが考えられるのであるが、これらは実際に漂遊負荷損としてどの程度の影響度をもつものか検討して見よう。

回転子がスキューされていると導棒の各号に誘起する電圧の位相はおおの異なりこのため導棒の一端と他端の間に誘起する電圧は減少する。これはすでに述べたスキュー係数 η_{2m1} で表わされるものであるがこの関係を図示すると図 5.4 となる。

スキューがなければ導棒



Serfix の σ は本来のアルミニウム導体をもった回転子

Serfix の m は回転子表面を覆ったカゴ形導体

図 5.2 表面に導電性皮膜を有する普通カゴ形回転子の等価回路
Fig. 5.2 Equivalent circuit of ordinary cage rotor having inductive film on the surface.

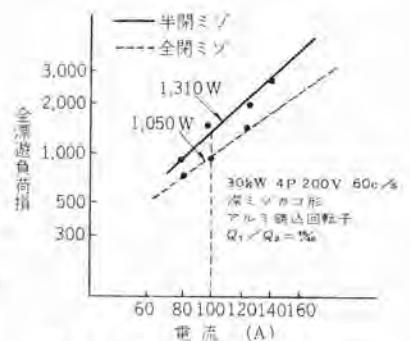


図 5.3 漂遊負荷損実測結果。回転子全閉ミジと半閉ミジの影響を示す
Fig. 5.3 Measured result of stray load losses shows the effect of totally closed slots and semi-closed slots.

* (注) なおいずれも皮膜の厚さは空ゲキに影響のないよう十分薄くし、それによる無負荷電流の変化はなかった。

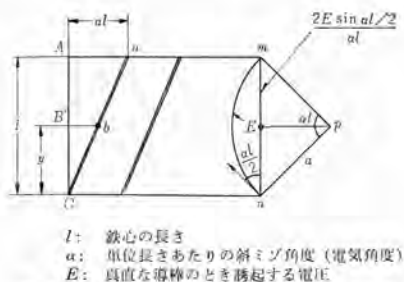


図 5.4 スキューによる導棒間誘起電圧の変化を示す

Fig. 5.4 Change of induced voltage between inductive bars due to skew.

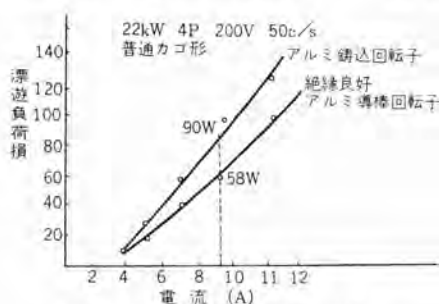


図 5.6 漂遊負荷損の実測結果
回転子導体とミジ絶縁の影響を示す

Fig. 5.6 Measured result of stray load losses showing effect of rotor conductor and slot insulation.

の両端に E なる電圧が誘起し、これは図の mn に相当する。ところがスキューがあるため合計誘起電圧は mn に減少する。したがって導棒の両端 Oa 間の誘起電圧は図の AO で示され $AO = \frac{2E \sin \alpha l}{2} = mn$ となる。

今回転子導棒が絶縁されている場合の電圧分布を考えると図 5.5 のごとくなる。すなわち AO は導棒 Oa に誘起される電圧、 BO は導棒 O 点から b 点までに誘起される電圧である。ところで導棒 Ob 部分に生ずる電圧降下は図における OB' である。したがって導棒 OB には BB' なる電圧が残ることになる。この残存電圧は隣の導棒においても同様に存在する。しかし隣接導棒間では位相が δ だけ遅れているから相隣る導棒間には BB' に比例した次の電圧が印加されることになる。

$$e = 2BB' \sin \frac{\delta}{2} \quad (5.2)$$

結局この電圧 e が隣接する導棒間に短絡電流を起こさせるのであり、 W_s 損失はこの e^2 に比例することになるが、このためには残存電圧 BB' が小さくなるようスキュー角を配慮しなければならない。説明は基本波磁界に対してなされたが、むしろ W_s 損失(付加的鉄損)としては高調波磁束について慎重な配慮を必要とし、同様の線図から高調波成分における BB' を小ならしめることが必要となるわけである。

なお上記は導棒に対するスロット絶縁が比較的良好な場合に適用される線図であるが、スロット絶縁があまり良好でない場合も大抵の場合はスロットの絶縁インピーダンスは導棒のインピーダンスに比べてはるかに大きいからこの図式法は近似的に十分使用することができる。

図 5.6 は 2.2 kW 4P 200 V 50/60 cs 普通カゴ形回転子について導棒としてスロット絶縁の良否が漂遊負荷損にどんな影響を与えるか実験した結果である。A 回転子はアルミ鑄込回転子、B 回転子は鑄込みの代わりにアルミ導棒を使用して鉄心スロットとの絶縁を良好にしたものである。この結果では B 回転子の漂遊負荷損は 50 c/s では 58 W/98 W=0.64, 60 c/s では 67 W/104 W=

0.64 と A 回転子に対して大幅の減少を示している。

6. む す び

以上誘導電動機の漂遊負荷損の発生原因をだどり各ケースについて検討を行なった。

同一電動機について発生原因別に漂遊負荷損を分類できることは望ましいが、余りに要素が複雑に組み合わせられているので任意の要素を個々に取り出して分析することは困難であり、まして個々の要因について確実に実測して理論を裏づけるということには至難ともいえよう。幸いわれわれ

メカは数多くの電動機を取り扱う機会に恵まれているので、あらかじめ漂遊負荷損の発生要因を理論的に整理し、現象の観察を注意深く繰り返すことによりその主因と対策を次第に確認して行けるものと思っている。

以上本文で述べたものは、その意味ではこの問題の解明に対する第 1 歩ともいえるべきものであり今後の研究に待つところが多いのであるが、一方これまででもわれわれは漂遊負荷損の減少により機器の小形化を達成し、また一般に漂遊負荷損が多いと考えられるアルミ鑄込回転子を使用した高能率電動機の製作に成功し、あるいはかなり容量の大きなモートルまでアルミ鑄込回転子の採用を行なうなど逐次成果を収めてきた。

漂遊負荷損を抑制するためには本文にも示したようにいろいろ適切な手段が考えられる。

まず第 1 は空け高調波の抑制である。次に回転子(歯部)の付加的鉄損が漂遊負荷損の重要な部分を占めこのためには固定子と回転子のミジ数組み合わせに注意しなければならない。スキューは高調波電流による回転子の付加的銅損を減少させること、また本文には取り上げなかったが高調波トルク発生を抑えるために効果的であるが、時には著しい付加的鉄損をまねくことがあり注意を要する。

さらに回転子導体がアルミ鑄込製の場合は問題がいろいろ複雑になり一般に漂遊負荷損をかなり増大させる。とくに導棒と鉄心スロットとの絶縁、回転子表面処理の問題は重要な事項であることを本文でも示した。

たとえばスキューのように漂遊負荷損抑制のための一つの手段は必ずしも他のルートによる漂遊負荷損抑制にも有効に働くわけではなく、むしろ逆効果となって総合的に漂遊負荷損の増大をもたらすこともあり、すべてに通用するに簡単で普遍的な対策を導くことができないところにこの問題のむずかしさがある。

しかしながら有用な実験を数多く続け、経験を積み重ねて、もっとも実際の範囲内に次第に条件を整理しつつ解明の理論を逐次発展させることにより解決への道がひらけるものと思う。そして電動機的设计・製作上の各種条件も十分加味された上ですべての因子が上手にコントロールされ最終的に最もすぐれた性能、良い品質の製品が市場に供給できるよういっそう努力して行きたいと思う次第である。

参 考 文 献

- (1) 藤野: 電学誌 (昭 36)
- (2) Alger: Tr. AIEE (1959)
- (3) 関野・田中・梶谷: 三菱電機 (昭 31)
- (4) 執行: 電気機械設計論
- (5) Liwischitz W 社 E.M. (1941)
- (6) 山村: 電学誌 (昭 29)
- (7) 梶谷: 電学東海支部 (昭 37)
- (8) Richter, Elektrische Maschinen
- (9) Jordan 他: ET2-A (1960)
- (10) Odok Tr. A.I.E.E. (1958)
- (11) 関山: 日立評論
- (12) Spooner: Tr. A.I.E.E. (1925)
- (13) Spooner 他: Tr. A.I.E.E. (1929)
- (14) Trickey: Tr. A.I.E.E. (1958)

NL 形スーパーリフタ (電動油圧押し機)

杉山昌司*・岩田鋼二*

Type NL Super Lifters (Motor Driven Oil Pressure Lifters)

Nagoya Works

Masashi SUGIYAMA・Kōji IWATA

Motor driven oil pressure lifters are one of simple oil pressure working machines which need no piping nor valve. A smooth, linear motion of a plunger does work; the device is chiefly operated as brake of a crane and a hoist. Though there are an electromagnet type and a compressed air type brake in wide application, they are sometimes unsuitable depending on the place of installation or a type of machine to work for. For instance the electromagnetic brake is liable to give a large shock to the machine, whereas the compressed air brake is often too costly to justify the application despite smooth operation. The motor driven oil pressure lifter finds its use in such occasions. Particularly, type NL super lifters developed by Mitsubishi are now winning public favor because of their excellent performance and compact size.

1. ま え が き

電動油圧押し機は、配管もバルブもいらない簡便な油圧出力機の一つで押し棒を円滑に直線運動させて仕事を行ない、主としてクレーンや巻上機などのブレーキとして使用されている。ブレーキとしては普通、電磁石方式や圧縮空気方式が最も広く使用されているが、これらは、その使用場所や相手機械によって不適当なものが少なくない。たとえば、電磁ブレーキでは、大きなショックがかかるおそれがあり、また圧縮空気ブレーキでは、ブレーキのかかり方は円滑でも、設備費が高価となるため引き合わない場合もある。電動油圧押し機によるブレーキ（押しブレーキ）は、この両者の欠点を補い、両者の有利な点を持つもので、その動作は円滑、かつ小形のため据付場所が非常に小さいなどのほか、幾多のすぐれた特長を持っているのでブレーキ用のみならず、その応用範囲はきわめて広い。すでに各種の形式⁽¹⁾があるが、今回きわめてすぐれた性能を有し、かつコンパクトな電動油圧押し機、三菱NL形スーパーリフタが完成し、好評を博しているのでその概要を紹介する。

2. 構造と動作

2.1 構造

スーパーリフタの構造は、油が満たされたシリンダフレームの中に、モートル、ポンプ、プランジャの3要素を組み合わせ一体としたもので、図2.1に外観図、図2.2に構造図を示している。

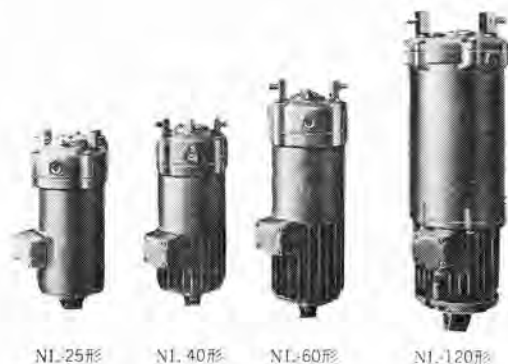


図 2.1 スーパーリフタ
Fig. 2.1 Super lifter.

(1) モートルはカゴ形三相誘導電動機を使用し冷却効果をよくするため浸油形として、本体の最下部に設置されている。とくに起動回転力を大にし、回転子の慣性率を小さくしてスーパーリフタの性能向上を計っている。

(2) ポンプ部分は、本体中央部に位置し、ポンプの羽根車はモートル軸に直結されており、遠心ポンプ式を採用して回転方向が正逆いずれの方向になってもよいようにしてある。

(3) プランジャは2本の押し棒を持っており、シリンダとシリンダフレームの間にはめ込み、上下に円滑に作動できるようになっている。相手機械には押し棒先端のカップリングで簡単に連結することができる。

(4) そのほかガスケットはOリングを使用しているので油漏れの心配はなく、油が充填されているかどうかを点検するオイルゲージ、内部圧を調整する空気抜き装置、円滑に動作をさせるための整流板などから構成されている。

2.2 動作

スーパーリフタの動作は、羽根車から生ずる油圧により作動するが、いま、三相電源によりモートルが駆動されると、ポンプ羽根車が回転し、その遠心力により充填されている油に油圧を発生する。

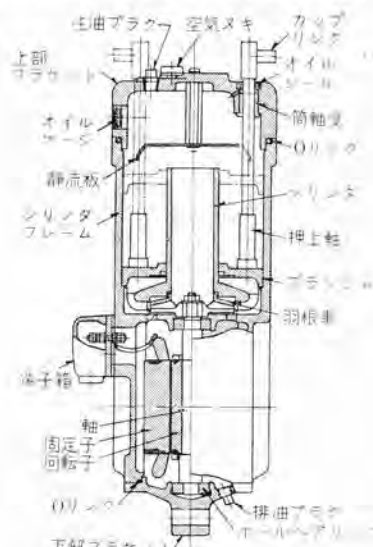


図 2.2 スーパーリフタの構造
Fig. 2.2 Sectional drawing of the super lifter.

この油圧がプランジャの下面に作用しプランジャは上方へ押し上げられ、プランジャの2本の押上棒により所要の仕事をさせることができる。電源を切ればモートルはただちに停止するのでプランジャ下部の油圧は消滅し、押上棒はプランジャの自重および、外部の作動力により復帰する。

スーパーリフタは以上のような構造と動作のため、その取り扱いはいきわめて簡単で、直接手に触れないところに設置して遠隔操作をすることも可能である。

3. 定格仕様と外形寸法

スーパーリフタの定格仕様を表3.1に示した。定格仕様は押上力と、押上棒の作動長さ（以後、ストロークという）で分類され形式記号の数値は押上力を表わすようになっている。また電圧、周波数はそれぞれ表記のものを標準としている。表中、油量とはスーパーリフタ内に充填する標準油量のことである。

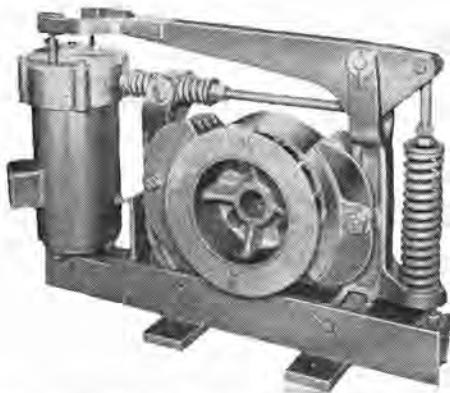
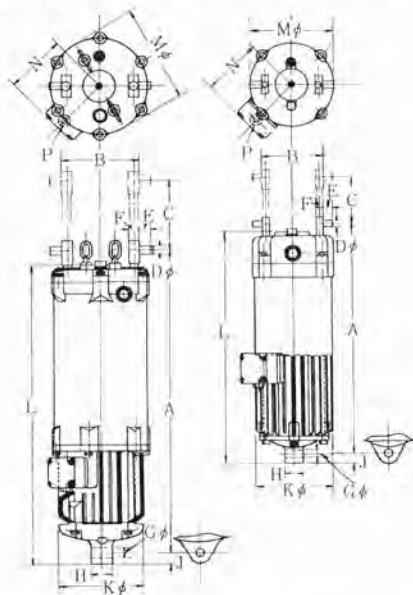


図 3.1 三菱 MB 形 ブレーキに取り付けたスーパーリフタ
Fig. 3.1 Super lifter mounted on Mitsubishi type MB brake.



形式	A	B	C	D	E	F	G	H
NL-25	370	125	50	12	15	15	18	40
NL-40	395	130	75	12	15	16	18	40
NL-60	495	133	100	12.7	20	17	18	40
NL-120	650	166	150	16	25	22	22	45
形式	J	K	L	M	N	P	寸法図	
NL-25	20	145	375	160	127	PS 3/4 ネジ	A	
NL-40	20	152	415	160	130	"	A	
NL-60	20	165	497	175	135.5	"	A	
NL-120	25	180	644	210	137.5	"	B	

図 3.2 外形寸法図
Fig. 3.2 Outline dimensions.

表 3.1 NL 形 スーパーリフタ 定格仕様

形式	電 圧 (V)	周波数 (c/s)	押上力 (kg)	ストローク (mm)	使用モートル 構造 容 量	油量 (l)	重量 (kg)
NL-25	200	50	25	50	全閉 三相 100W	2.3	23
	400	50					
	200/220	60					
	400/440	60					
NL-40	200	50	40	75	" 三相 150W	2.4	25
	400	50					
	200/220	60					
	400/440	60					
NL-60	200	50	60	100	" 三相 200W	3.4	33
	400	50					
	200/220	60					
	400/440	60					
NL-120	200	50	120	150	" 三相 250W	6.8	60
	400	50					
	200/220	60					
	400/440	60					

スーパーリフタは構造上立形据え付けであるが、その据え付けは下部ブラケットのヒンジ形の通し穴と、押上棒のカップリングでセットできる。図3.1は当社MB形ブレーキに据え付けたものである。また、とくに下部取り付けがヒンジ形でなく、固定式の方がよい場合は固定形にすることができる。

図3.2は標準外形寸法図を示す。

4. 動作特性

スーパーリフタは、2章で述べた動作を行なうが、その動作特性を分析し、あわせて各種条件における特性変化および能力を吟味してみよう。

4.1 荷重と動作時間の関係

スーパーリフタを定格荷重、定格ストロークにおいて運転し、オシログラムで測定すると、動作時間は図4.1のようになる。すなわち動作時間 t_1 は、モートルを駆動してから羽根車の吐出圧力がプランジャにかかる荷重につり合うまでの時間で、この時間は押上棒は動作せず静止している。これを上昇遊び時間という。次に t_2 は、プランジャを押上げるに十分な圧力がシリンダ内に生じ、押上棒が作動を開始して所要ストロークを押上げ完了するまでの時間で、これを上昇動作時間と称する。T は押上棒を押上げたままで仕事をしている時間を示している。この状態の入力電流は図4.1のように一定になっており、このことから、スーパーリフタが荷重の変化に関係なくモートルの負荷は一定となり、モートルが過負荷になることが絶対にないことを示している。 t_3 はスイッチを切ってから押上棒が下降し始めるまでの時間でこの間は回転部の慣性により羽根車は回転しているため、すぐにシリンダ内部圧が低下せず、押上棒はしばらく停止している。これを下降遊び時間という。 t_4 はシリンダ内部圧が荷重より小さくなって、押上棒が下降しはじめ、元の位置

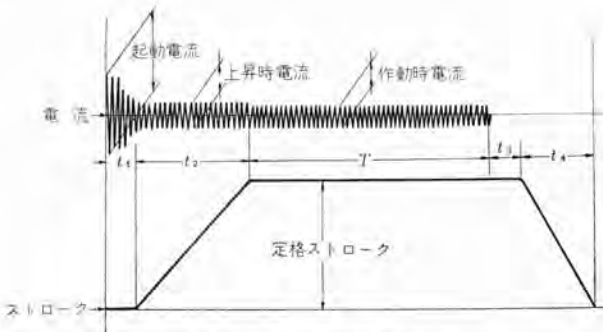


図 4.1 スーパーリフタ 動作特性
Fig. 4.1 Characteristics of super lifter.

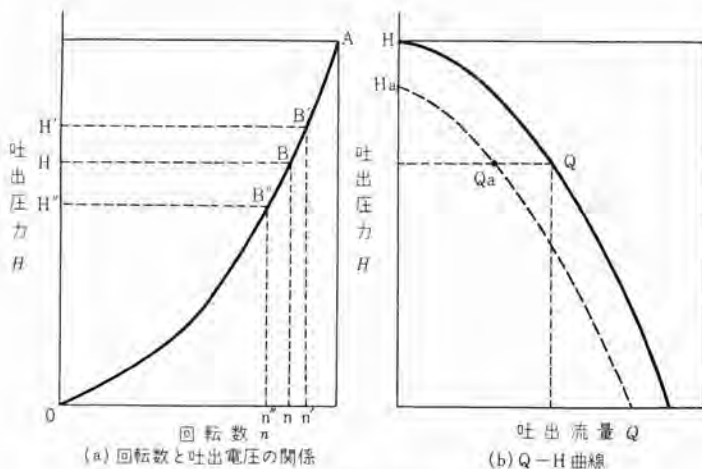


図 4.2 羽根車の特性曲線
Fig. 4.2 Impeller performance.

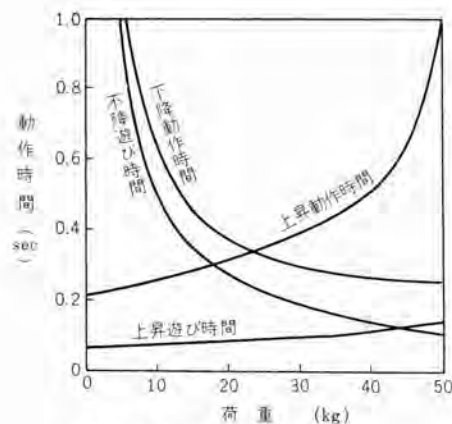


図 4.3 スーパーリフタの特性曲線
(NL-40 形 60 c/s の例、油温 20°C)
Fig. 4.3 Characteristics of super lifter
(in case of type NL-40 60c/s oil temp. 20°C).

に復帰するに要する時間で、これを下降動作時間と称する。したがって実際に上昇する時間は t_1 と t_2 の和であり下降する時間は t_3 と t_4 の和となるわけである。

上記各動作時間は次のようになる。

(1) 上昇遊び時間

羽根車から発生する吐出圧力を H 、羽根車の回転数を n とすると H と n との関係は図 4.2 (a) のように OA 曲線となる。A 点は羽根車が最大吐出圧を発生する点で、実際にラランジャにかかる定格荷重に対する圧力は A 点より低い点にとっている。今 B 点にて吐出圧力と荷重に対する圧力（以下これを荷圧という）がつり合うと、ラランジャは上昇をはじめようとするが、この B 点は、荷重の大小で変わり、点線で示すように荷重が増加すると B' 点に、減少すると B'' 点となる。この時の回転数を n, n', n'' 、 n_a とし、モートルを起動してから n_a 回転までに要した加速時間を t_a とすると

$$t_a = \frac{GD^2 \cdot n_a}{375 \cdot T_a} \quad (4.1)$$

となる。ここに GD^2 ……回転体の慣性エネルギー

T_a ……電動機の平均加速 トルク

この t_a が、上昇遊び時間 t_1 に相当し $t_a = t_1$ となる。 GD^2 は一定であり T_a もほぼ一定と考えられるから上昇遊び時間 t_1 は、 n_a すなわち荷重の大小により変化する。この関係が図 4.3 で表わされているが、荷重による上昇遊び時間の変化はきわめて少ない。

この遊び時間はできるだけ少い方がよいので、2 章 (1) で述べたようにスーパーリフタは駆動モートルの GD^2 を小さく加速トルクは大きく設計されている。

(2) 上昇動作時間

前述のように羽根車の回転が n_a になって、押上棒が上昇しはじめると羽根車からラランジャ下面に油は吐出するようになる。羽根車の吐出圧力と吐出量 Q との関係は図 4.2 (b) H-Q のようになっているので、荷圧が変わると吐出量 Q は変化する。押上棒の上昇動作時間はこの吐出量 Q によって左右されるから、この上昇時間 t_2 は

$$t_2 = k_1 \frac{V}{Q} \quad (4.2)$$

ここに V ……ラランジャの容積（ラランジャ受圧面積と、ストロークの積）

k_1 ……摩擦および自重を考慮した係数

で表わされる。荷重（荷圧）に対する上昇動作時間の関係は図 4.3 のようになる。

(3) 下降遊び時間

図 4.2 (a) において、A 点から B 点（ラランジャにかかる荷圧と羽根車から発生する吐出圧がつり合う回転数 n ）まで減速するまでの時間を t_b とすれば、

$$t_b = \frac{GD^2 \cdot n_b}{375 \cdot T_b} \quad (4.3)$$

ここに n_b ……モートルが全速から減速して n になるまでの速度差

T_b ……回転体に働く制動トルク

で表わされ、この t_b が下降遊び時間 t_3 に相当し $t_b = t_3$ になる。下降遊び時間は T_b が小さいため n_b の大小すなわち荷重の大きさにより大きく変化する、上昇遊び時間と比べると荷重に対する変化率は大きい（図 4.3 参照）

(4) 下降動作時間

下降動作時間 t_4 は次式で表わされる。

$$t_4 = k_2 \frac{V}{a \cdot v} \quad (4.4)$$

ここに V ……ラランジャ容積（ラランジャ受圧面積とストロークの積）

a ……油通路の面積

v ……油通路の速度

k_2 ……摩擦および自重を考慮した係数

式 (4.4) で V, a は一定であるから、下降動作時間は v によって影響を受ける。 v は、荷重により変化するためこの特性曲線は図 4.3 のようになる。

4.2 各種条件が動作特性に及ぼす影響

スーパーリフタは既述のようにモートル、ポンプ、ラランジャの複合体でかつ油を媒体としているため各種条件により動作特性が変わるものである。この動作特性変化が実用上問題になるかどうか、どの程度の変化があるかを考察する。

(1) 電源の変化によるもの

一般にポンプの吐出量は羽根車回転数に比例し吐出圧は回転数の自乗に比例しポンプ軸動力は回転数の三乗に比例するものである。

いま電源電圧が下がったとすれば羽根車の回転数が低下するため

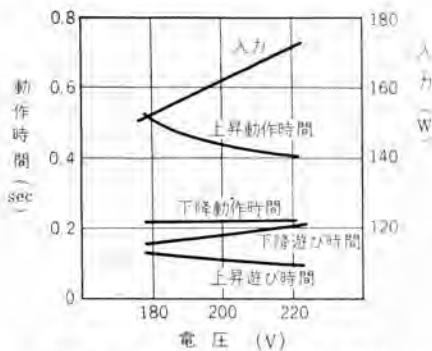


図 4.4 電源電圧—動作特性曲線
(NL-40 形 50c/s の例, 油温 20°C)

Fig. 4.4 Characteristics of super lifter for power source voltage (in case of type NL-40 50s/c oil temp. 20°C.)

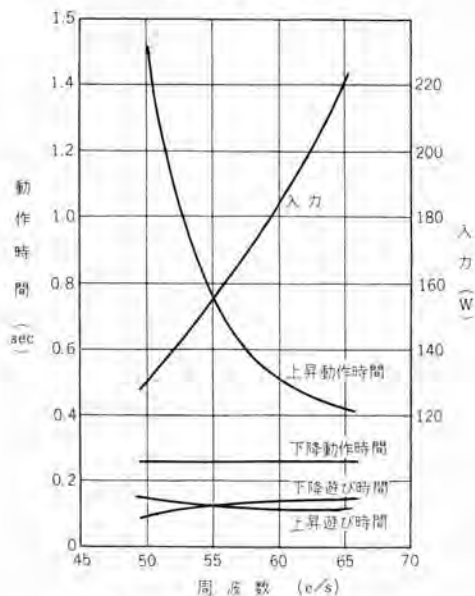


図 4.5 電源周波数—動作特性曲線
(NL-40 形 60c/s の例 油温 20°C)

Fig. 4.5 Characteristics of lifter vs frequency (in case of type NL-40 60c/s oil temp. 20°C).

図 4.2 (b) において、Q-H 曲線は点線 Ha-Qa のように変化し同一吐出圧力において流量 Q が減少することになり、式 (4.2) より上昇動作時間が長くなることがわかる。しかし実用上はスーパーリフタのモートル電圧の変化に対する回転数の変化は、通常定格値の $\pm 10\%$ の電圧変化に対しては、動作特性の変化は 0.1 sec 内外で問題にならない。(図 4.4 参照) ただし、大幅な電圧降下ときは、上昇動作時間は長くなる。

次に周波数が変化した場合も、電圧変化のときと同じように上昇動作時間に影響を与える。モートル回転数は、周波数に直接比例するため、電圧変化の場合より動作時間に与える影響は大である。図 4.5 はこの関係を示している。図からわかるように 60 c/s 用のスーパーリフタを 50 c/s に使用すると定格押上荷重の押上が困難になったり、逆に 50 c/s 用のスーパーリフタを 60 c/s に使用すると押上力が增加し、上昇動作時間は短縮するが、前述のポンプ軸動力すなわちモートル負荷が過大になって、温度上昇をきたすおそれがあり、結局スーパーリフタは周波数を誤らないように選ばなければならない。

電圧と周波数が、同時に変化した場合は上述したそれぞれの特性が重畳してきてくることになる。

これらの特性を利用して各種制御装置に応用すると妙味あるも

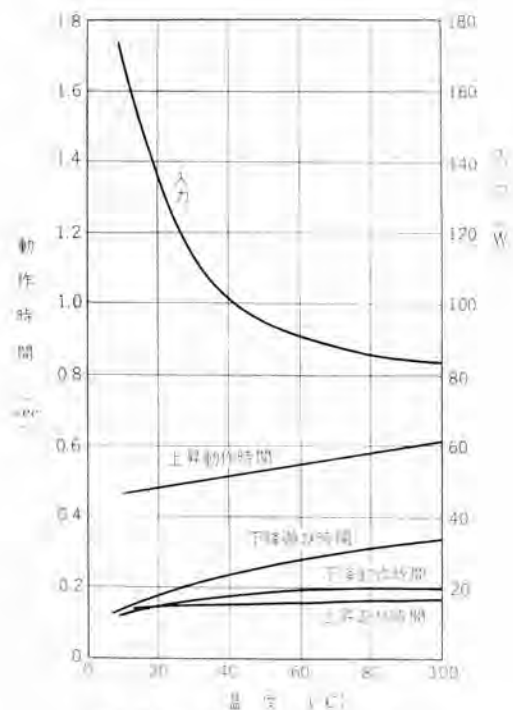


図 4.6 油温—動作特性曲線
(NL-25 形 60c/s の例)

Fig. 4.6 Characteristics of super lifter vs oil temperature (in case of type NL-25 60c/s)

のである。

(2) 温度による影響

スーパーリフタは、コイルの絶縁を保護し、かつ、潤滑性能のよい絶縁油を圧力媒体として使用しているが、油は温度により粘度変化を生じ、粘度が変われば、ポンプ軸動力に影響を及ぼすため、油の温度変化によるスーパーリフタの動作特性を検討した。この関係を図 4.6 に示す。図より、油温が上昇すると上昇動作時間は若干長くなっているが、これは、油粘度が小さくなった結果ランジヤのスキマからの油の漏れが増加したためと考えられる。しかし 10~100°C における動作時間の変化は、0.1 sec 程度であるから実用上はさしつかえない。0°C 以下の油温では油粘度の増加によるモートル回転数の低下により、上昇動作時間は若干長くなるが、ひんぱんに使用されるものはすぐ一定温度に達するので、温度の影響は平常無視できる。

5. スーパーリフタの押上回数

スーパーリフタは押上動作を繰り返す機械であるが、ストロークの押上特性について、押上動作に対するモートル特性は、既に図 4.1 で示したように、モートルの起動電流と、上昇時電流および作動時電流とに分けて考えられる。したがって押上回数がきわめてひんぱんに行なわれるときはモートルの起動電流のため、モートルの温度上昇をうながし、おのずから押上回数に制限を受けることになるが、スーパーリフタは毎分 10 回の割合で連続運転しても十分な耐久力を持っており短時間定格では、さらに押上回数を増すことができる。もちろんランジヤを押し上げたまま、連続運転することも可能である。とくにその耐久力はすぐれており、押上操作を毎分 10 回の割合で 100 万回実施した結果では摩耗部分はほとんどなく、動作時間はまったく変わらなかった。

6. 押上棒の速度調節

スーパーリフタの押上棒の速度は、4.2 節で述べたスーパーリフタの特性

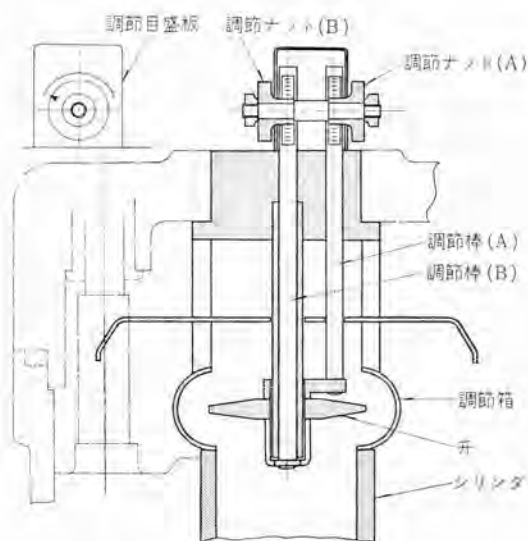


図 6.1 調速装置
Fig. 6.1 Speed control mechanism.

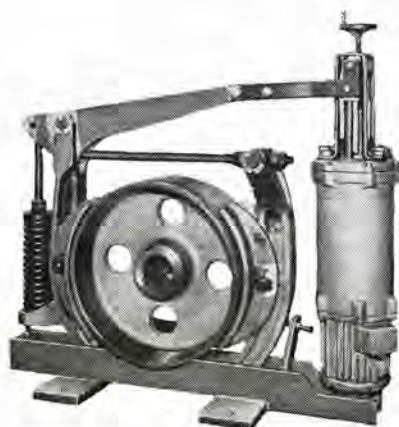


図 6.2 スーパーリフタを三菱 RB 形ブレーキに利用した例
Fig. 6.2 Super lifter used for Mitsubishi type RB brake.

を利用して、電圧あるいは、周波数を変えて、羽根車回転数を変化させ、調整することが可能であり、たとえば三菱 MB 形ブレーキ用として、クレーンの速度制御に応用されている。(図 3.1 参照)しかし、上昇および下降時間を同じにしたいときか、上昇時間は早く下降時間をおそくするとき、あるいはその逆にしたいときなどには、式 (4.2) または式 (4.4) からわかるように、ポンプの吸込流路すなわちシリンダ部分の流路を調節して流量 Q を変化させれば容易に速度調節ができる。三菱スーパーリフタは、上部ブラケットからシリンダ上部に簡単なアタッチメントを付けることによって円滑に押上棒の調速をすることができる構造となっている。図 6.1 に調速装置の構造を示す。この装置はシリンダ上部に調節箱を置き、この中に一枚の弁を入れ、この弁の位置を適当に調節することにより押上棒の速度を調節するものである。図 6.1 において、弁は通常、調節棒 (A) と調節棒 (B) により固定されているが、いま調節棒 (A) を、スーパーリフタの外側に取り付けられた調節ナット (A)

により上部へ移動させると、弁は調節箱内にて上方部に移動できるようになる。そして調節箱と弁によりシリンダ下方からの流れを加減し、結局押上棒の下降速度を調節することができる。逆に押上棒の上昇速度を調節したいときは調節棒 (B) を調節ナット (B) により下方へ移動させることにより、弁を下方に移動可能にし、上記と同じ理由により、シリンダ内に流れ込む流量を加減して、速度調節ができるようになっている。以上のように各調節は調節ナット (A)、(B) により簡単にスーパーリフタの上部外側から調節目盛板によって行なうことができるので、きわめて便利である。

7. 特 長

スーパーリフタは以上のような構造性能を有しているが、その特長をまとめると次のようになる。

(1) 一般の油圧機器のようにパイプ、バルブを必要とせず構造が簡単でかつ堅固な油圧出力機である。

(2) モートル容量が小さいため、起動電流は小さくてよいので電源への影響は少く、取り扱いはきわめて簡単で、遠方操作なども容易である。

(3) 動作は迅速確実で全ストロークを通じて円滑な運動ができる。

(4) 油圧発生には遠心ポンプを利用しているからモートルは荷重に無関係のため、荷重の大小によってモートルの負荷が影響されることはなく、モートルが焼損するおそれは絶対ない。

(5) 大きな仕事ができる割に、入力は少なくてよいから運転維持費は僅少ですむ。

(6) 押上棒の調速が容易にできる。

8. 応 用

上記に述べたように、スーパーリフタは、すぐれた特性と特長を有しているから広く各種用途に応用すると便利なものである。たとえば、既述のように制動装置に利用し、クレーンの走行用、横行用、コンベヤの制動装置、あるいは、クレーンの速度制御用、さらに歯車、ラチェット、カム、テコ、などと組み合わせて、炉のトビラの開閉、1 組のドアの開閉、シャ断器、断路器、液体抵抗器の操作、クラッチ、バルブまたは、小形ラレスの操作など、各種操作として、その応用範囲はきわめて広い。図 6.2 は三菱 RB 形ブレーキに利用した例である。

9. む す び

以上スーパーリフタの概要を述べたが、スーパーリフタの特長を生かして利用すれば、機構、保守の簡素化、能率の増進にいっそう寄与できるものと信ずる。とくに応用面は今後ますます多方面にわたると思われるので需要家各位のご指導とご批判を得て、今後いっそう品質改善を行ないご期待にそいたいと願っている。

参 考 文 献

(1) 荷 役 機 械 日本機械学会 32, 8 月

スーパライン A モートル系列

八木 勝*・梶谷定之*・三上邦夫*

Completion of Superline A Motor Series

Nagoya Works

Masaru YAGI・Sadayuki KAJITANI・Kunio MIKAMI

In conformity to the New NEMA dimensional standards announced in 1953 in America for the purpose of reducing the size and weight of motors. The Japanese Electrical Manufacturing Association decided to establish, the so called, New JEM dimensions in 1956. Mitsubishi started to produce motors according to the new standards by the name of Superline A Motor. As the time rolled on, the range of new dimensions is enlarged, and the Company has now Superline A motors with their frame number ranging from 2200 to 3600 in its standardized production ready for supply to the market. The new series motors are much smaller and lighter than old machines, yet their characteristics are elevated a great deal through the improvement of ventilating construction and also of electric components. Employment of fully guarded type, of type NU roller bearings in case of pulley drive and also provision of oil draining runner for the convenience of replacing the grease are marked features among others with the motors.

1. ま え が き

1953 年アメリカが小形軽量化した New NEMA 寸法規格を発表したのを機会として、わが国電機工業会においても小形軽量化した電動機寸法の統一が審議され、1956 年いわゆる新 JEM 寸法として、15kW 4 極、11kW 6 極、ワッ番で 1828 フレームまでの寸法ワッ番摘要が制定せられ、各社期を一にして、新 JEM 寸法採用の新系列の標準モートルの生産が行なわれるようになった。当社がスーパライン A モートルとしてこれを生産し、当社の電動機製造の歴史に一つの新时期を画したのはこの時である。

その後、New NEMA 寸法規格も拡大され Extended New NEMA として、寸法規格に追加発表が行なわれるに及び、わが国電機工業会においても 22kW 4 極、15kW 6 極の 2031 フレームが追加され、さらにその後、37kW 4 極、22kW 6 極の 2236 フレームの追加をみ、さらに今回、45kW 4 極以上 95kW 4 極、ワッ番として 2535 フレームから 2845 フレームまでが追加制定され、JEM 1110 (1963) が改訂公布されるにいたり、ここに New NEMA の 4450 フレームまでに相当する JEM の寸法規格が完成されることになった。

当社においてはスーパライン A モートルとして 2031 フレームまでの

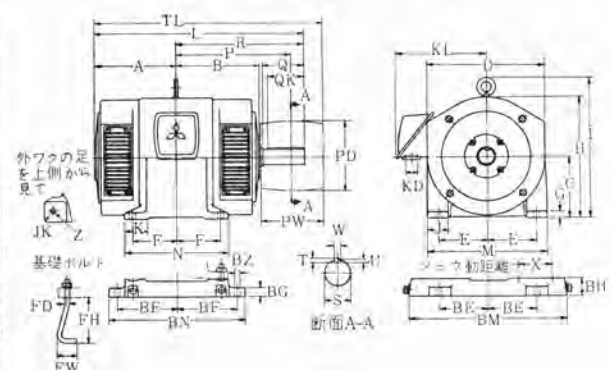
製品が開放形、全閉外扇形、横軸、立軸と一応標準形式に属するものの、完全な切り換えが行なわれるに引き続き、2200 フレーム以上のスーパライン A モートル系列の延長拡大を進め、今日各種標準形式の完全な生産態勢を整備することができた。先に 2031 フレーム以下の場合には各形式について、フレーム段階ごとに整備する方針をとってきたが、この系列拡大に際してはそれぞれの形式に対してワッ番を一貫して開発する方針を採用してきた。すなわち開放形系列に関してまず、2232 フレームから 3653 フレームに至るまでを先行し、その後に全閉外扇形系列を実施し、巻線形関係の開放形全閉外扇形をその次にするといった順序に従って行なった。とくに 2232 フレーム以上の出力のモートルの新系列の開発に関しては、従来の出力ワッ番の摘要に対して、より小形化するということが大きな目的であって、温度上昇に対する冷却方式の問題、冷却方式から騒音の問題、アルミダイカストロータ製作範囲の拡大など、新規開発に際して直面しなければならぬ重要な技術的問題が多岐にわたり、これらを研究解決するために、進行に対して多少予定の時期を失したうらみはあったが、すでに今日現段階においては、完全にこれらを解決することができ、これらの電動機に対して性能的に、また品質的に一つの飛躍をなし遂げることができた。

以下、これらスーパライン A モートルの系列拡大について、各形式

表 2.1 防滴保護形コロ軸受付カゴ形回転子ワッ番号 2200~3600

ワッ 番号	電 機 機																軸端 (カップラング付)											
	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	J	K	KL	M	N	Z	L	Q	QR	R	S	T	U	W			
2232	290	290	225	435	180	160	28	442.5	519.5	70	8	95	55	368	440	380	18	680	90	70	390	55	10	5	15			
2236	310	310	225	435	180	160	28	442.5	519.5	70	8	95	55	368	440	420	18	720	90	70	410	55	10	5	15			
2536	330	330	250	480	200	160	30	490	532	85	8	95	55	391	490	420	22	760	90	70	430	55	10	5	15			
2540	350	350	250	480	200	200	30	490	562	85	8	95	55	391	490	460	22	800	90	70	450	55	10	5	15			
2840	375	375	280	540	225	200	32	550	642	90	10	105	55	422	550	470	22	865	105	75	490	65	12	6	18			
2845	400	400	280	540	225	225	32	550	642	90	10	105	55	422	550	520	22	915	105	75	515	65	12	6	18			
3245	425	425	320	620	250	225	35	630	728	105	12	110	55	457	630	520	22	965	105	75	540	65	12	6	18			
3250	450	450	320	620	250	250	35	630	728	105	12	110	55	457	630	570	22	1015	105	75	565	65	12	6	18			
3647	440	440	360	695	280	235	38	707.5	817.5	120	12	115	55	490	710	550	25	1050	120	90	590	75	14	7	20			
3653	490	490	360	695	280	265	38	707.5	817.5	120	12	115	55	490	710	610	25	1110	120	90	620	75	14	7	20			

ワッ 番号	軸 端 (ブリー付)										ベ ー ス										基礎ボルト					
	L	Q	QR	R	S	T	U	W	P	PD	PW	TL	BE	BF	BG	BH	BN	BZ	X	FD	FH	FW				
2232	730	140	110	440	55	10	5	15	417.5	290	255	835	180	225	30	65	570	500	19	120	16	146	80			
2236	770	140	110	440	55	10	5	15	437.5	305	255	875	180	245	30	65	570	540	19	120	16	146	80			
2536	850	180	180	520	65	12	6	18	487.5	305	255	915	200	260	35	70	640	560	22	140	19	248	95			
2540	890	180	180	540	65	12	6	18	502.5	355	305	1005	200	270	35	70	640	600	22	140	19	248	95			
2840	960	200	170	585	75	14	7	20				225	275	35	75	720	620	22	160	19	248	95				
2845	1010	200	170	610	75	14	7	20				225	300	35	75	720	670	22	160	19	248	95				
3245	1060	200	170	635	75	14	7	20				260	305	40	80	820	670	22	180	19	243	95				
3250	1110	200	170	660	75	14	7	20				260	330	40	80	820	720	22	180	19	243	95				
3647	1180	250	200	720	85	16	8	24				280	325	40	85	920	720	28	200	25	383	160				
3653	1240	250	200	750	85	16	8	24				280	335	40	85	920	780	28	200	25	383	160				



にわたってその解説を行ない、新系列完成の紹介をする。

2. 外形寸法

今回標準化された新系列電動機は JEM 1110 によっているが、JEM 1110 に規定されている床取付横軸形だけでなく、フランチ取付け、立形形をも含み、極数も 2~12 極に及んでいる。またカゴ形のみならず、JEM 1110 に準拠した巻線形も同時に標準化された。整備された標準形式は次のとおりである。

正式名称	当社形記号
床取付横軸防滴保護形	SB-A
床取付横軸全閉外扇形	SF-A
フランチ取付立形軸防滴保護形	SB-V
フランチ取付立形軸全閉外扇形	SF-V

フランチ取付横軸防滴保護形 SB-F

なお、巻線形は記号名のあとに (W) をつけて表わす。たとえば床取付横軸防滴保護形巻線形電動機は、SB-A(W) である。代表的な SB-A, SF-A, SB-V, SB-A(W) の外形寸法、外観、標準適用ワット番号を表 2.1~2.5 および図 2.1~2.5 に示す。

顧客の要求に即応するため、上表に示した機種について仕込生産を行なっている。

旧来の標準系列品との比較の一例として、巻線形 37kW 6P 低圧について、外形、重量、容積を比較してみると図 2.6 のとおりになる。

以上代表例のみならず、新系列品は旧系列品に比べて著しく小形軽量化されているが、電気的特性においてはむしろ向上させることができた。

表 2.2 全閉外扇形 コロ軸受付カゴ形回転子ワット番号 2200~3600

ワット 番号	電 動 機																軸 端 (カップリング付)											
	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	K	KD	KL	M	N	Z	L	Q	QR	QS	T	U	W				
2232	380	290	225	440	180	180	28	445	514	75	8	95	55	364	440	380	18	770	90	70	390	55	10	5	15			
2236	400	310	225	440	180	180	28	445	514	75	8	95	55	364	440	420	18	810	90	70	410	55	10	5	15			
2536	430	330	250	490	200	180	30	495	577	85	8	100	55	384	490	420	22	840	90	70	430	55	10	5	15			
2640	460	350	250	490	200	200	30	495	577	85	8	100	55	384	490	440	22	900	90	70	450	55	10	5	15			
2840	490	375	280	575	225	200	32	547.5	656	90	10	105	55	431	550	470	22	980	105	75	490	65	12	6	18			
2846	515	400	280	575	225	225	32	547.5	656	90	10	105	55	431	550	520	22	1030	105	75	515	65	12	6	18			
3245	555	425	320	640	250	225	35	650	743.5	105	12	110	55	474	630	520	22	1095	105	75	540	65	12	6	18			
3250	580	450	320	640	250	250	35	650	743.5	105	12	110	55	474	630	570	22	1145	105	75	565	65	12	6	18			
3647	600	460	340	740	280	235	38	730	833.5	120	12	115	55	514	710	550	26	1190	120	90	590	75	14	7	20			
3652	630	490	340	740	280	265	38	730	833.5	120	12	115	55	514	710	610	26	1250	120	90	620	75	14	7	20			

ワット 番号	軸 端 (ブレード付)												プ ー リ ー												基 座 ボルト			
	L	Q	QR	R	QS	T	U	W	P	PD	PW	TL	RE	RF	RG	RH	RM	RN	BZ	X	FD	FH	FW					
2232	820	140	110	440	55	10	5	15	417.5	250	253	925	183	225	30	65	570	600	19	120	16	146	80					
2236	860	140	110	465	55	10	5	15	437.5	305	253	965	180	245	30	65	570	640	19	120	16	146	80					
2536	950	180	150	520	65	12	6	18	457.5	305	253	1015	200	250	35	70	640	560	22	140	19	248	95					
2640	990	180	150	540	65	12	6	18	502.5	335	250	1105	200	270	35	70	640	600	22	140	19	248	95					
2840	1075	200	170	585	75	14	7	20					223	275	35	73	720	620	22	160	19	248	95					
2846	1125	200	170	610	75	14	7	20					252	300	35	75	720	670	22	160	19	248	95					
3245	1190	200	170	635	75	14	7	20					230	305	40	80	820	670	22	180	19	243	95					
3250	1240	200	170	660	75	14	7	20					230	330	40	80	870	720	22	180	19	243	95					
3647	1320	250	200	720	85	16	8	24					280	325	40	85	920	720	28	200	25	353	150					
3652	1380	250	200	750	85	16	8	24					280	355	40	85	920	780	28	200	25	353	150					

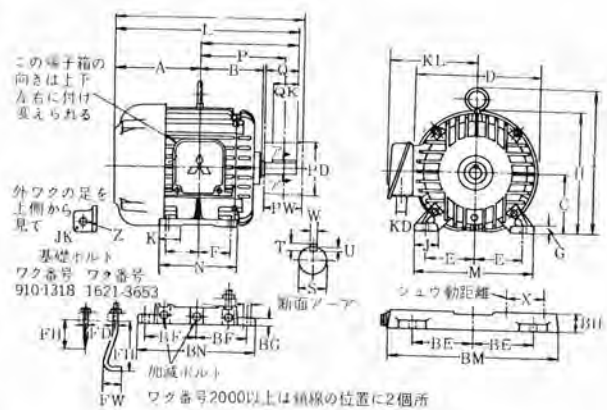


表 2.3 防滴保護形立形コロ軸受付カゴ形回転子ワット番号 2200 V~3600 V

ワ ッ ト 番 号	電 動 機												軸 端									
	D	JE	KD	KL	LA	*LB	LC	LE	LG	LL	LZ	LR	LW	Q	QK	QS	T	U	W			
2232 V	435	545	55	367	400	350	450	5	22	660	19	98	8	90	70	55	10	5	15			
2236 V	435	545	55	367	400	350	450	5	22	740	19	98	8	90	70	55	10	5	15			
2536 V	480	600	55	390	500	450	550	5	22	740	19	98	8	90	70	55	10	5	15			
2640 V	480	600	55	390	500	450	550	5	22	780	19	98	8	90	70	55	10	5	15			
2840 V	540	680	55	420	500	450	550	5	22	830	19	113	8	105	75	65	12	6	18			
2845 V	540	680	55	420	500	450	550	5	22	880	19	113	8	105	75	65	12	6	18			
3245 V	620	780	55	460	600	550	600	5	25	940	22	115	10	105	75	65	12	6	18			
3250 V	620	780	55	460	600	550	600	5	25	990	22	115	10	105	75	65	12	6	18			
3647 V	695	875	55	495	740	600	800	5	25	1010	22	130	10	120	90	75	14	7	20			
3652 V	695	875	55	495	740	600	800	5	25	1070	22	130	10	120	90	75	14	7	20			

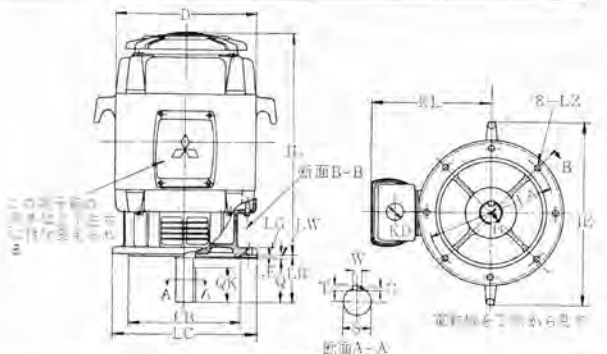


表 2.4 防滴保護形コロ軸受付巻線形回転子ワット番号 2200~3600

ワット 番号	電 機																軸 端 (カップリング付)											
	A	B	*C	D	E	F	G	H	I	S	J	K	J	KD	KD	KL	M	N	Z	L	Q	QK	R	S	T	U	W	
2232	510	290	225	435	180	180	28	442.5	519.5	537	70	8	95	55	368	440	380	18	900	90	70	390	55	10	5	15		
2236	530	310	225	435	180	180	28	442.5	519.5	537	70	8	95	55	368	440	420	18	940	90	70	410	55	10	5	15		
2536	540	330	250	480	200	180	30	490	582	584	85	8	95	55	391	490	420	22	970	90	70	430	55	10	5	15		
2640	540	350	250	480	200	200	30	490	582	584	85	8	95	55	391	490	460	22	1010	90	70	450	55	10	5	15		
2840	575	375	280	540	225	200	32	550	642	644	90	10	105	55	422	550	470	22	1062	105	75	490	65	12	6	18		
2845	600	400	280	540	225	225	32	550	642	644	90	10	105	55	422	550	520	22	1115	105	75	515	65	12	6	18		
3245	620	425	320	620	250	225	35	630	728	724	105	12	110	55	457	630	620	22	1140	105	75	540	65	12	6	18		
3250	645	450	320	620	250	250	35	630	728	724	105	12	110	55	457	630	670	22	1210	105	75	565	65	12	6	18		
3647	670	460	340	695	280	235	38	707.5	817.5	802	120	12	115	55	490	710	550	26	1260	120	90	590	75	14	7	20		
3652	700	490	340	695	280	265	38	707.5	817.5	802	120	12	115	55	490	710	610	26	1320	120	90	620	75	14	7	20		

ワット 番号	軸 端 (ブーリ付)																ブ ー リ												ベ ー ス												基準ボルト			
	L	Q	QK	R	S	T	U	W	P	PD	PW	TL	BE	BF	BG	BH	BM	BN	BZ	X	FD	FH	FW																					
2232	950	140	110	440	55	10	5	15	417.5	280	255	1055	180	225	30	65	570	500	120	14	144	80																						
2236	990	140	110	440	55	10	5	15	417.5	305	265	1095	180	245	30	65	570	540	120	14	144	80																						
2536	1040	180	150	520	65	12	6	18	457.5	305	265	1125	200	260	35	70	640	560	22	140	148	95																						
2640	1100	180	150	540	65	12	6	18	502.5	355	305	1215	200	270	35	70	640	600	22	140	148	95																						
2840	1160	200	170	585	75	14	7	20					225	275	35	75	720	610	22	160	148	95																						
2845	1210	200	170	610	75	14	7	20					225	300	35	75	720	640	22	160	148	95																						
3245	1255	200	170	635	75	14	7	20					260	305	40	80	820	670	22	180	148	95																						
3250	1305	205	170	660	75	14	7	20					260	330	40	80	820	720	22	180	148	95																						
3647	1390	250	200	720	85	16	8	24					260	325	40	85	920	720	28	200	25	383	140																					
3652	1450	250	200	750	85	16	8	24					260	355	40	85	920	780	28	200	25	383	140																					

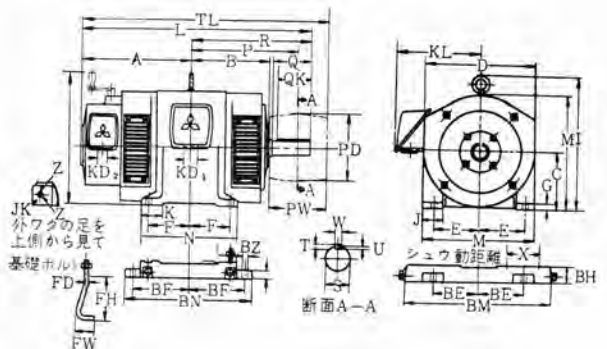


表 2.5 低圧三相誘導電動機 ヲ番一容量 標準摘要表

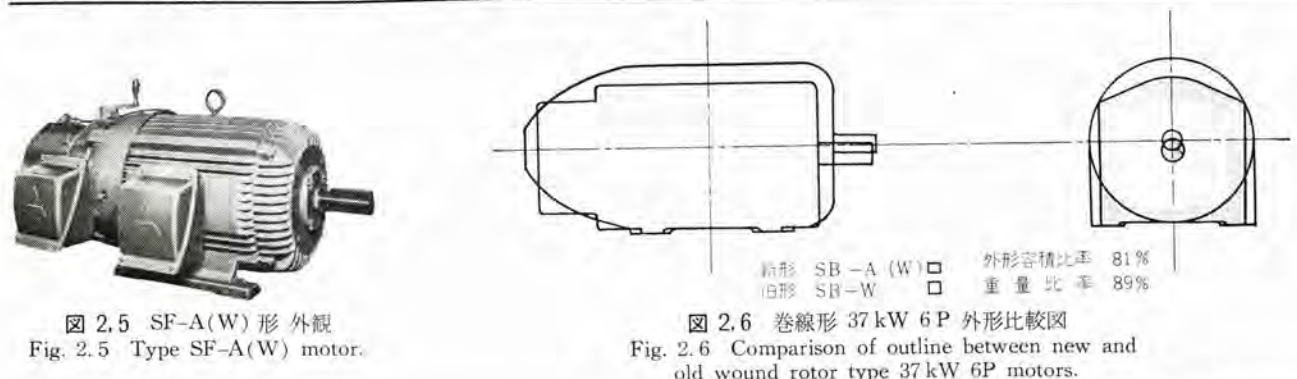
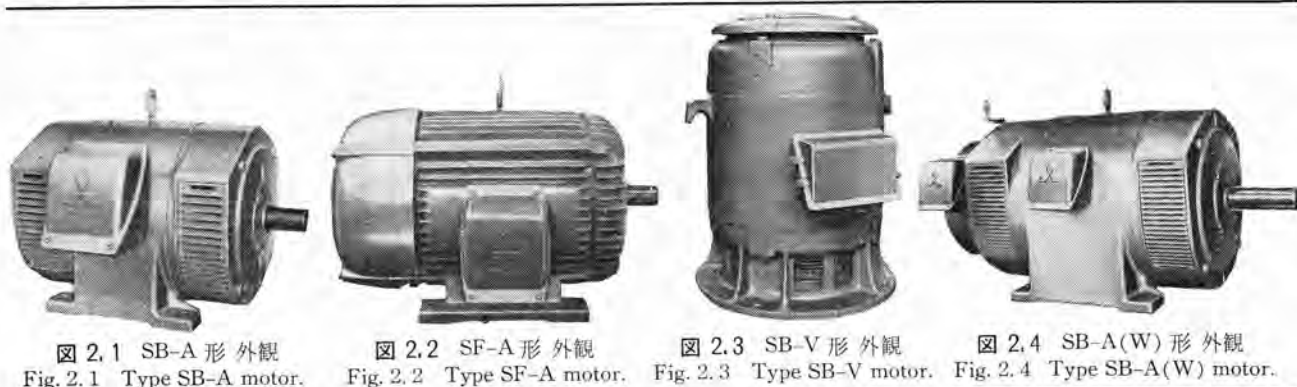
	防滴保護カゴ形 SB-A				防滴保護巻線形 SB-A(W)				全閉外扇カゴ形 SF-A				全閉外扇巻線形 SF-A(W)			
	2P	4P	6P	8P	2P	4P	6P	8P	2P	4P	6P	8P	2P	4P	6P	8P
2232	37	30	19	15	22	15	11	30	30	19	15	19	11			
2236	50	37	22	19	30	22	15	37	37	22	19	22	15	11		
2536		50	30	22		37	30	19		50	30	22	30	19	15	
2540	60	40	37	30	60	50	37	22	50	50	37	30	37	22	19	
2840	75	75	50	37	75	50	30	60	60	60			30	22		
2845	100	100	60	50	75	60	37	75	75	50	37	50	37	30		
3245	110	110	75	60	100	75	50	100	60	50	60	50	60	37		
3250	125	125	100	75	110	100	75	100	100	75	60	75	60	50		
3647		125			125	100	75								60	
3653		100	125		125	100	125	100	75			100	75			

○：仕込品を示す

※：仕込品は 55 kW で製作

高圧三相誘導電動機 ヲ番一容量 標準摘要表

	防滴保護カゴ形 SB-A				防滴保護巻線形 SB-A(W)				全閉外扇カゴ形 SF-A				全閉外扇巻線形 SF-A(W)			
	2P	4P	6P	8P	2P	4P	6P	8P	2P	4P	6P	8P	2P	4P	6P	8P
2536																
2540	37	37														
2840	50	50			37				37	37					30	
2845	60	60	37		50	37			50	50	37			37		
3245	75	75	50	37	75	60	50	37	60	60				50	30	
3250	100	100	60	50	100	75	60	50	75	75	50	37		60	50	30
3647			75	60	100	75	60	50	100	60	50			75	60	50
3653		125	100	75	125	100	75		125	75	60					



3. 保護方式

防滴保護形スーパーライン A モートルのフレームは全閉構造の堅固な鋳鉄製で、過酷な使用に耐えるよう十分強度をもたせてある。ブラケットは両側に広い通風孔を有する鋳鉄製で、十分な機械強度を有する設計となっている。この通風孔にアルミ鋳物製の防滴カバーが取り付けられている。このカバーの格子を斜め下方に傾斜させているため、鉛直面に対し、15°以内に落下する水滴はもちろんのこと、45°以内に落下する水滴も電動機内部に侵入する恐れは全くない。また、格子間の間隔は 12 mm 以下となっているので、通風をほとんど阻害することなく、有害な異物、小動物の侵入を防ぎ、また誤って指、手などが内部の回転体や、導電部に触れることのないよう安全な保護形となっている。

なお、巻線形の場合はとくに遊び側ブラケット上部に、大きな点検窓をあけ、簡単に取りはずせるヒンジ付カバーを取り付け、ブラシの点検、保守の便を図っている。

全閉外扇形は、フレーム、ブラケットともに完全な全閉構造の丈夫な鋳鉄製であり、一般に全閉構造上の弱点となりがちな軸貫通部には、排油ランナと組み合わせた完全なラビリンス構造を採用しているため、グリース漏れはもちろん、異物の侵入の恐れは全くない。呼吸作用に対する処置として、ブラケット下部にドレン抜用ラジを取り付け、万全を期している。端子箱内、口出線引出部分には鉄板

を内蔵した合成ゴムパッキンを用い、口出線の固定と同時に密封効果をおわせ持った独特の構造を採用している。

4. 軸受部の構造

図 4.1, 4.2 に横形、立形形の軸受部の構造を示す。

軸受外輪とハウジングのはめあいには、種々のデータに基づく適正量のスキ間を与えてゴジレを起さないよう配慮されている。ハウジング内に 4 枚羽根の排油ランナが取り付けられており、運転中にきわめてスムーズにグリース交換を行なうことができる。この排油ランナはハウジングとの間に完全なラビリンスを形成し、油漏れを防ぐとともに、外部からの異物の侵入を完全に防いでいる。遊び側排油ランナはロックナットを兼用し、ベアリングを締めあげているため、軸の遊びは全くない。3200 フレーム以下のブラケットはハウジング式であるが、分解、組み立ての便を考慮し、3600 フ

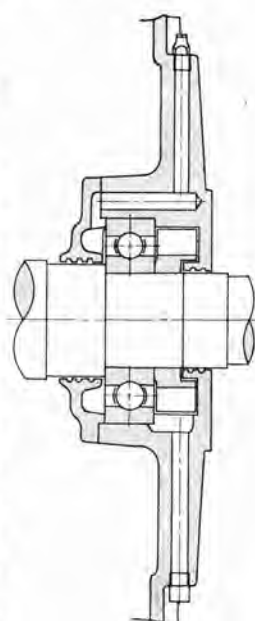


図 4.1 SB-A, SF-A 形 軸受部
Fig. 4.1 Type SB-A and SF-A motor bearing.

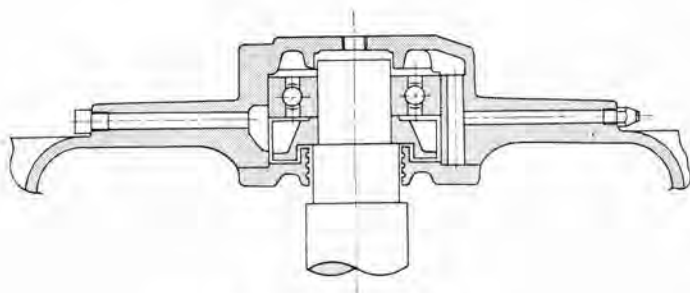


図 4.2 SB-V 形 軸受部
Fig. 4.2 Type SB-V motor bearing.

レームではカートリッジ式を採用した。

カップリング軸端の場合は、それほど大きな負荷が軸受にかからぬため、玉軸受でも寿命の点に問題はない。ベルト駆動のときは大きな負荷が軸受にかかるため、負荷側軸受にコロ軸受を採用し、負荷耐量を著しく増大させている。コロ軸受はややもすれば騒音、振動の原因になりやすいが、厳重な管理のもとで、良質な製品を使用しているので、騒音、振動の心配はない。各ワッ番に対する使用軸受は適用出力、回転数、使用条件を十分考慮し、綿密な計画と豊富な実績に基づいて決定したもので、NU 312 から NU 322 に至る軸受を使用していずれも十分な寿命を保証できるようにその選定に考慮をはらっている。

立テ形については、3600 フレームまでの負荷側は玉軸受を標準としているが、とくにスラスト荷重の大きい場合とか、顧客の要求のあった場合などにはアンギュラベアリングを使用することになっている。

5. 通 風 構 造

モートルの小形化、保護方式の強化は一般に温度上昇の増加を招くものであるが、そのためとくに新系列の開発にあたっては通風構造、冷却方式について十二分な検討を加えて以下に述べるような結果となり、温度上昇値も規格値に対し十分低く、満足すべきものとなっている。

5.1 防滴保護形 (SB-A形)

防滴保護形 (SB-A 形) の通風構造は図 5.1 に示すように軸流冷却方式を採用している。

負荷側に取り付けられたファンにより冷却風は遊び側ブラケットから吸入され、遊び側に取り付けられた小形ファンによりかきまわされて乱流となり、図 5.1 のようにコイル鉄心をきわめて有効に冷却した後、負荷側ブラケットから排出される。通風孔の大きさ、ファンの形状、寸法、ファンガイドの形状、配置、通風路の形成について吟味を重ね、その結果、理想的な冷却効果を得ることができ、温度上昇は非常に低くなっている。

5.2 防滴保護形巻線形 (SB-A(W) 形)

防滴保護形巻線形 (SB-A(W) 形) も SB-A 形と同様な軸流方式を採用している。上記カゴ形回転子と同様、この巻線形回転子にも通風孔を設け、回転子にも有効な冷却風が十分送られるように設計されている。

したがって、コイルの温度、とくに回転子コイルの温度を低くすることができた。

5.3 軸流方式とフク(輻)流方式

中形電動機の冷却には普通、軸流方式とフク流式のいずれかが採用されている。フク流式とはブラケットの両側から吸引し、コイル、鉄心を冷却後、フレーム通風孔から排出される方式をいい、軸流式に比べ、一長一端を有している。当社では種々実験検討の結果、3600 フレームまで全面的に軸流式を採用することに決定した。軸流式とフク流式の比較試験を数多く行ってきたが一例を示せば表 5.1 のとおりである。

以上のように、われわれの実験では軸流式がフク流式に比べて 10~30% 温度上昇が低い結果を得た。とくに、巻線形における回

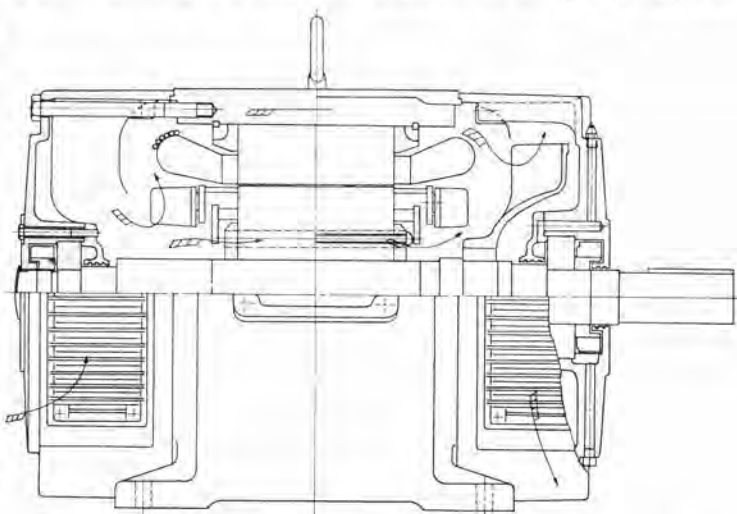


図 5.1 SB-A 形 組立図 (矢印は冷却風の流れる方向を示す)
Fig. 5.1 Cut-away drawing of type SB-A motor assembled.

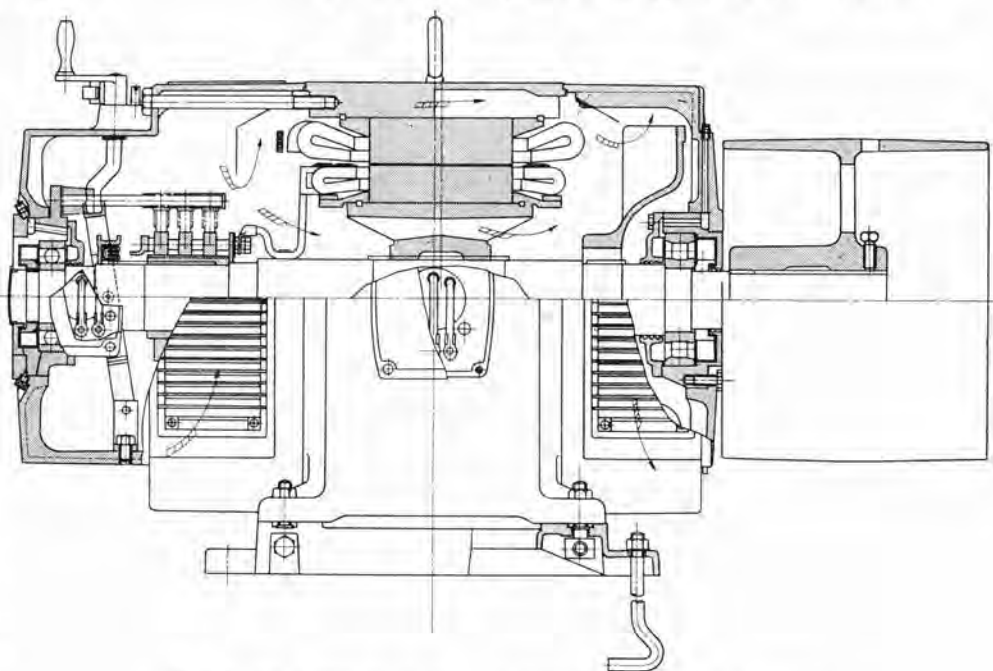


図 5.2 SB-A(W) 形 組立図 (矢印は冷却風の流れる方向を示す)
Fig. 5.2 Cut-away drawing of type SB-A (W) motor assembled.

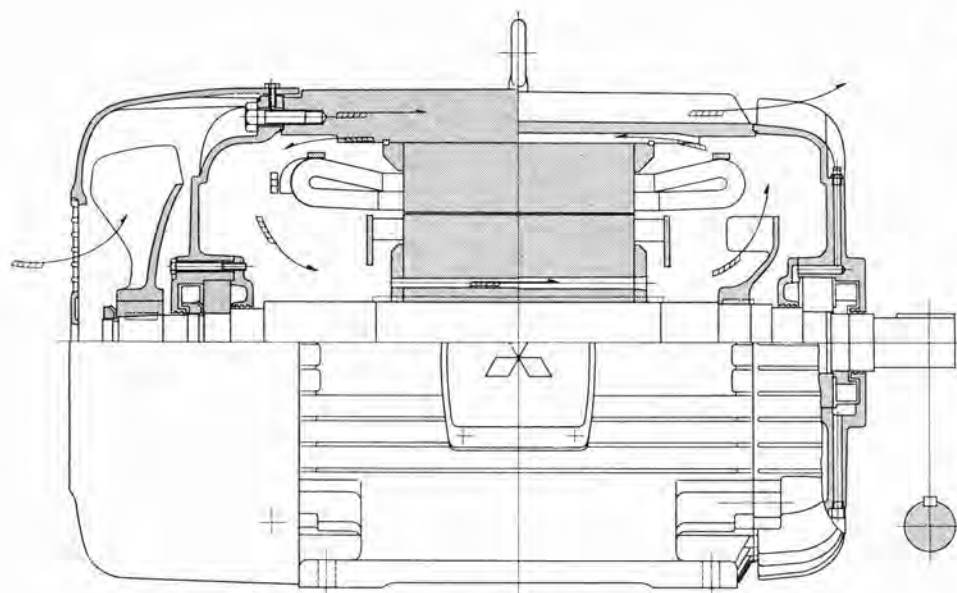


図 5.3 SF-A 形 組立図 (矢印は冷却風の流れる方向を示す)
Fig. 5.3 Cut-away drawing of type SF-A motor assembled.

表 5.1 軸流形、フク流形特性比率一覧表
(フク流形の特性/軸流形の特性 の値を示す)

出力、 極数	ワタ番	電圧/ 周波数	温度上昇				風量	騒音	振動	風損
			コイル (閉ル(回 定子)転子)	コイル (開ル(回 定子)転子)	鉄心	外ワ タ				
37 kW 4P	SB-A 2236	200/50	0.68	—	0.66	0.73	1.9	1.0	1.0	1.36
60 kW 4P	SB-A 2845	200/50	0.77	—	0.81	0.83	0.95	1.03	1.18	1.40
75 kW 8P	SB-A(W) 3653	3000/50	0.91	0.70	0.96	0.90	0.82	1.08	1.20	1.02

転子の冷却には軸流式がすぐれた結果を示した。騒音はフク流式のほうがやや低い。また、振動、機械損においても、フク流式がややまさった傾向を示すが、この値はともに実用上問題のない範囲における差異である。

もちろん、軸流式とフク流式との比較については、モートルの大きさ(ワタ番による差異)、外被の構造、モートル内部の状態(鉄心長、エアダクトの有無)などの諸条件、また各方式における個々の設計内容によって一概にその優劣をいうことはできないが、当社製品の系列化における諸条件に対し、3600 フレーム以下については、軸流式通風による冷却がフク流式に比べ好結果を得たのでこれを採用することに決定した次第である。

この実験においては軸流式はフク流式に比べ、冷却空気吸入孔の面積が半分である。それにもかかわらず、冷却風量はフク流式に比べ、やや少ないという程度であり、このことは電動機内部における冷却風の風速がフク流式の2倍に近いことを示している。また、通風路の長さは2倍に近く、軸流式はフク流式に比べ、高い風圧が必要である。したがって、軸流式の冷却風は多量のウズを発生しやすく、必要な個所の冷却をすみずみまで行なって、非常に有効である。フク流式はウズの少ないおだやかな冷却風であり、単純な通風路になりがちで、そのため冷却が部分的になり、冷却効率が低下したと考えることができよう。

巻線形の場合、軸流式を採用すると、遊び側と負荷側に大きな風圧差を生ずるため、空ゲキ部分に冷却風が流れ、このため回転子コイルの温度がフク流式に比べ、非常に低くでてくる。フク流式の場合、空ゲキ両端の風圧が等しいため、空ゲキには冷却風が流れない。

以上のように、軸流式は温度的に有利であるが、高い風圧を必要とするため騒音が高くなり、風損が大きくなる傾向にある。し

表 5.2 内気循環式、非内気循環式
温度比率表
(内気循環式/非内気循環式
の値を示す)

	コイル	鉄心	フレーム
温度比率	0.93	0.86	0.90

かしながら、この問題も斜め羽根を有するファンを採用することによりさらに効果的に解決することができた。

5.4 全閉外扇形

全閉外扇形は図 5.3 のとおり、フレーム、ブラケットの表面に多数の放熱ヒレをもうけ、反負荷側に取り付けた外部ファンにより、冷却風をフレーム表面に吹きつけるとともに、内部ファンにより、温度の均一化と冷却効果の増進を計る構造となっている。とくに 2800 フレーム以上では、フレームと鉄心の間に通風路を設け、内部

ファンにより内気を循環させ、高温部に発生する熱をすみやかに放散させる構造としたため、温度上昇を低くすることができた。

表 5.2 は同一電気部分を内気循環式にした場合と、しない場合の 50 kW, 4P, 3,000 V 50 c/s 温度データであり、この方式の有効であることを示している。

6. 騒音

全閉外扇形では大きな外扇ファンが付くため、とくに 60 c/s の騒音が非常に高くなる。また防滴形では軸流方式を採用しているため同様のことがいえる。この対策として、斜め羽根ファン (Skew fan) を採用している。この羽根は普通のファン (radial fan) と外径が同じで、羽根を回転方向と逆方向にねじったものである。このネジリ角を適当にすることによって、冷却効果を落さず、騒音を大幅に低下させることができる。

以下にスクューファンによる騒音の低下について実験結果を示す。スクューファンを採用すると高い周波数の騒音や、サイレンのような騒音が非常に減少して音質が柔らかくなり、感覚的には上記騒音データの比率以上に好成績を得たものと思っている。またスクューファンを採用することにより、風損も減少させることができ、騒音対策に好結果を与えるのみならず、効率の向上も期待できる。

表 6.1 スキューファン 特性比率一覧表
スクューファン 特性/ラジアルファン 特性 の値を示す

出力、極数	ワタ番	温度上昇			騒音	
		コイル	鉄心	外ワタ	50 c/s	60 c/s
75 kW 4P	SB-A 3245	1.01	1.06	1.05	0.95	0.94
75 kW 4P	SF-A 3250	1.05	1.07	1.08	0.95	0.95

7. コイル絶縁

絶縁階級として A, E, B, F, H 種のものが製作可能である。とくに需要の多い A 種絶縁電動機では、対地絶縁に低圧 (600 V 未満) ではマイラコンベネーション (ポリエチレンテレフタレートとプラスチックの張り合わせ)、高圧 (3,000—3,300 V) ではマイラマイカコンベネーションを採用している。このマイラマイカコンベネーションは、マイラにマイカ3層を張り付け、さらにその上にマイラを張りつけたもので、このマイラマイカコンベネーションを用いて対地絶縁としているため、耐圧に対

し非常に信頼度が高い。マイラマイコンベネーションの絶縁階級はB種に属し、これをA種絶縁電動機に採用することにより、さらに当社独特の耐熱性のすぐれた(B種相当品)のワニス処理とあいまって、三菱高圧モートルの絶縁性能を著しく高めている。また、マイラマイコンベネーションは旧来の絶縁物に対して、厚みが半分近くになっており、このため、熱伝導率が大幅に増加し、鉄心内コイル温度上昇低下の一因となっている。

8. 鉄 心

鉄心寸法、ミジ形状は電動機の特性に非常に大きな影響を及ぼす。新系列の開発にあたり、最新の鉄心材料を生かして最も合理的で、最適化された鉄心抜板形状を決定し、このため、旧来品に比べて電動機を著しく小形軽量化したにもかかわらず、効率、力率をむしろ向上することができ、かつトルクを増大させることが可能になったのである。冷却効果の向上に伴い、ミジ内電線断面積の減少が可能となり、絶縁物の厚みの縮少の効果とあいまって、ミジ形状を小形にすることが可能となった。とくに高圧電動機ではこの影響が大きく現われ、巻線作業の進歩もあり、旧来品に比べ、ミジ形状をかなり縮少することができた。このミジ小形化は鉄心磁路を有効に使用することに大いにあずかり、電動機の小形化成功の一因ともなっている。

9. 回 転 子

カゴ形回転式の形式として深ミジカゴ形(K1)と二重カゴ形(K2)があり、普通の用途には前者を、とくに起動トルクを要求するところでは後者が用いられる。当社では、2極はK1を標準とし、4極以上はK1、K2の2系統を標準として整備している。回転子導体は低圧モートル2500フレーム以下はアルミダイカスト、2800フレーム以上は銅、あるいは黄銅棒にエンドリングを溶接したものを採用している。この場合、回転子導体と回転子ミジとのハマイをきつくして、起動時間中または運転時間中の導体の振動を防ぎ、かつ熱伝導をよくしており、これに基づく事故を未然に防いでいる。

9.1 スキュー

一般に磁気音の消滅、速度対トルク特性改善のため、回転子ミジをスキューすることが行なわれる。しかし、スキューすることによりトルク低下、損失の増大という現象を伴う。固定子に半閉コウ(溝)を採用している低圧電動機では、この損失の増加は問題にならないが、開コウを採用している高圧電動機では、この損失の増加を無視しえない。この増加の割合は、固定子、回転子のミジ数組み合わせに密接に関係しており、筆者らの研究の結果では、良好な場合には数℃以内になるが、はなはだしいときは20℃を越えることがある。当社では高圧カゴ形電動機ではスキューなしを標準とし磁気音やトルクのタルミの弊害を除くため、固定子と回転子のミジ数組み合わせには特別の考慮をはらっている。このためスキューなしでも磁気音は全くなく、トルク特性もきわめて良好である。

巻線形では回転子のミジ数を任意に選ぶことができないため、中にはスキューしないと磁気音の発生が避けられないものもある。このため、低圧電動機と同様スキュー付を標準としているが、この場合も研究結果に基づき、比較的スキューによる損失増加の少ないミジ数組み合わせを採用しているので、回転子コイルの温度上昇も十分余裕をもって規格値を満足している。

9.2 アルミダイカスト回転子

アルミダイカスト回転子は回転子の構造がきわめて堅固になり、回転子事故の主要部分を占める回転子導体と短絡環との接続不良、回転子導体折損事故がほとんどなくなり、製作容易で、多量生産に向くため、小形電動機にはすでに常識的な存在となっている。



図 9.1 アルミダイカスト回転子速度トルク曲線

Fig. 9.1 Speed-torque curve of aluminium diecast rotor.

しかしながら、アルミダイカスト回転子は一般に漂遊損が大きく、速度対トルク曲線のタルミもやや大きいのが普通であるため、中容量電動機ではあまり使用されていない。当社ではアルミダイカスト回転子について研究を重ね、2500フレーム(60kW 4P)以下の標準化を完成した。はん用電動機(37kW以下)では200V 50/60c/s共用のためとくにトルク関係に意をそそぎ、200V 60c/sの使用の場合でも起動トルクはK2特性を余裕をもって満足するように設計してある。漂遊負荷損によるトルク曲線のタルミも、適切なミジ形状、ミジ数の採用、およびダイカスト工作法の改良により改善され、満足すべき結果を得た。写真はその一例を示す。従来の銅導体を使用している二重カゴ形電動機のトルク曲線に比べても全く遜色がない。

10. む す び

以上、今回系列拡大を完成したスーパーラインAモートルの各形式にわたる製品について、その概要を紹介した。これはモートル材料の発達とあいまって、当然われわれがなさねばならないモートルの小形軽量化が、ここにその第1段階の完遂をみたことを述べているのである。各社いずれも同じであると思うが、その会社の製作する製品の標準スタイルを決定するということは、とくにモートルの場合のように、非常に広範囲に使用され、非常に多数の人々の眼にとまるものに対しては、その機能を十分発揮することを考えた場合、なかなか困難な問題となる。この点今回もとくに開放形に関して、2031フレーム以下と同一の外観、スタイルということも当初に考えられたが、出力の増大と小形軽量化の点を考慮して、結局上記したようなところに落ち着いた次第である。日進月歩の材料品質の改良、新規材料の出現に伴って、これを使いこなすモートルの設計は、これまた日進月歩であらねばならないことはもちろんのことであって、いつまでも一つの段階に定着しておれない。一つの段階への到達は、すなわち次の段階への出発と考えねばならないと思っている。小形軽量化という主目的に向って行なわれた今回の系列拡大は、騒音の問題に対しても、冷却効果の問題に対しても、新しい材料の利用導入という問題に対しても、軸受強度、構造強度の問題に対しても、さらにはアルミダイカスト回転子の製造上の問題に対しても、これらに付随するいくたの研究の成果に基づくものであって、これら多岐にわたる研究によって得たものは今回の系列拡大に寄与するにとどまらず、さらに次の段階への出発の確固たる基礎となっていることを信ずるものである。

貿易自由化による海外諸国のモートルの国内への流入、さらには海外市場への進出に対処して、優良な品質、低廉な価格はわれわれにとっては目下の急務であって、斬新な外観スタイルをもって、小形軽量化を成し遂げ、さらに過去の製品に比較して、その特性をはるかに向上しえた今回のスーパーラインA系列の拡大は、まさに時代の要求に合致したものであるといえる。しかし、技術の進歩は無限であり、時代の要求は、千変万化である。

今筆者は、本文をまとめるにあたり、あえて今回の系列拡大を第一段階と考え、すでに第二段階への出発が踏み切られていることを自覚しつつ、今後の飛躍を遂げねばならぬことを痛感している。

別府鶴見岳ロープウェイ用電機品

中野久夫*・井上信義*

Electric Equipment for Mt. Tsurumi Ropeway at Beppu

Nagasaki Works

Hisao NAKANO・Nobuyoshi INOUE

With the development of sightseeing project, ropeways are installed in many places recently to accomodate the tourists. One set up on Mt. Tsurumi in the outskirt of the Beppu hot-spring operate with Mitsubishi electric apparatus exclusively, having many marked talking points. It connects the foot station of 510 m above the sea and the summit station situated 792 m higher than it; the span is 1816 m and the seating capacity of the gondola is 101. The specification indicates the project is topranking even in the world installations in its grand scale. The driving is made by a 350 kW induction motor with a reactor control employing many trinisitors and transistors. The ropeway resorts to a programmed automatic operation system as the first attempt in this country, which stands out in a number of novel features of the facilities.

1. ま え が き

最近観光資源の開発が盛んに行なわれ、ロープウェイも各地に建設されているが、昨暮、別府鶴見岳に完成したロープウェイは別府から鶴見岳山ろくを通して阿蘇、雲仙を結ぶ九州横断道路に面した標高 510 m の高原駅と 1,300 m 余の鶴見岳の山頂駅を結ぶもので、線路長、高低差、乗車人員、標高のいずれをとっても世界有数の規模をもったものである。この建設工事は日本ケーブル KK が行ない、当社が電機品を一括担当し納入した。このロープウェイはその規模が大きいのみならず、原動装置には 350 kW 三相巻線形誘導電動機のリアクトル制御方式を採用し、制御にはトリススタ、トランジスタなど最新の半導体応用品を大幅に採用するとともに、ロープウェイとしては最初のプログラム自動運転方式を採用するなど幾多の新しい試みを行なったので、ここに一端を紹介し各位の参考に供したい。

2. ロープウェイとその問題点

ロープウェイには上下 2 駅間に左右 2 本の支索をはりこれに搬器(ゴンドラ)をつりさげ一定速度でエンドレスに循環しているえい(曳)索を 2 台以上の搬器が一定間隔ごとに次々につかんで運行する方式の循環式と、搬器 2 台をつるべ式にえい索の両端につけてこれを支索の上に車によってかけ、搬器を 1 回の運転ごとに上下に運行する交走式がある。交走式ロープウェイではえい索は減速機、駆動輪を介して原動機により駆動されるようになっている。循環式ロープウェイでは原動機は無負荷で起動した後は、一定速度で連続運転しておればよく、原動機の制御方式は比較的簡単であるが、駆動機構が複雑になり乗りごころは交走式に比べておち、運行速度もあまり大きくできない。交走式では原動機は 1 回の運転ごとに正転逆転を交互に行ない、しかもこのたびに負荷のかかった状態で起動、加速運転、減速停止を行なうためこれの制御が必要となり、運転制御方式はそれだけ複雑になる。しかし加減速度制御により、きわめて快適な乗りごころのものとすることができ高速度の運転を行なうことができる。

今回の鶴見岳ロープウェイでは支索 2 本、えい索 3 本とする 5 線交走式が採用されたので、ここでは交走式ロープウェイの原動装置に要求される特性、条件などについて検討してみる。

図 2.1 に交走式ロープウェイの駆動方式の原理を示す。

(1) 負荷の要求トルクが(+)から(-)まで広範囲に変化する。

2 台の搬器の中、上る搬器は原動機に対し反抗トルク、すなわち負荷となり、下る搬器は原動機を逆に回そうとし(-)負荷となる。

このため 1 回の運転ごとに上り、下りの乗員の多少により原動機にかかる負荷は大幅に変化する。また運行途中においても、支柱の前後でロープのこう配が異なるために搬器の位置によって負荷が(+)から(-)の範囲で大幅に変化し、とくに支柱の前後で急激な変化をする。(図 2.2 に別府鶴見岳ロープウェイの負荷曲線を示す)

(2) 速度の制御範囲が 0 からほぼ 100% の全範囲にわたる。ロープウェイでは上記のように負荷が大幅に変化するにかかわら

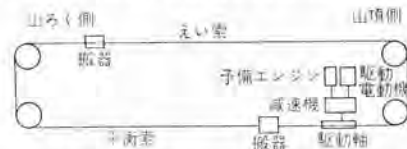


図 2.1 交走式ロープウェイ駆動原理図
Fig. 2.1 Driving mechanism of ropeway.

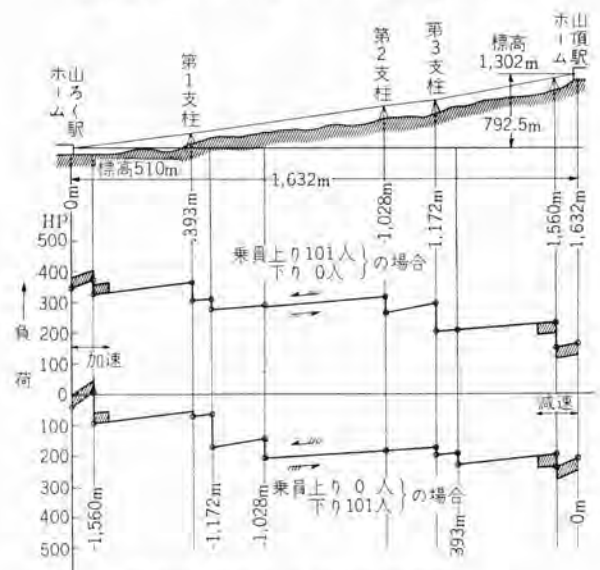


図 2.2 鶴見岳ロープウェイ負荷曲線
Fig. 2.2 Load characteristics of Mt. Tsurumi ropeway.

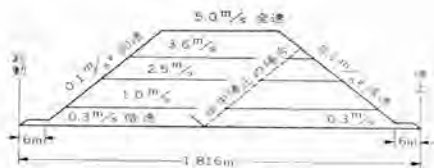


図 2.3 運転プログラム
Fig. 2.3 Operating program.

ず、さらにホームからの離場、あるいはホームへの入場の一定微速運転から全速走行速度および全速度への加速および全速度からの減速が所定のプログラムにのるように加減速度制御する必要がある。さらに全速運行速度も平常の運行速度以外に悪天候時機器を収容するとき、あるいはローの点検などのため中間に2、3の運行速度の選択が可能で、しかも安定した速度特性をもたせる必要がある。なお現行の索道規則では運転速度最高3.6 m/sと規定されており、特例としてリアクトル制御、ワードレオード制御などに対しては5 m/sとすることができていることになっているが、このためには3.6 m/sの運転と5 m/sの運転特性の比較資料を関係官庁に提出し認可を得る必要がある。今度の鶴見岳ローウェイも最終運転速度は5 m/sで計画されており、このような場合3.6 m/s 5 m/sのいずれでも定格負荷で営業運転できるものとしなければならない。

図 2.3 に鶴見岳ローウェイの運転プログラムを示す。

(3) 加速、減速および急激な負荷変化に対する速度の過渡応答特性はきわめて円滑なものでなければならない。

ローウェイは人を輸送するものであり、とくに乗りごちが問題となり、加減速度の変化はきわめて円滑なものとしなければならない。またロー、機器などの機械系がそれ自身で非常に振動的であるために、この点からも過渡応答はきわめてなめらかなものとする必要があり振動的な過渡応答は許されない。

(4) ローウェイの原動装置は、このような特性を要求されるが、さらに人の輸送を行なうものであるから装置としてきわめて信頼性の高いものであり、また万一事故があった場合でも人命にかかわるような重大な事故とならないよう万全の保安装置を設け安全なものとしなければならない。

また運転操作を簡単にし運転員の負担を極力減少し、運転の誤操作による事故のないようにしなければならない。

ローウェイの原動機運転制御装置には以上のような条件が要求される。

このため従来は三相巻線形誘導電動機の二次抵抗制御のみでは不可能なため、手動制動機を併用して運転員の感にたよって運転してきたが、以上述べたようなことからこれを自動制御化することが要求され、わが社ではこれに対しわが社独特のリアクトル制御方式を昭和34年白浜ローウェイに適用し好結果を得たので、その後ローウェイの標準制御方式として採用し多数納入してきた。リアクトルの制御には磁気増幅器の2段増幅により標準速度と実速度を比較し、その偏差を検出増幅して可飽和リアクトルを変化し運転員が主幹制御器により与える所定のプログラムにのるようにより制御してきたが、最近この磁気増幅器をさらにトランジスタ制御電極付シリコン整流器(SCR)による増幅器におき換え、さらにその他の制御回路、保安回路にトランジスタ増幅器、トランジスタNOR要素を大幅に取り入れ一段と運転制御性能を上げたものとした。

鶴見岳ローウェイでは、起動押しボタン操作後はプログラムに従って自動的に加速、全速運転、減速、停止するような全自動プログラム

運転するよう要求された。ローウェイの全自動プログラム運転を行なうのは、今回の鶴見岳ローウェイでは初めてで次のような点が問題となった。

(5) 減速開始指令点の検出およびこれと減速距離のバラツキをいかにして小さくするか。

ローウェイの運転速度は図2.3のような各種の運転速度があり、さらに途中で停止したときの再運転も図の点線で示すようなプログラムにのった自動運転ができる必要があるとのことで、各運転速度によりホーム手前で減速開始する点が異なり、この減速開始点と減速開始時間の速度との関係は放物曲線となる。

負荷、電源電圧変動その他原因で、わずかに減速度が変わっても減速度が0.1 m/s²と比較的小さくとられるため、運転にはいる点のバラツキは大きくなり、また微速運転速度が0.3 m/sと非常に遅いため、微速運転時間が長くなり、運転効率が低下する。電源電圧変動および負荷が(+) (−)のいずれであるかにより、全速運転速度(5 m/s)、減速度(0.1 m/s²)に±2%の変動があったとしても減速距離の最長、最短では16 m程度の差を生ずる。減速が一番遅れた時でも安全をみて、ホーム手前6 mを微速運転するとすると最長の場合20 m程度を微速運転することになる。これを時間にすれば1分以上となり非常に長い時間となる。このため微速運転にはいる点のバラツキは数 m以内に押える必要がある。

また、減速開始点の検出の精度をいかに高めるかも問題でローウェイは普通数百 mから数千 mで鶴見岳の場合、全長約1,800 mで駆動装置と連動してなんらかの方法、たとえばインジケータから減速点を検出するとして、これの検出精度1%に押えても18 mの差となる。またローは運転ごとに伸び、しかも全長が長いからこの値も無視できない。ホームの手前で機器そのものを検出すれば一番高い検出精度が得られるが、ローが空中に張られているだけなので検出装置の取り付けが困難である。

このようにローウェイのプログラム自動運転するうえには技術的な困難な問題をもっているが、これに対しては後述のような方法で一応解決した。この方法は最良な方法とはいえないが、実用上問題なく経済性を考えた場合ローウェイのような用途としては十分なものではないかと考える。以下制御装置の概要を説明する。

3. 別府鶴見岳ローウェイの設備概要

ここで鶴見岳ローウェイの設備概要を紹介すると次のようになる。

形 式	5 線交走式 (支索 2 線; えい索 3 線)
線 路 長	1,816 m
線路水平長	1,632 m
高 低 差	792 m
平均コウ配	26°
標 高	山ろく高原駅 510 m 山頂駅 1,302 m
支 柱	4 基
搬 器	101 人乗り 2 台 ランナ 24 輪
運 転 速 度	営業運転速度 5 m/s (ただし 38 年 3 月末まで 3.6 m/s) その他 2.5 m/s, 1.0 m/s の運転可能
巻 上 機	3 ヲシエンドレス 式
原 動 機	350 kW 3,300 V 60 c/s 8 P 三相巻線形誘導電動機 1 台

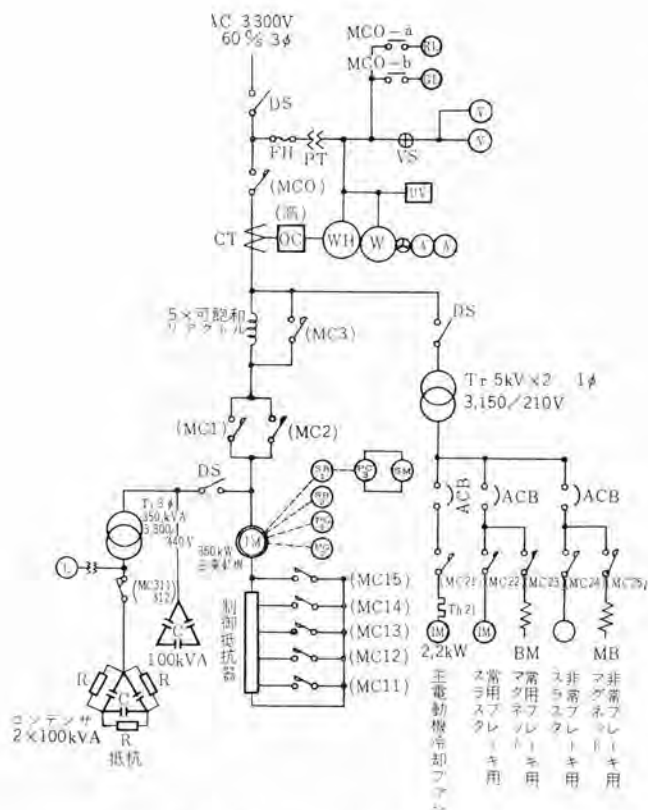


図 3.1 主回路単結線図
Fig. 3.1 Skelton diagram of main circuits.

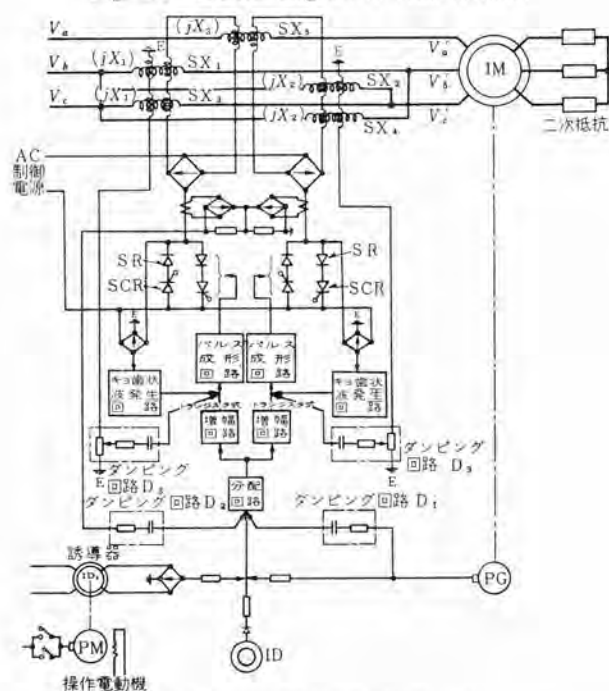


図 3.2 速度制御方式簡略説明図
Fig. 3.2 Connection diagram of speed control system by reactor control.

予備原動機	ガソリンエンジン 116 HP	1 台
減速装置	2 段減速方式	1 台
制動装置	駆動輪制動機直結ブレーキ	1 台
	非常制動機 (高速側)	1 台
	常用制動機 (高速側)	1 台
	手動制動機 (高速側)	1 台
	コンデンサ制動装置 (電氣的)	1 式
制御方式	トランジスタ、トリスタ 使用による 5 リアクトル 平衡可逆 リアクトル 制御	

運転方式 プログラム自動運転

図 3.1 に原動機まわりの主回路単結線図、図 3.2 に速度制御方式の簡略説明図を示す。

4. 誘導電動機のリアクトル制御の原理

リアクトル制御方式については、すでに種々の文献が発表されているので、ここでは簡単な説明にとどめる。リアクトル制御方式にも種々の方式があるが、鶴見岳ローラウェイで使用したのは 5 リアクトル 平衡可逆 リアクトル 制御方式で、図 3.2 において a 相の可飽和リアクトルをなくすれば不平衡可逆リアクトル制御回路となる。直流励磁可飽和リアクトル $SX_1 \sim SX_4$ は一つの直流励磁巻線を有し、 SX_5 は 2 個の直流励磁巻線をもっている。 SX_1, SX_3 および SX_5 の一つの励磁巻線を直列に接続し SX_2, SX_4 および SX_5 のいま一つの励磁巻線を直列に接続し別々の増幅装置に接続する。

基準電圧と実速度を与える指速発電機 PG の電圧とを比較しその偏差を検出し、基準に対して、実速度が高いか低いかすなわち偏差が (+) か (-) かを分配器で弁別し、2 個の増幅回路のいずれかを、選択的に応答させ偏差量に比例してリアクトルの直流励磁量を制御する。基準に対して実速度が低く、負荷が (+) トルク すなわち電動トルクを要求する場合は SX_1, SX_3, SX_5 のグループに励磁電流を流し、 SX_2, SX_4, SX_5 のグループの励磁電流を 0 とし、基準に対し実速度が高く、逆に (-) トルク、すなわち制動トルクを要求される場合は SX_1, SX_3, SX_5 の励磁電流 0 で SX_2, SX_4, SX_5 グループに励磁電流が流れるようにする。

上記のようにしてリアクトルの直流励磁量を負荷の要求トルクにより選択的に応答させてこれを制御するとリアクトルのリアクタンスが最大励磁時のほとんど 0 から無励磁時の非常に大きなリアクタンス値まで連続的に変化する。このため電動機に加わる端子電圧もほとんど電源電圧値に等しい正相電圧から電圧 0 の状態を通して、

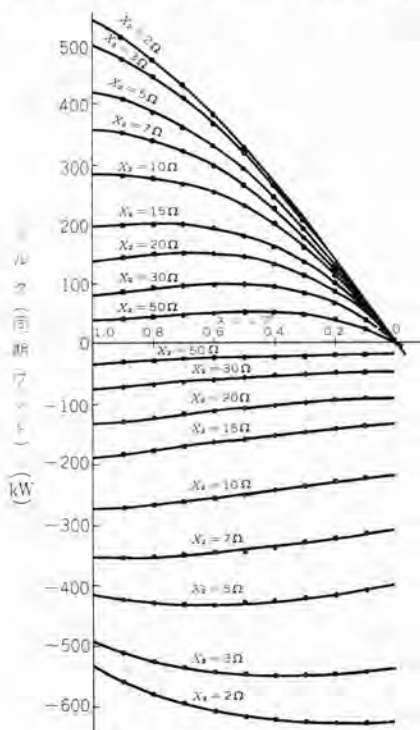


図 4.1 速度-トルク の 特性 (計算値)
Fig. 4.1 Speed-torque characteristics (calculated).

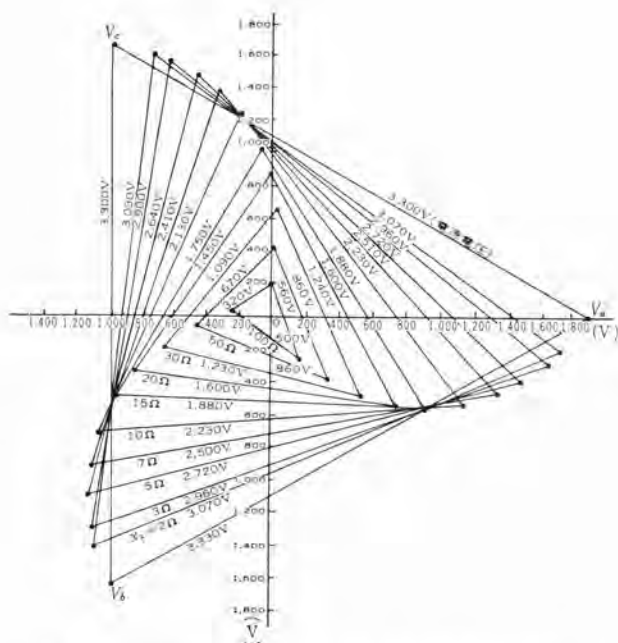


図 4.2 電動機端子電圧の変化 (計算値) slip 1.0 の場合
Fig. 4.2 Vector diagram of calculated terminal voltage at 1.0 slip.

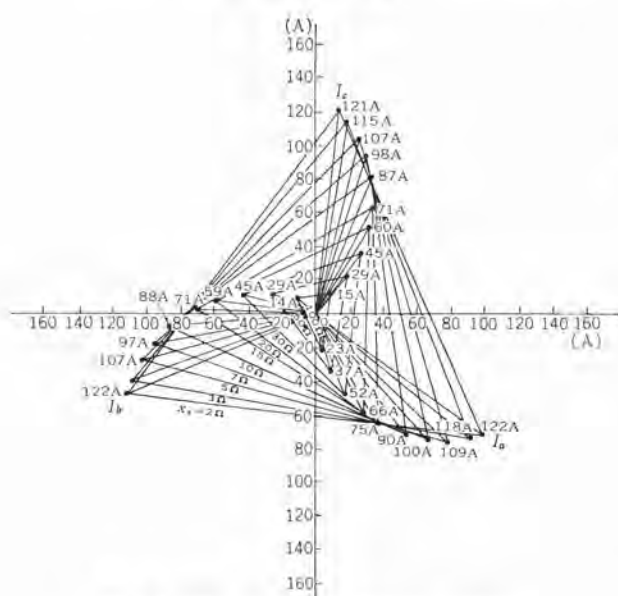


図 4.3 Slip 1.0 における線電流 (計算値)
Fig. 4.3 Vector diagram of calculated line currents at 1.0 slip.

c 2 相を切り換えた逆相の全電圧近くまで変化することができ、電動機の発生トルクを (+) から (-) の領域まで制御することができ、直流フールドレオード制御に匹敵する性能をもたせることができる。この間の関係を IBM 7090 デジタル計算機により計算した結果を図 4.1~4.3 に示す。図 4.5 にリアクトル静特性の実測値を示す。このようにリアクトル制御方式では運転中に負荷が (+) から (-) の範囲で大幅に変化しても、それに応じた電動トルク、制動トルクを自動的に発生し、無段階的に制御することができる。

別府鶴見岳ロープウェイでは、0.3 m/s の微速運転および、1 m/s, 2.5 m/s, 3.6 m/s 速度運転の場合は、加減速度および全速走行の全速度領域をリアクトル制御し、5 m/s 速度運転の場合は 5 m/s 速度への加速および 5 m/s からの減速はリアクトル制御で、所定のプログラムに基づき、運行するように制御するとともに、5 m/s の全

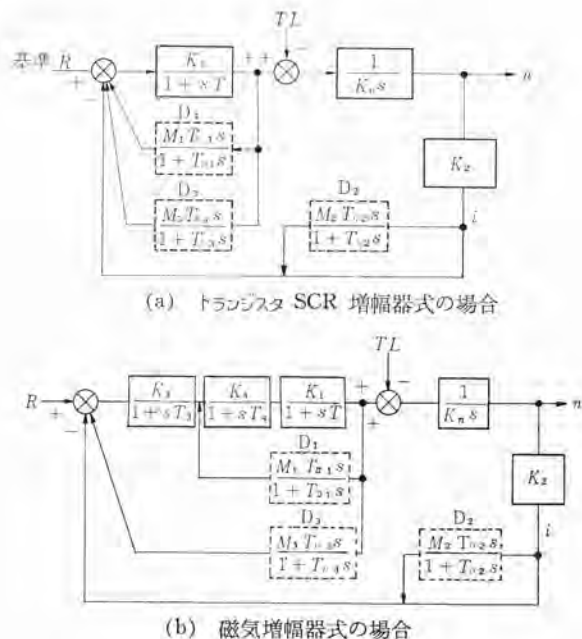


図 4.4 ブロック線図
Fig. 4.4 Block diagram.

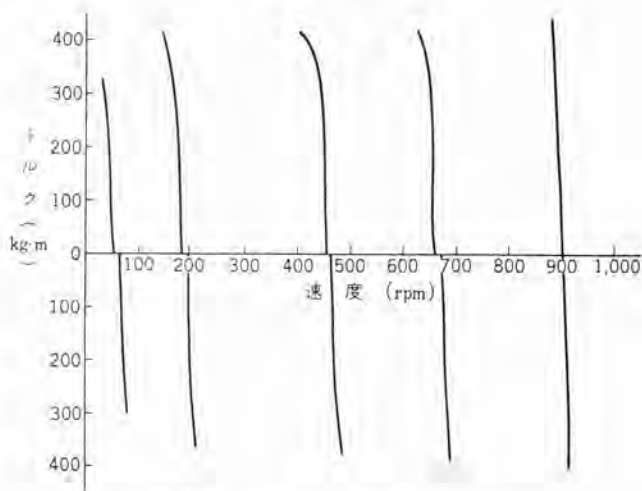


図 4.5 速度-トルク 特性 (実測値)
Fig. 4.5 Speed-torque characteristics (tested).

速走行時はリアクトルを短絡し、誘導電動機の二次を短絡して、誘導電動機単独の運転特性により、(+) トルク要求される場合は、同期速度よりわずかに下で電動トルクを発生し、(-) トルクが要求される場合は、同期速度よりわずかに上の速度で回生制動を行なうようにしている。

図 3.1 の MC3 がリアクトル短絡用電磁接触器で MC1, MC2 は 1 回の運転ごとに電動機の回転方向を切り換えるための電磁接触器である。なお誘導電動機のトルクと電流は周知のように、二次そう入抵抗により比例推移するので、二次抵抗、およびこれの短絡用電磁接触器 MC11~MC15 を設け所定速度で希望するトルクを発生するように二次抵抗を切り換える。

5. トリニスタ、トランジスタによるリアクトル制御

リアクトルの直流励磁制御用の増幅器としては従来は磁気増幅器の 2 段増幅を使用してきたが、今回の鶴見岳ロープウェイではこれを図 3.2 に示すようにトリニスタとトランジスタの増幅器におきかえた。

基準の指令電流と指速発電機 PG からの検出電流を比較し、ト

ランジスタ 分配器によりいずれが大きいかにより トランジスタ 増幅器のいずれを応答させるか選択し、数倍に増幅しこれをキョ 歯状波電流と合成し、パルス 成形回路に入れ、基準速度と PG からの実速度の偏差量に応じて発生 パルス 位相を制御し、パワートランジスタ、パルス 変圧器を経てトリニスタの点弧位相を制御し、その結果出力電流、すなわち可飽和リアクトルの励磁電流を速度偏差量に応じて増減し、リアクトルのリアクタンス、したがって電動機の端子電圧を制御し発生 トルク を変えて電動機速度を設定値におちつかせる。

6. 運転指令、基準電圧発生装置について

図 2.3 に示すような運転 プログラム に従って電動機を自動的に加速、全速運転し、減速、停止するためには基準電圧を図 2.3 のプログラム に従って変化させればよいわけで、このための基準電圧発生器としては、基準電圧を回転子巻線に発生する誘導器（インダクタ ID₁）を使用し、この誘導器の回転子を減速機を介してパイロットモータ（PM）で所望される加減速度に相当するゆっくりした速度で回転し、回転角に比例した基準電圧を発生させるようにした。駆動パイロットモータが運転プログラムに従った指令電圧を発生するよう起動停止、正転、逆転するための指令は機械的な制限開閉器を使用せず、速度選択開閉器または手動主幹制御器により与えられる指令電流と誘導器（ID）の発生する基準速度電流とを、トランジスタ増幅器および無接点継電器（NOR 要素）を使用して比較検出して行なうよう完全に電気的な方式とした。

運転は起動押しボタン操作後は自動的に選択されたプログラムに従って加速全速運転、減速、停止するような全自動プログラム運転以外に主幹制御器により手動で任意の速度に加減速できるようにしている。

プログラム自動運転の場合の減速は、図 2.3 のようにいずれの速度でホームに近づいて来る場合も、常に一定の減速度 0.1 m/s^2 で減速しホーム手前数 m の位置で微速運転に入るように要求された。このため減速開始点は運転速度により変わり、一定点とならない。またこの位置の検出はローウエイの全長 1,800 m 余あるにもかかわらず、数 m 以内におさめる必要があることは前に述べたが、鶴見岳ローウエイの場合、山頂駅手前 80 m の所に第 4 支柱、520 m 手前に第 3 支柱があるが、5 m/s 運転の場合減速開始点の検出位置としては減速距離が 124 m となり第 4 支柱は使用できない。5 m 運転の場合 0.3 m/s の微速運転距離 6 m とするとホーム手前 130 m の点で減速開始させることになる。図 6.1 に示すように第 3 支柱にリミットスイッチを設け搬器がここを通過するときリミットスイッチを作動させ、この信号により減速指令用の誘導器（ID₂）駆動用のヘルシンのマグネットクラッチにより駆動輪に結合して始動し搬器位置により回転子巻線の出力を変え、これと基準電圧発生器（ID₁）の電圧を比較し、両者が一致したとき減速指令を出すようにした。またこの場合、ID₂ は停止によりカウンタウエイトにより自動的に起動位置に復帰させ、1 回の運転ごとに一定

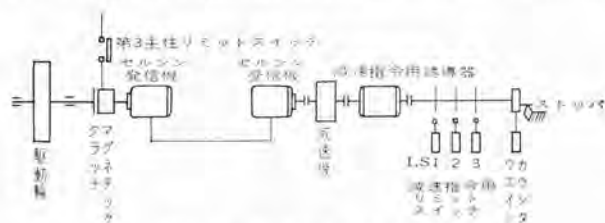


図 6.1 減速指令方式説明図
Fig. 6.1 Deceleration signal apparatus.

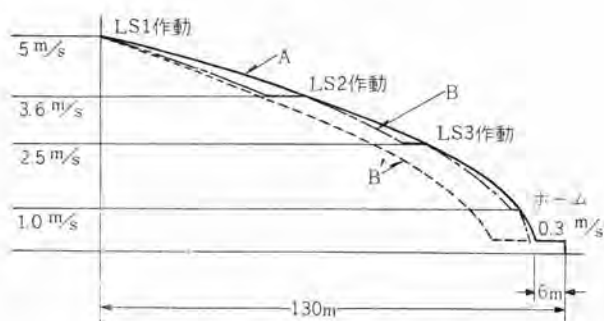


図 6.2 減速方式説明図
Fig. 6.2 Deceleration curves.

A: 減速が最も遅れたとき
B: 減速が最も速いとき
B': 減速が最も速いとき（ただし 3.6 m/s, 2.5 m/s, 1.0 m/s で修正）

の回転角位置から始動し作動回数による誤差の集積を防止した。なお減速開始点と速度との関係は放物曲線となるので、両者の信号電流の比較には折線近似回路を設けている。

この方式で減速指令位置の検出は 5 m 以内におさめられたがこのバラツキおよび減速指令後の減速度、減速開始時間が負荷状態電源電圧変動（定電圧装置は設けているが）によりわずかわる。この値は割合としてわずかでも最終の 0.3 m/s 速度にはいる位置としては、前述のように十数 m 以上になって現われるため微速運転時間が長くなる。このため微速運転距離のバラツキを少なくする方法として減速の遅れが一番大きなき図 6.2 の A のように折線のない曲線でもって行ってホーム手前 6 m で微速運転にはいるようにし、減速が早すぎた場合は B 曲線のように減速途中に 1 m/s の運転を入れて折線でもって減速するようにして、いったんバラツキの補正をし運転時間の短縮をはかった。この方式で微速運転でのバラツキを 4 m 以内にすることができた。ローウエイでは減速度が 0.1 m/s^2 と比較的小さいため曲線 B のように折線の減速を行なっても乗りごちとしてはほとんど速度変化がわからず、このような方式でも問題とならない。この方式の減速点検出値では、減速開始点は連続した線として得られ、たとえば図 2.3 の点線で示すような速度でホームに近づいて来た時も、ホームの手前のその速度に応じた距離で減速指令が得られるが、さらに図 6.1 に示すように機械的のリミットスイッチ LS1~LS3 を設け、3.6 m/s, 2.5 m/s, 1.0 m/s の減速開始位置で、この LS1~LS3 も減速指令を出すようにし、前記の電気的な方式と、これのいずれかが優先するほうでもって減速開始するようにして、電気的な減速指令の作動をこの 3 点でチェックしバックアップして運転の安全性をはかった。またこのリミットスイッチは手動運転の場合運転員が減速開始位置に來ても主幹制御器のノッチ戻しを忘れた場合自動的にノッチ戻し指令（減速指令）を出し、全自動運転の場合のプログラムによって減速するための安全装置としても使用している。

7. 運転保安装置

ローウエイは、人の輸送を行なうものであるため、運転の信頼性は強く要請されるがさらにもしなんらかの事故が発生した場合、これが人命にかかわるような重大な事故とならないよう、すみやかに制動をかけ停止するようにならなければならない。

このため制動機として常用制動機、非常制動機、直結制動機、手動制動機、コデンサ制動機の 5 種の制動機を設けている。しかしローウエイの機械系は振動的であるため、なるべく急停止を避けることがのぞましい。このため事故内容によって停止条件を停

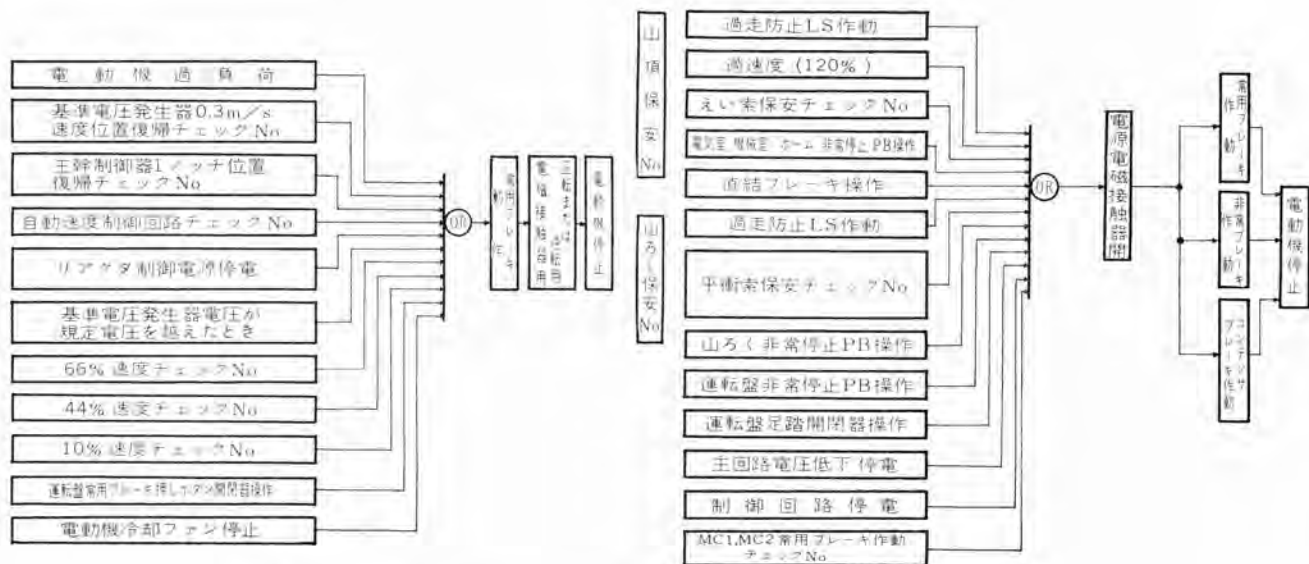


図 7.1 非常停止フラグの線図

Fig. 7.1 Block diagram of emergency stop.

止する必要があるが、急停止を要しないものと、急停止しなければ重大な事態にたち至る恐れのあるものなど2群に分け、前者ではブレーキのみによる制動、後者では常用、非常、コンデンサブレーキの3者を併用する制動によって停止させるようにしている。直結制動機はこれらの制動機がなんらかの原因で作動しない場合、バックアップとして運転員が操作して急停止させるためのものである。故障の検出内容は図7.1に示すように機械的な事故以外に電気的制御回路の事故に対してもこれを直接あるいは間接的に検出停止させるようにしている。

(1) 自動速度制御回路 チェック

もし自動制御回路が故障すると負荷が(一)トルクを要求している場合など、逸走のおそれあり、きわめて危険であるため基準速度と実速度をトランジスタ増幅器で比較し、基準速度電圧に対し、実速度が $\pm 10\%$ 以上ずれた場合は停止させるようにしている。

○66%, 44%, 10% 速度チェック

搬器がホームに入場して来る場合、ホームの手前の所定の距離ではそれに対して、きまる速度以下に減速していないとホームに突つ込むおそれがあり危険であるため、減速曲線にそって 66%, 44%, 10% 速度に相当する位置に米た時、これらの速度以下になっているかどうかをチェックし、もしこの3点で規定速度以上の場合は停止させるようにしている。

(2) コンデンサ 制動

これは誘導電動機のコンデンサ自励現象を利用した発電制動方式で、非常停止条件により電動機を電源から切り離すと同時に、電動機の励磁電流を補償するに必要なコンデンサ容量の2～4倍の容量のコンデンサを接続すると、誘導電動機の残留電圧とコンデンサに流れる進み電流による自励現象により誘起電圧を発生する。この電圧により制動抵抗に電流を流せば、電動機とこれにつながる回転系の回転エネルギーが熱として制動抵抗に放出するため、発電制動を行なうことができる。このコンデンサ制動トルクは電動機速度が全速度の30%程度に減速すると発電機作用がなくなるため消滅する。

常用ブレーキ、非常ブレーキなどはスラストブレーキを使用しているため、制動信号が出てから制動トルクを発生するまでに若干の時間遅れが生ずるが、コンデンサ制動はほとんど時間おくれなく作動するため、これを併用することにより非常に効果的に急停止させ

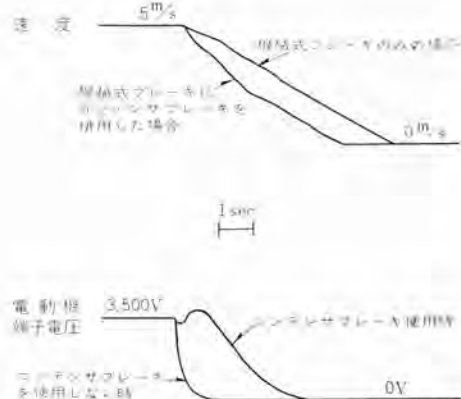


図 7.2 コンデンサブレーキを使用した場合制動曲線
現地試験結果 上り 50 人, 下り 50 人のとき
Fig. 7.2 Braking curve when condenser braking
method of I.M. was used.

Fig. 7.2 Braking curve when condensor braking method of I.M. was used.

ることができる。図 7.2 にコンデンサ制動の波形を示す。

8. 半導体応用品のローブウェイ制御への応用

最近の半導体製品の開発と応用の発展にはめざましいものがあり、ダイオード、トランジスタ、シリコン 制御整流素子 (SCR) などの開発により、エレクトロニクス は通信機系の弱电回路のみならず、一般工業関係、すなわち強電関係の分野にも積極的に応用されるようになってきた。当社では工作機械、荷役機械などの一般工業関係の制御装置に、従来の電磁継電器にかわるものとしてトランジスタサイパックを開発し、すでに広い分野にわたって応用をはかり好評を得てきた。一般に制御方式は ON, OFF 信号を扱う デジタル 制御と連続量を扱う アナログ 制御に分類されるが、前者の デジタル 制御を扱う典型的なものが無接点継電器で、当社では無接点継電器としてはトランジスタサイパックの開発にさきだち、すでに磁気増幅器形のサイパックを開発しているが²、トランジスタ式サイパックはこの磁気増幅器式無接点継電器に比し非常に小形小勢力ですむと同時に価格的にも非常に安価となり、従来の電磁 リレー 式とほとんど変わらず、しかも無接点式であるから非常に性能的に信頼度の高いものとすることができる。

またアナログ制御装置としては、たとえば制御量を所定値にする

ように自動制御する場合の誤差信号の検出増幅装置として、従来一般工業方面では磁気増幅器が使用されてきた。しかしこの増幅装置に トランジスタ、あるいはトリニスタを使用すると、小勢力で大電力を制御でき、装置としても非常に小形で割安の、きわめて信頼性の高い増幅装置とすることができる。同時にその伝達関数においても時間遅れを無視でき、自動制御装置全体としても高利得でも安定した、しかも速応性に富んだ制御装置とすることができる。当社でもすでに電動機速度制御装置などに多数応用して好評を得ている。

ローウエイの制御装置には

- (1) 運転、停止がひんばんであるため、高ひん度の使用に耐えること。
- (2) しかも人の輸送を行なうものであるから、きわめて信頼性の高いこと。
- (3) 制御装置はへんびな山頂側に設置されるため建屋に制限され装置としてもなるべく小形であること。

などが要求される。このような要求に対して、半導体製品を応用した トランジスタ 式無接点継電器、トランジスタ、トリニスタ 増幅器は好適で別府鶴見岳 ローウエイでは前述のように、リアクトル 制御回路に トランジスタ、トリニスタ 式増幅器、誘導電動機二次抵抗短絡、リアクトル 短絡、制御回路、自動制御 チェック回路、40%、10% 速度検出回路、基準電圧発生器、制御回路、減速度検出回路などの運転制御、保安回路に トランジスタ 式増幅器、トランジスタ 式無接点継電器を大幅に取り入れ、装置としては従来の電磁 リレー 式、電磁増幅器式の場合の制御盤面数に比し約半分の面数にまとめてコンパクトなものとなることができた。

各回路の回路方式については紙数の関係でここでは省略しまた別の機会にゆずりたい。図 8.1 に別府 ローウエイの制御盤を示す。

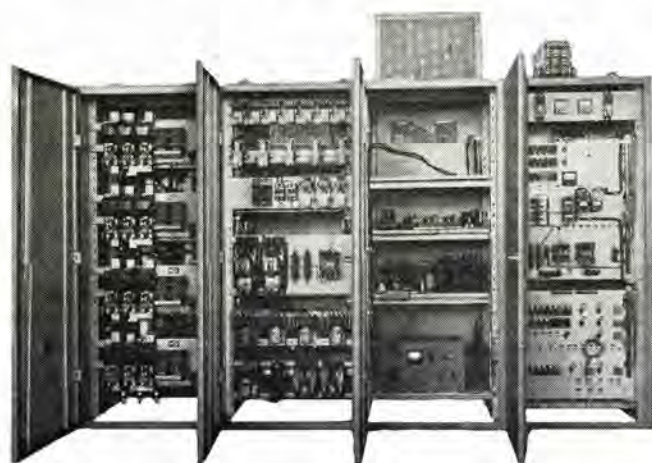


図 8.1 制御盤
Fig. 8.1 Control panel.

9. 制御系の解析と過渡応答

つぎに自動制御系の解析ならびに各部の特性、過渡応答についての概略を説明する。

制御系の各部の関係は非常に複雑であるが、一応下式のような関係が成立するものとして、リアクトル は飽和を含む非線形要素であるが、これを一応近似的に線形要素と考える。

- (1) 電動機速度 (n) とトルク (τ) との関係

$$n = \frac{1}{K_m s} (\tau - \tau_L) \quad K_m = \frac{CD2N_0}{375 T_0}$$

- (2) トルク (τ) と可飽和リアクトル を介したトリニスタ、トランジスタ増幅器入力電流 (i) との関係

$$\tau = \frac{K_1}{1+sT}, \quad T: \text{リアクトル 励磁巻線の時定数}$$

- (3) トランジスタ 増幅器と パイロット 発電機を介した電動機速度 (n) との関係

$$i = K_2 n$$

となり、これをブロック線図にすると図 4.4 のようになり非常に単純な制御系となる。トランジスタ、トリニスタ 増幅器でなく従来の磁気増幅器の 2 段増幅器を使用するとさらに $\frac{K_1}{1+sT_s}$, K_2 間に $\frac{K_3}{1+sT_{3s}}$, $\frac{K_4}{1+sT_{4s}}$ の伝達関数が追加される。速度変動 2% 速度におさえるとなると、閉ループゲイン $K=K_1, K_2$ (磁気増幅器式では K_1, K_2, K_3, K_4) は 50 となる。このように高いゲイン とするとハンチングをおこし不安定となりやすい。しかも ローウエイ の場合は機器、ローウなどの機械系が振動的なうえに乗りこちの点からも、入力の階段的变化に対して振動的な応答は許されず、オーバーシュートのないような応答特性をもたせる必要がある。

また ローウエイ では前述のように運転プログラムに従い基準値が連続的に変化する追値制御であるから、定値制御で振動的でない応答でも追値制御では振動的となることがあるから、適当なダンピング回路を設けこのようなことのないようにする必要がある。このため従来の磁気増幅器式では図 4.4 (b) に示すような 3 種の安定回路を設けてきたが、これが トリニスタ、トランジスタ 増幅器の場合は系が非常に単純なため、アナコンの解析結果では安定回路なしでも一応ハンチングがおこらないことはわかったが、しかし応答は振動的であるため計画にあたって磁気増幅器式の場合と同じように 3 種のダンピング回路を設け、実際には図 4.4 (a) の D_1, D_2 の 2 種のダンピング回路でもって十分安定なものとなることができた。

このように トリニスタ、トランジスタ 増幅器式は磁気増幅器式に比し、応答特性はより安定となるとともにダンピング回路も小容量の CR 回路で済み、しかもその定数も任意に変えられ、現地試験での調整がきわめて容易となる。また応答速度もかなり早く (約 $1/10$) 総合的な過渡特性は非常に改善され、すぐれた制御性能をもたせることができる。

図 9.1 に現地試験での全行程に対する速度のオシログラムを示す。

10. リアクトル制御のデジタル計算機による特性計算

誘導電動機のリアクタンス 制御の特性計算には、従来は交流計算機によって行なわれてきたが、鶴見岳 ローウエイ の設計計画にあたり、これを IBM 7090 デジタル 計算機により特性計算を行なったので、ここにその結果を簡単に報告する。

図 3.2 のようにリアクトル 制御の基本回路において

V_a, V_b, V_c	電源電圧
V'_a, V'_b, V'_c	電動機端子電圧
$jX_1 \sim jX_5$	可飽和リアクトル $SX_1 \sim SX_5$ のリアクタンス
R_s	電動機固定子の抵抗
R_r	回転子 (二次そう入抵抗も含む) 抵抗、一次換算
X_s	固定子漏れ リアクタンス
X_r	回転子漏れ リアクタンス
X_m	励磁 リアクタンス

とすると

リアクトル 制御の特性式は次式のようになる。ただし誘導電動機

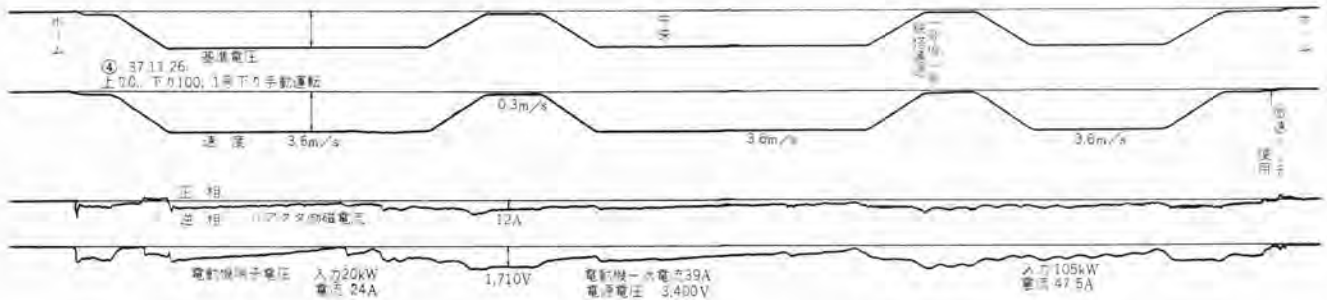


図 9.1 運転特性 オンロ (現地測定) Fig. 9.1 Oscillogram tested at Mt. Tsurumi ropeway.

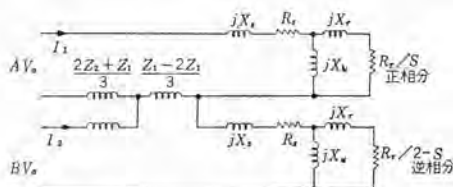


図 10.1 リアクタ制御の等価回路 Fig. 10.1 Equivalent circuit of reactor control.

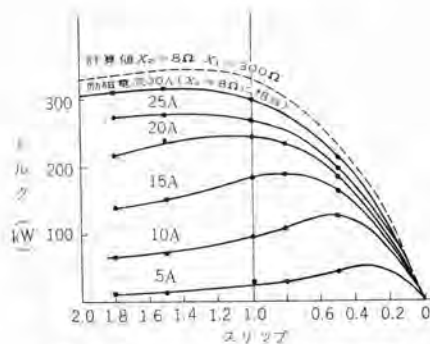


図 10.2 スリップトルク特性 (実測値) Fig. 10.2 Slip-torque characteristics.

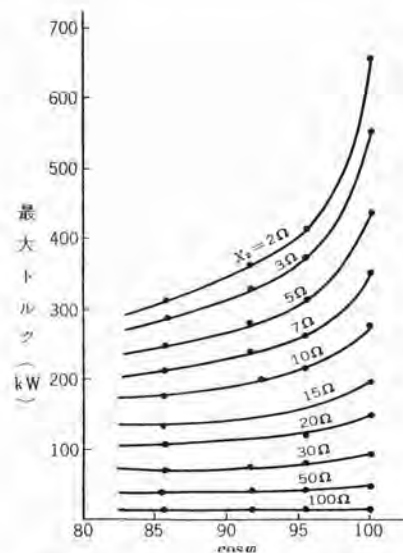


図 10.3 二次抵抗の力率による最大トルクの変化 Fig. 10.3 Max torque variation by M.I. secondary outer side power factor.

の正相, 逆相 インピーダンス をそれぞれ Z_p, Z_n とすると.

$$AV_a = \left(Z_p + \frac{1}{3} Z_2 + \frac{2}{3} Z_1 \right) I_1 + \frac{1}{3} (Z_2 - Z_1) I_2$$

$$BV_a = \frac{1}{3} (Z_2 - Z_1) I_1 + \left(Z_n + \frac{2}{3} Z_1 + \frac{1}{3} Z_2 \right) I_2$$

$$\text{ただし } Z_1 = j \frac{X_1 X_2}{X_1 + X_2} \quad Z_2 = j \times 3$$

$$A = \frac{X_2}{X_1 + X_2} \quad B = 1 - A$$

上式を等価回路で表わすと図 10.1 のようになる. これをもとにして鶴見岳ロープウェイ 350 kW, リアクトル制御の特性計算結果の一部を図 4.1~4.3 に示す. 計算はリアクトルを純リアクタンスとして正特性については X_1 を変化し, X_2 を 300 Ω 一定, 逆トルク特性については逆に, X_1 300 Ω 一定, X_2 を可変として計算を行なった.

図 10.2 に実測によるスリップトルク特性を示す. 実測値はパラメータとしてリアクトルの励磁電流をとっており, これはリアクトルの非線形特性のため計算機による X 一定の曲線と完全に対応しないが, 概略的にいって励磁電流 30 A はリアクタンス $X_2(X_1)$ の 8 Ω

に対応する. 図を見ると実測値は計算値よりやや下回ったトルク特性を有するが, これは実際の電動機の X_s, X_r, R_s, R_r, X_m などの諸元が計画値と差のあることを考えると, ほぼ実測値に近い計算が得られるといえる. ただここで考えなければならぬことは, 二次のそう入抵抗としてはグリッド抵抗を使用した, 計算ではこれを完全な純抵抗と考えているが, 実際にはわずかのリアクタンス分を有している. 電動機の発生トルクは二次リアクタンスにより非常に大きな影響を受ける. 図 10.3 に二次そう入抵抗の力率により, 電動機の発生する最大トルクがどのように変わるかの計算を示す. この図をみても, 二次抵抗にリアクタンス分がわずあっても, 電動機の発生トルクは大きな減少を示すことがわかる.

11. む す び

別府鶴見岳ロープウェイは昭和 37 年 12 月 21 日から 3.6 m/s 速度で営業運転に入り, その後好調で, 昭和 38 年 3 月末には 5 m/s 運転に切り換え引き続き好調に運転している.

今回の鶴見岳ロープウェイの方式にもまだ幾多の問題はあるが一応所期の目的は果たしたといえる.

核分裂実験装置-TITAN

武田 栄一*

水 野 茂**・岸田 公治**・阿部 康弘**

橋本 新三郎***

“TITAN” – A Nuclear Assembly

Tokyo Institute of Technology

Mitsubishi Electric Corporation, Itami Works

Mitsubishi Electric Corporation, Head Office

Eiichi TAKEDA

Sigeru MIZUNO・Kōji KISHIDA・Yasuhiro ABE

Shinzaburō HASHIMOTO

The nuclear assembly “TITAN” provides extremely flexible facilities built on a new concept and embodies a subcritical assembly and basic research devices integrated in nuclear reactor physics and engineering. The principal objectives of the installation are for studies on enriched uranium fueled, light water moderated and reflected heterogeneous systems. On the other hand the instrumentation and central system and the safety channel for training in reactor operation are provided for taking into consideration of the college education. Particularly, deliberation has been made for the safety; the triple safety actions such as accelerated insertion of control rods, damping of moderator and void formation in the core are available. The assembly is now ready for being fueled.

1. ま え が き

東京工業大学においては、濃縮ウランを使用した軽水減速および反射形の体系における諸種の物理的特性の測定、および原子炉工学に関連した種々の研究を行なうことを主目的として、本格的な実験装置の建設を計画し、当社はこれを一括受注し、約2年の歳月を費やしてこのほど完成の運びとなった。

この装置は臨界未満実験装置、黒鉛集合体、およびシャヘイ実験用水槽が一体となった構成で、これを核分裂実験装置と称し、これに水・ガス・系統および計測制御系統が付随している。これらの計画および設計に際しては、絶対に臨界未満の状態が確保できるように十分の考慮を払い、さらに、万一予期しなかった原因によって中性子束が増加したような場合も考慮して、安全棒のそう入、減速材・反射材のダンピングおよび炉心部におけるボイド発生という3重の安全動作が起きるようになっている。

またこの装置は、原子炉物理、原子炉工学および放射線測定などの分野における学生の教育訓練用としてもできるだけ便利であり、柔軟性に富んだものとなるように計画されている。

2. 装置の概要と特色

2.1 構成

この装置の臨界未満集合体部（以後炉心と呼ぶ）、黒鉛集合体部およびシャヘイ実験用水タンクが装置の本体を構成しており、その外観は図2.1に見られるように、約1,500 mmの普通コンクリートによる生体シャヘイでおおわれている。図2.2および図2.3は装置本体の水平および垂直断面であり、炉心は角形のアルミ合金製炉心タンクの中に設置されている。黒鉛集合体とシャヘイ実験用水槽は、この炉心タンクをはさんで相対する位置に配置されており、炉心からの放射線を利用して実験することができるが、(Pu-Be)などの人工中性子源を利用してそれぞれ独立な実験設備として利用することもできる。

炉心タンクの上部には図2.4に見られるように4組の制御棒駆動装置および4台の中性子検出器の保持機構が立体的に配置され

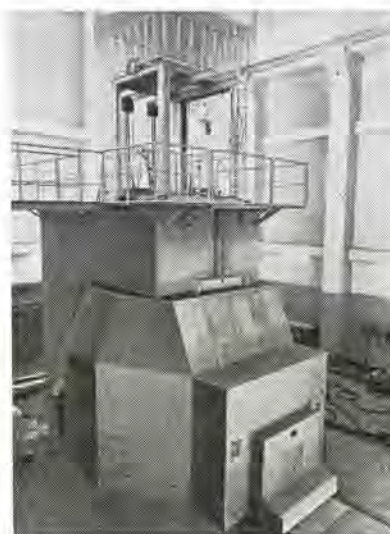


図 2.1 装置本体外観

Fig. 2.1 Exterior view of the nuclear assembly.

ていて、実験の目的に応じてこれらを任意の位置に設定することができる。

炉心タンクの底面には、口径 250 mm のダンプ管が接続されていて、これを通じて給水を行なうほか、実験中に中性子束が設定値を越えたような場合には、急速作動形のダンパバルブが開いて、減速材・反射材としての軽水を急速にダンプタンクに排出するようになっている。

この装置は未臨界実験を主体とするものであるから、炉心からの除熱を考慮する必要はないが、炉物理における反応度の温度依存性などを研究する目的で、炉心タンク内の水温を 80°C まで上昇させられるようになっている。すなわち炉心タンクの水系には電気式の加熱器および熱交換器が設けられていて、水温の上昇・下降および定値制御を行なうことができる。水系としてはこの炉心タンク給水系統のほかにシャヘイ実験用水槽のための給水系統があり、これらは独立した系統で、それぞれ脱塩素塔およびイオン交換樹脂塔から成る純水装置によって、常に系統の水は高純度に

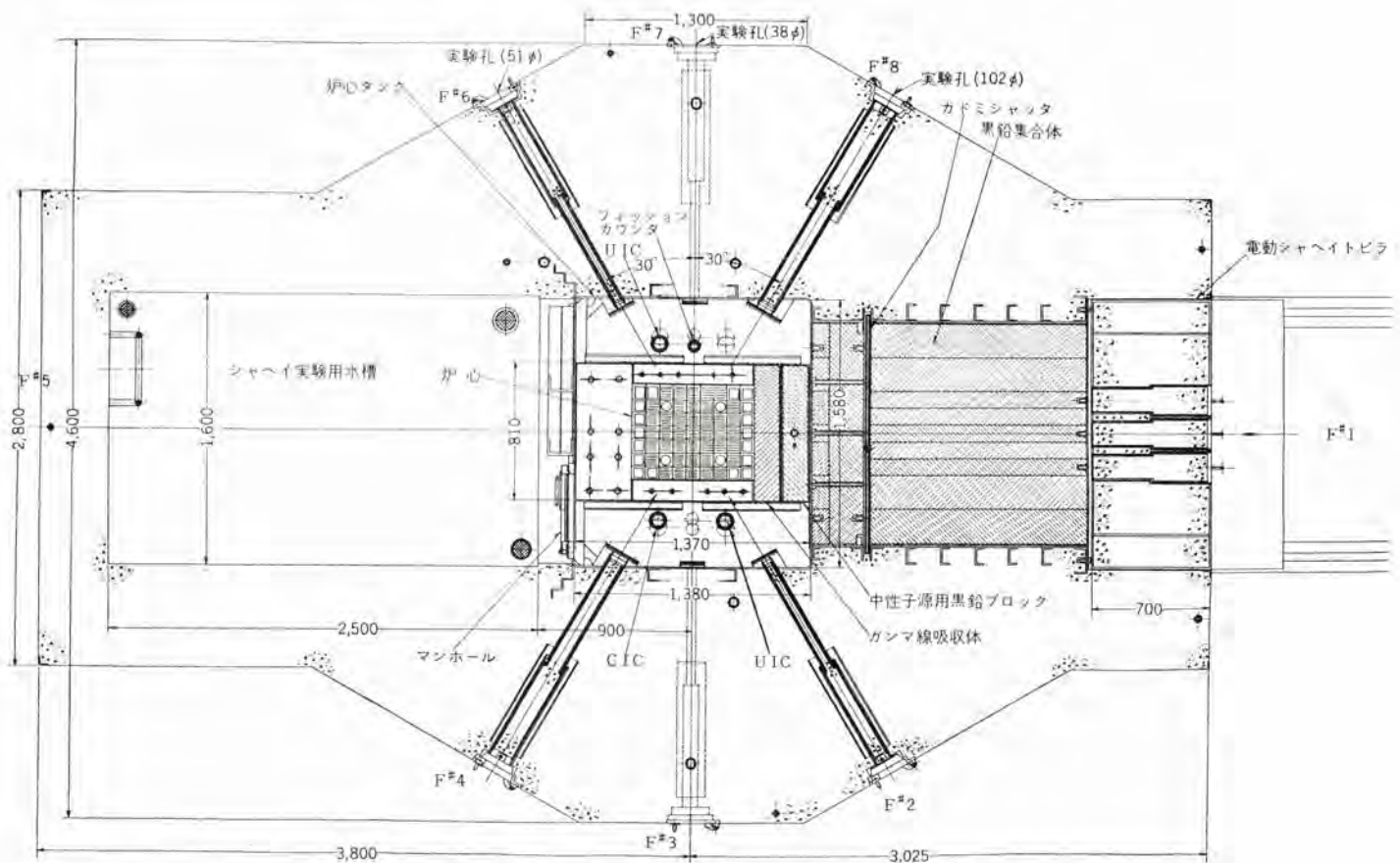


図 2.2 装置本体水平断面 Fig. 2.2 Horizontal cross-section of the assembly.

表 2.1 装置の主要目

燃料要素	U-Al 合金	濃縮度 20%, 合金中の U 含有率 46% 燃料板 1 枚中の U-235 含有量 9.5 g 燃料板は燃料箱に最大 19 枚までそう入 純水 (給水伝導度 1 $\mu\text{S}/\text{cm}$) 常温から 80°C までの任意の温度に制御 最大 702 mm \times 546 mm, 高さ 610 mm 7 行 9 列の四角格子配列
減速材 反射材 炉心寸法	H ₂ O	
制御棒	B ₁ C および Cd	B ₁ C と Al の複合体を Al で被覆 2 本 (等価反応度は約 2% $\Delta k/k$ 本) Cd を Al で被覆 2 本 (等価反応度は約 1.5% $\Delta k/k$ 本) 駆動速度はいずれも 3 mm/sec
中性子 計測系統	BF ₃ ・カウンタ フィッション・カウンタ CIC UIC	線形計数チャネル \times 2 対数計数率チャネル \times 1 対数計数率チャネル \times 1 線形 (μA) チャネル \times 1 対数・炉周期チャネル \times 1 安全チャネル \times 2
水ガス系統	炉心タンク系 シャヘイ実験用水槽系 スパージャ系	給水循環量 6 m ³ /h 加熱器最大容量 51 kW 熱交換器標準容量 12,000 kcal/h 再生式給水装置 1 m ³ /h 給水量 1 m ³ /h 水タンク水位は自動調節式 再生式給水装置 1 m ³ /h 窒素ガス, 最大流量 5 l/sec
安全動作	制御棒 ダンピング スパーキング	スクラム信号により 4 本とも加速そう入 (スクラム時間 0.35 sec 以下) 水位低下速度 100 mm/sec 250 mm 大口径急速作動バルブによる 炉心におけるボイド生成率 15%
実験設備	炉心タンク シャヘイ実験用水槽 黒鉛集合体 実験孔	1,600 mm \times 1,400 mm, 深さ 5,600 mm アルミ合金製角形タンク, マンホール付 運転水位 1,500 mm および 5,500 mm 1,600 mm \times 2,500 mm, 深さ 5,400 mm 1,300 mm \times 1,300 mm, 奥行 1,560 mm 炉心タンク側から 300 mm に Cd シャ ットがある 口径 28 mm, 51 mm, 102 mm 各 2 本

保たれる。

炉心部におけるボイドの効果に関する研究およびスクラムのバックアップ動作としてのボイド発生という二つの目的のために、燃料体下部から窒素ガスをスパーする装置が設けられており、この給気操作系統と前述の 2 組の水系統を合せて水ガス系統と称している。

核分裂実験装置—TITAN—武田・水野・岸田・阿部・橋本

計測制御系統としては大別して中性子計測系とプロセス計測系があり、これらの間には適当なインタロック回路や異常現象を表示する回路が設けられ、核分裂実験装置を安全・確実に運転し、かつ種々の実験に適合するように考慮が払われている。

中性子検出器としては、核分裂計数管、補償形電離箱および非補償形電離箱が炉心タンク上面から炉心近傍の水中に懸下されており、これ以外に BF₃ 計数管のチャネル 3 系統と補償形電離箱のチャネル 1 系統があって、これらの検出器は実験の目的に応じて実験孔内その他水中を除く任意の場所に配置することができる。

制御盤は制御室内にあって、中性子検出器からの信号をすべてこの盤において指示記録するとともに、重要なプロセス量である炉心タンク内の温度や水位などもここで集中監視するようになっている。

装置の主要目を表 2.1 に示す。

2.2 特色

この装置のおもな目的は、金属濃縮ウラン (濃縮度 20%), 軽水減速、軽水反射形の非均質体形について、できるだけ広範囲の研究を行ない、高い熱中性子束の原子炉を設計するための予備的試験結果を得ることであるから、その設計に際してはとくに次のような条件を満足するように考慮してある。

- (1) 核燃料 (U-235) と減速材 (H₂O) の体積比をなるべく広範囲に変えられること
- (2) 減速材の温度を常温から 80°C まで変化させられること
- (3) 炉心の燃料配列や制御棒のそう入位置を任意に変更できること
- (4) 燃料体下部から窒素ガスをスパーさせてボイドの効果を調べられること

以上のように種々条件を変更して中性子束分布などを測定し、それらを分析してバックリング、移動面積、温度係数あるいは制御棒

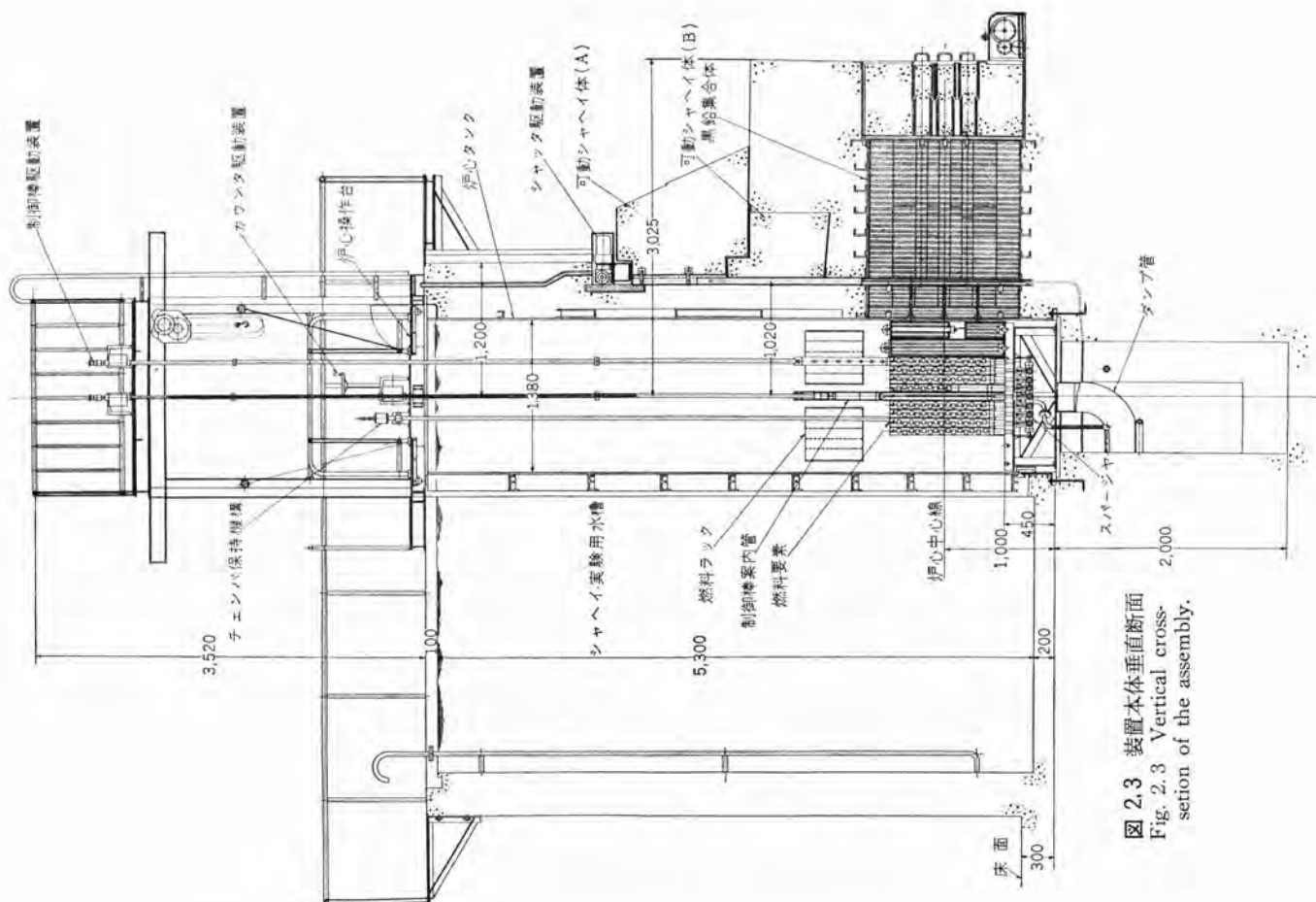


図 2.3 装置本体垂直断面
Fig. 2.3 Vertical cross-section of the assembly.

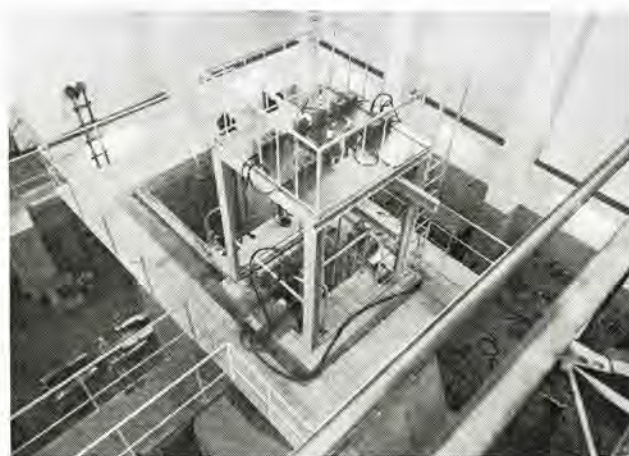


図 2.4 装置上部の構成
Fig. 2.4 Top construction of the assembly.

の効果などを測定することが計画されている。

2.3 核的特性と安全性

この装置の現段階における実験計画では、絶対に臨界未満の状態が確保できるように慎重な考慮がはらわれている。すなわち使用する燃料の組成および構造のものに対しては、理論的な計算およびアメリカにおける多くの実験データの両者から、最小臨界質量は U-235 にして 3.3~3.5 kg となるが、現在準備されている量は 2.5 kg であり、これは最小臨界質量の約 70% であって、いかなる条件を考えても臨界に到達することはありえない。

表 2.2 および図 2.5 は 2 群理論を用いて計算した場合の原子数比 (水素原子/U-235 原子) の変化に対する臨界質量およびその他の主要物理量の変化を示しており、点線はこの装置の炉心に類似した炉心を有する既存の原子炉における実験値である。これから最小臨界質量は燃料要素中の燃料板枚数が 14~18 枚の範囲に

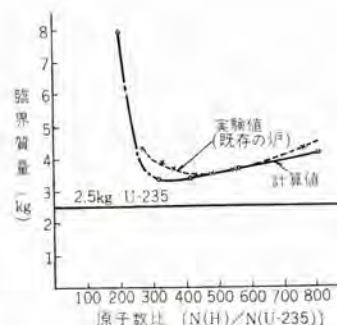


図 2.5 原子数比を変えた場合の臨界質量の変化
Fig. 2.5 Critical mass vs atomic ratio.

表 2.2 原子数比の変化に対する諸量の変化

燃料板枚数	燃料要素あたり(枚)	9	12	15	18
原子数比	N(H)/N(U-235)	806	562	414	316
アルミの体積比	V(Al)/V(H ₂ O)	0.424	0.536	0.666	0.821
無限増倍率	k_{∞}	1.309	1.407	1.463	1.496
移動面積	$(\tau + L^2)$ (cm ²)	49.84	52.90	56.77	61.51
材料バックリング	$B^2 \times 10^4$ (cm ²)	60.59	75.02	79.50	78.84
臨界質量	U-235 (kg)	4.161	3.631	3.419	3.314
実効増倍率	2.5 kg U-235 に対し	0.87	0.89	0.90	0.91

存在すると考えられる。

燃料要素を装ッする燃料支持台には燃料要素に適合する穴が中心部分に 7 行 9 列あけられているが、その最外側のものも黒鉛集合体の効果を分離するに十分な距離を隔てて配列されている。

以上のことがらから、この装置が臨界に達することはまったく考えられないが、さらに 6 章に述べるような広範囲の中性子束を測定できる計測系が設けられており、万一中性子束が異常に上昇したような場合には、スクラム信号を生じて 4 本の制御棒(安全棒)が急速に炉心部にそう入されるほか減速材がダンプされ、かつ窒素ガスのスパージングが行なわれて反応度は急速に低下する。

3. 炉心部の構造

3.1 概要

炉心タンクの底面に固定された炉心支持台の上に燃料要素、制御棒案内管および中性子源そう入用の黒鉛ブロックなどが装荷されるようになっており、かつこれらは炉心タンク上部から遠隔取扱器具を使用して任意にその配列を変更することができるから種々の炉心形状について実験を行なうことが可能である。図3.1は炉心部の仮組立状況を示しており、炉心格子は7行9列で燃料板をそう入できる燃料箱45個、反射体素子あるいは中性子源をそう入する反射体箱14個および制御棒案内管4本をそう入することができる。なお炉心周囲の外部反射体としての黒鉛ブロックは未臨界実験の段階では使用されないので封印格納されている。

図3.2は炉心タンクの上面から炉心部をのぞいたところであり、制御棒や中性子検出器類のそう入状況がうかがえる。

3.2 燃料要素および反射体素子

燃料要素は図3.3に示すような形状で、辺長76mmのアルミ製の角筒の内面に19条のスロットが切ってあって、これに所要の燃料板をそう入したものである。燃料板はU-Al合金をアルミで被覆したものであり、ウランの濃縮度は20%、U-235の含有量は1枚あたり9.5gである。(燃料板はBabcock & Wilcox社製である)

このような燃料板そう入式の燃料要素の場合は、そう入枚数を変えることによって減速材のH原子数と燃料のU-235原子数との比を容易に変化させて実験することができるから、きわめて好都合である。このスロットを切った燃料箱の製作にはいくつかの技術的にむづかしい問題に遭遇したが再三の試作研究によって製作に成功した。

反射体素子は図3.4に見られるように減速材級の黒鉛をアルミで被覆しヘリウムガスを封入したものであり、燃料箱または燃料箱と同形でスロットの切っていない反射体箱の中にそう入して使用される。またこれらの中には中性子源をそう入するためにインタロック機構の付いた中性子

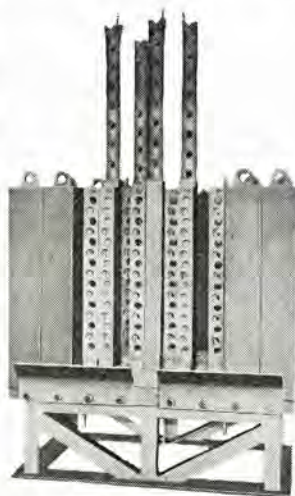


図 3.1 炉心構造
Fig. 3.1 Core assembly.



図 3.2 炉心タンク内をのぞむ
Fig. 3.2 Interior view of core tank.

源保持台の組み込まれたものもある。

3.3 制御棒および案内管

制御棒は図3.5に見られるように幅55mm、厚さ6mmの板状吸収体で吸収材はボロール (B_4C+Al) およびカドミウム2種があり、外面はすべてアルミで被覆されている。案内管は炉心内にある部分は角管で、その上部に円筒状の延長部が接続されており角管の部分は制御棒吸収体の入るところを除いて12枚までの燃料板をそう入することができるようになっている。

制御棒吸収体部の頭部には磁性ステンレス鋼のアマチュアがあって常時はこれが駆動軸下端にあるマグネットに吸着されて上下運動を

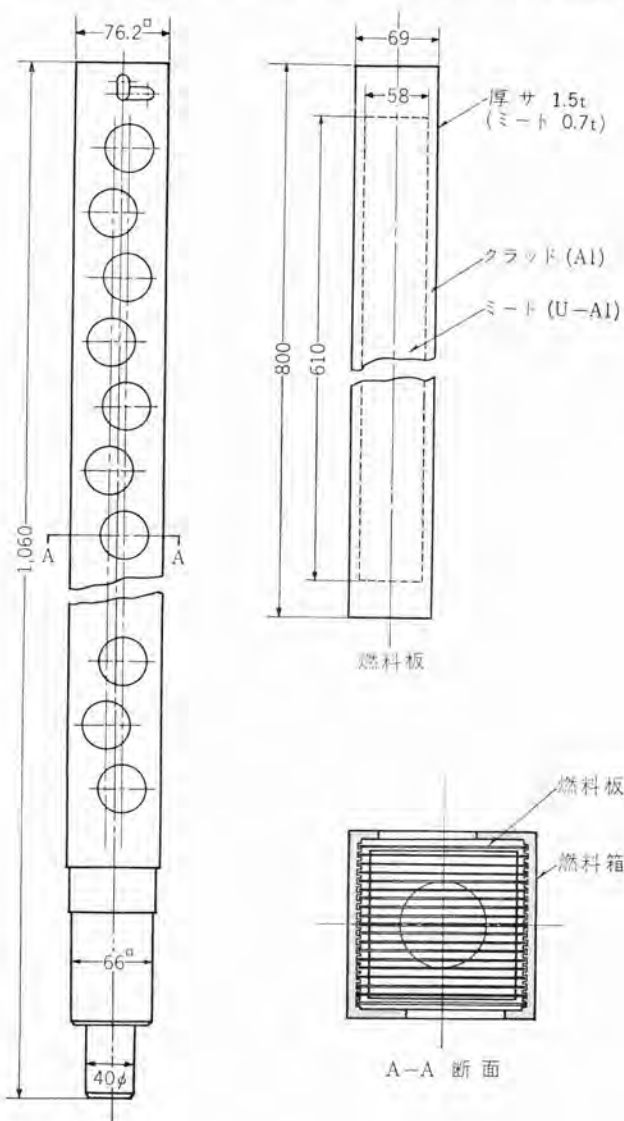


図 3.3 燃料要素
Fig. 3.3 Fuel element.



図 3.4 反射体素子
Fig. 3.4 Reflector elements.

図 3.5 制御棒および案内管
Fig. 3.5 Control rod and the guide tube.

行ない、スクラム信号が発せられるとマグネットが消磁されアマチュアが離脱するとともに加速パネの作用によって吸収体は0.35 sec以内に炉心内に加速そう入される。

3.4 ボイド発生装置

炉心支持台の下部には燃料要素の位置に対応して、多数の小孔を有するノズルが配列されており、2章に述べられているように、炉心におけるボイド効果の研究とスクラムのバックアップ動作としての二つの目的のために窒素ガスをスパージする装置が設けられている。

窒素ガスの細かい気泡は燃料板間を上昇し、この部分の水の体積の15~20%までのボイドを生成することができる。

4. 炉心タンクと実験設備

4.1 炉心タンク

図2.2および図2.3の装置本体断面図に見られるように炉心タンクは、1,600×1,400 mm、深さ5,600 mmのアルミ合金製角形タンクであり、その1側面はシャヘイ実験用水槽に面して仕切壁を兼ね、6 mの水頭に耐えるだけの補強が施されている。角形タンクとしたことは炉心部が四角構成であるからこの占拠率が高く、タンク内の軽水のホルダアップが少なくすむからタンピング時間が短くなり、またシャヘイ実験用水槽の利用に好都合であるという利点があるが、減速材の温度を上昇させた場合に膨張による変形の問題が生ずるので、とくに黒鉛集合体と接続されている面には大形のアルミ合金製ダイヤフラムを設けて熱膨張を逃がすような方策が講ぜられている。

炉心タンク内の水位は1,500 mmおよび5,500 mmの二とおりに変えて運転できるように2段にオーバーフローポートが設けられている。

4.2 黒鉛集合体

黒鉛集合体は炉心からの漏れ中性子束あるいは人工中性子源を利用して種々の実験を行なうためのものであり、炉心に向う断面が、1,300×1,300 mm、奥行き1,600 mmの範囲に減速材級の黒鉛棒を積み重ねたものである。周囲はアルミの板でおおわれており、炉心タンク面から300 mmのところにはカドミウムシャッターがおりるようにしてこれにより熱中性子を一時シャ断することができる。

このシャッターはカドミウムの板をアルミの板でおおったもので、図4.2の電動巻上装置によって、つり下げられており遠隔操作で開閉される。

なおカドミウムシャッターより外側の黒鉛棒のうち中央部の9本の黒鉛棒は引き抜くことができ、多数の中性子束測定用フォイルを入れるクボミが設けられていて拡散距離の測定などが行なえるようになっている。

黒鉛集合体の外側には重コンクリートを詰めたシャヘイ用トビラがあり、この部分の放射線シャヘイを強化している。これには電動駆動装置が取り付けられていてレール上を移動するようになっており、これを開いて直接黒鉛集合体に近づくことができるほか、この中央部の引抜用黒鉛棒に相当する部分にはプラグをそう入した穴があって、トビラが閉じている状態でも黒鉛棒の引抜、そう入操作を行なうことが可能である。

4.3 実験孔

実験孔は炉心に向って生体シャヘイを貫通したものが計6本あり、おのおのの先端部における有効径は次のとおりである。



図 4.1 炉心タンクの据付作業
Fig 4.1 Installation of huge core tank.

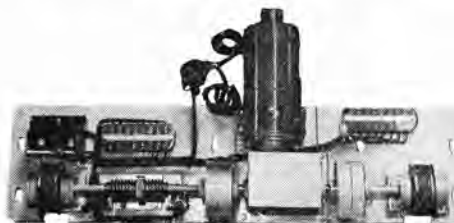


図 4.2 カドミウムシャッター駆動装置
Fig. 4.2 Cadmium shutter drive-mechanism

1 $\frac{1}{2}$ B (38 mmφ)	2 本 (炉壁面 #3, 7)
2B (51 mmφ)	2 本 (炉壁面 #2, 6)
4B (102 mmφ)	2 本 (炉壁面 #4, 8)

これらは炉心タンク側先端にポリスチロールの透明板が付けられており、炉心を観察することができるほか、実験に際しては中性子検出器などをそう入して計測孔として利用することもできる。実験孔にはアルミ合金で被覆されたコンクリートのシャヘイ用プラグがそう入されているが、さらにそのプラグからの漏れ線束を防止するために装置壁面の開口部には鋼製のシャヘイドアが設けられている。

4.4 シャヘイ実験用水槽

シャヘイ実験用水タンクは黒鉛集合体と反対側の位置にある幅1,600 mm、奥行き2,500 mm、深さ5,400 mmの水槽で、一面は炉心タンクに接しており、水中でのシャヘイに関する実験を行なうことが主目的であるが、そのほか人工中性子源を利用して減速や拡散などの研究を行なうのに適している。

5. 水ガス系統

5.1 概要

水ガス系統は図5.1の水ガス系フローシートに示すように炉心タンク系、シャヘイ実験用水槽系およびスパージ系に大別され、これらの機器および配管の大部分は炉室いちぐうの水ガス系ピット内に配置されている。

5.2 炉心タンク系

この系統は炉心タンクへの給水循環および給水処理を行なう系統で、循環回路にはアルミケーターを使用した電気式加熱器およびアルミ合金製の熱交換器が設けられていて、炉心タンク内の温度を最高80°Cまでの任意の値に調節できるようになっている。

実験の結果は、加熱器の全容量51 kWを投入した場合に温度上昇率は約8°C/hであり、80°Cに到達したときの損失は約30 kWで自動制御を行なえば±0.5°Cの範囲で定温度運転のことがわかった。

炉心タンクの底面にはダウ管が接続されており、口径250 mm

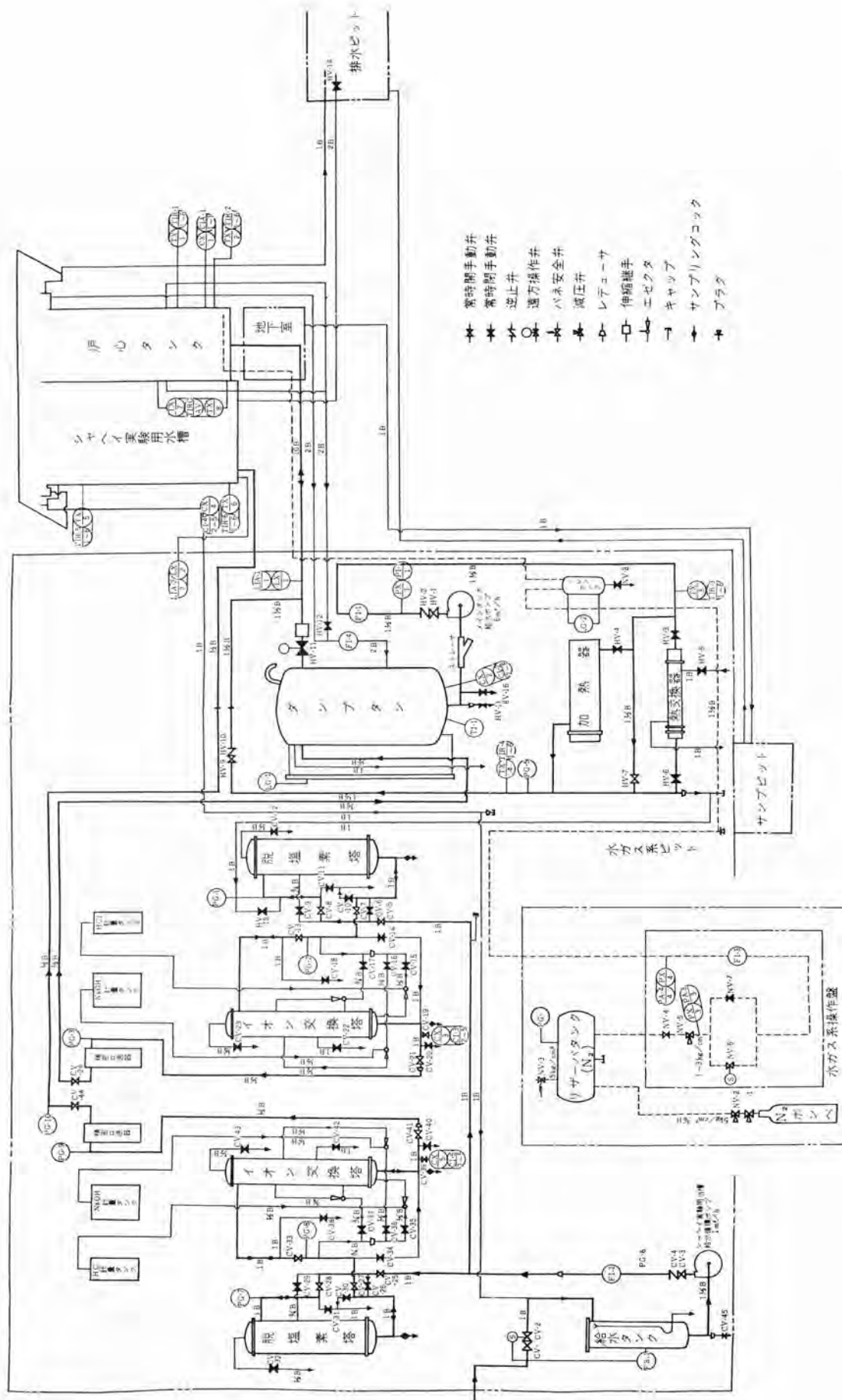


図 5.1 水ガス系フローシート

Fig. 5.1 Flow diagram of water and gas system.

PG-1~PG-10 現地圧力指示計
PX-1~PX-4 圧力検出器
PI-1 圧力検出器

PA-2, PA-4 2 4
LG-1, LG-2 2 4
LX-1, LX-2 2 4

遠隔圧力警報計
現地圧力指示計
本位検出器

LIA-1, LIA-2 1 2
TI-1 1
TX-1~TX-8 1 2

遠隔水位指示警報計
現地水位指示計
温度検出器

TIR-6 1~6
TIRC 1~6
AV 1~6
CX-1~CX-5 1~6

遠隔温度指示記録計
遠隔温度指示記録用計
電気伝導度検出器

CIA-1 1-1
CI-2, CI-5 2~5
FS-1 2~5

遠隔電導度指示警報計
遠隔電導度指示計
フロートスイッチ

FI-1~FI-3 流量計
FI-4 流体検視器

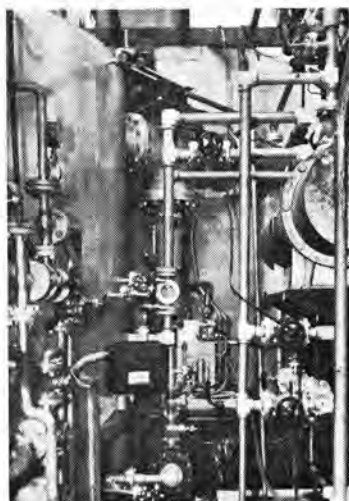


図 5.2 水ガス系設備の一部
Fig. 5.2 Partial view of water and gas system.

の急速作動形ダンパバルブを経てダンパタンクに導かれている。このダンパバルブは油圧作動式、スイング形で全閉から有効開度に達するまでの時間が 0.3 秒程度のきわめて高速作動のものである。

炉心タンクへの給水は脱塩素塔とイオン交換樹脂塔を主体とした純水装置を経て供給され、かつ給水後も純度が低下した場合には熱交換器出口からバイパスして再純化を行なうことができる。

5.3 シャヘイ実験用水槽系

この系統は水道水を給水タンクを経て純水装置に導き高純度の

水をシャヘイ実験用水槽に給水する系統で、蒸発などにより水槽の水位が降下しようとした場合には給水電磁弁が動作して水位は自動的に一定に保たれる。

純水装置は炉心タンク系のものとは別系統になっているが、装置自体は同じ構成で脱塩素塔とイオン交換樹脂塔を主体とした再生式であり、 $10^6 \Omega \cdot \text{cm}$ 以上の純水を $1 \text{ m}^3/\text{h}$ の割合で供給することができる。

5.4 スパージャ系

この系統は炉心支持台の下部にあるスパージャ装置へ窒素ガスを供給する系統であり、窒素ガスポンプから減圧弁 2 段を経てリザーバタンクに入り、常時はここに約 5 kg/cm^2 の圧力で窒素ガスがたくわえられている。

スパージングの動作はスクラム信号が発せられたときに電磁弁が開いて自動的に開始されるほか、ボイド実験に際しては水ガス系操作盤上で手動によって行なうこともできる。窒素ガスの最大流量は 5 l/sec である。

6. 計測制御系統

6.1 概要

計測制御系統としては中性子計測系、プロセス計測系、水ガス系統の操作系および制御棒の操作系があり、これらの間には適当なインタロック回路や異常現象を表示する回路が設けられており、とくに装置の運転を停止する必要があるような現象に対してはスクラム動作を生ずるようになっている。

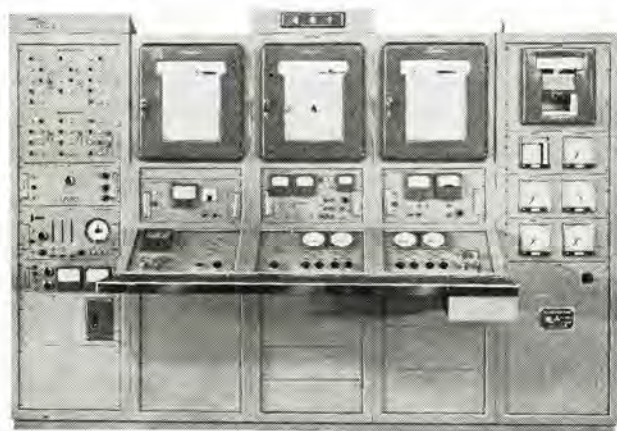


図 6.1 制御盤
Fig. 6.1 Control board.



図 6.2 中性子計測盤
Fig. 6.2 Neutron instrumentation units.

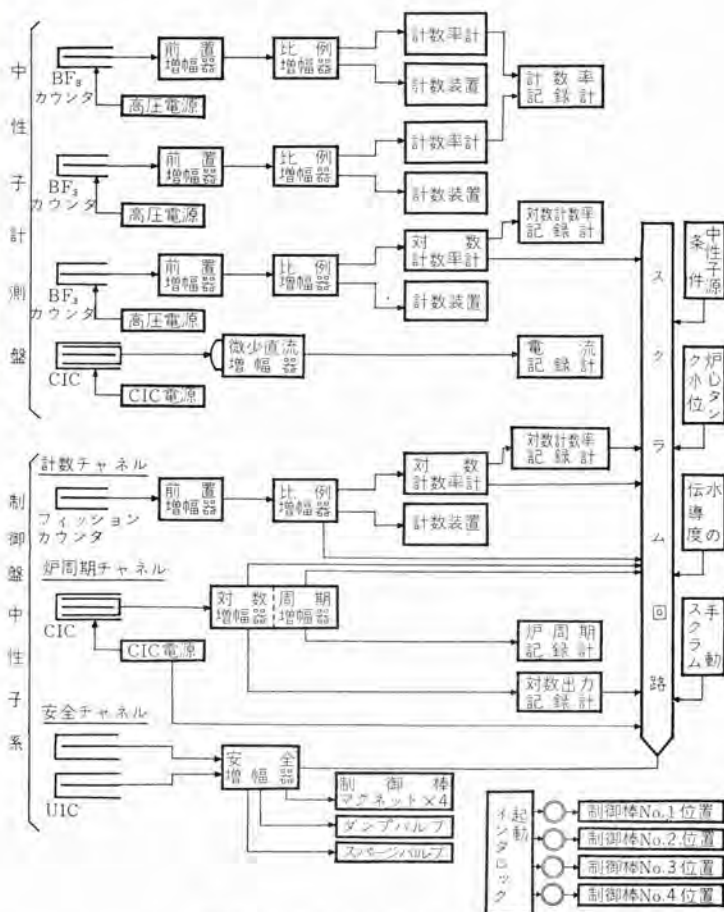


図 6.3 計測制御系ブロック線図
Fig. 6.3 Block diagram of instrumentation and control.

なお中性子計測系としては3チャンネルが図6.1に示す制御盤に組み込まれており、これら以外に低中性子束レベルの測定用としてBF₃計数管および補償形電離箱を検出器とする4チャンネルが図6.2に見られる別置の中性子計測盤2台に組み込まれている。

プロセス計測系はとくに常時監視を必要とするものおよびインタロックの必要なものだけが制御盤に組み込まれており、その他の大部分のものは水ガス系ピット内で現地指示されるようになっている。

6.2 中性子計測系

核分裂実験装置は学生の教育訓練用としても利用されることを考慮して、中性子計測系には原子炉の運転に必要なひととおりのチャンネルが組み込まれている。すなわち図6.3のブロック線図に示されているように制御盤には計数チャンネル、炉周期チャンネルおよび安全チャンネルが設けてあり、検出器の位置における中性子束で約 $10 \sim 10^{10}$ n/cm²secの範囲にわたって測定が可能であるようになっている。

計数チャンネルには核分裂計数管を使用し、計数装置と対数計数率計が接続され、炉周期チャンネルは補償形電離箱を使用して約6デカードの対数出力とその間の炉周期を指示記録できるようになっている。安全チャンネルは非補償形電離箱2本を使用した2重チャンネルでこのいずれかの電流が設定値を越えた場合、あるいは炉周期が設定値より短かくなった場合、そのほかプロセス系から異常信号が発せられた場合などにおいてすべての信号が安全増幅器に送られてスクラムを生ずるようになっている。

6.3 プロセス計測系

プロセス計測系の機器は図5.1のフローシートに示されるように配置されており、とくに装置の運転に際して運転者が監視する必要のあるもの、あるいは制御系に関連のあるものおよびアラーム、スクラム信号を発する必要があるものとして次の量が制御盤上に指示または記録されるようになっている。

- a. 炉心タンク 水位
- b. シヤヘイ実験用水槽水位
- c. 炉心タンク 内平均温度
- d. 炉心タンク 内上面および底面温度
- e. シヤヘイ実験用水槽内上面および底面温度
- f. 加熱器入口および出口温度
- g. 循環ポンプ出口圧力
- h. 電気伝導度（炉心タンク、タンクなど5箇所）

6.4 保護動作

装置の運転を容易にし、誤操作を防止して安全性を確保するために次のような保護動作を行なうようになっている。

(1) スクラム

- a. 高中性子束 (110%)
- b. 短炉周期 (3 sec)
- c. 対数計数率高レベル (臨界未満運転)
- d. 対数出力高レベル
- e. イオン箱電源電圧低下

- f. 安全増幅器故障
- g. 中性子源非そう入 (臨界未満運転)
- h. 炉心タンク 水面異常降下
- i. 炉心タンク 内伝導度異常上昇
- j. 手動スクラム

なおこのうちのa.およびb.項はとくに重大な条件であるから、ファーストスクラムを生じ制御棒が炉心に加速そう入されるとともに減速材のダンピングと窒素ガスのスパーキングが行なわれる。その他の場合はスロースクラムを生じて制御棒のそう入のみが行なわれ、比較的時間で再起動を行なうことができる。

(2) アラーム

スクラムの状態に立ち至る以前に運転者にきょう正操作を行なわせるために中性子束レベルや炉周期に対して警報段階を設けてあるほか、窒素ガスの圧力やメンバルの閉鎖状態に異常がある場合に警報を発しランプ表示が行なわれるようになっている。

(3) 起動インタロック

起動に際して装置が運転条件を満足していなければ制御棒の引き抜きが阻止されるように次のようなインタロックが設けられている。

- a. スクラム条件がリセットされていること。
- b. 対数増幅器が動作していること。
- c. マグネットが制御棒に接着していること。

この装置はいくつかの異なった方法で運転されるからスクラム条件にもバイパスを行なえるものがあるが、これらはキースイッチによってのみ行なわれさらにバイパス表示灯も点灯して誤操作などないように考慮されている。

以上のように計測制御系統は装置の保護動作を支配する中すう系統であるからすべてがfail-safeの思想のもとに設計されており、各部の機能に協調して安全性に万全を期するように考慮されている。

7. む す び

核分裂実験装置は臨界未満実験装置と炉物理および炉工学における基本的な実験設備を有機的に一体化し、さらに将来の発展・拡張も考慮に入れてきわめて柔軟性のある構成方式とした新しい思想の実験装置である。したがって設計の面においてはいわゆる手本となるものもなく、製作技術上も新しく開発しなければならぬ問題が多々あって建設途上あるいは試験の段階においてもしばしば予期しなかったような問題に遭遇したが、終始大学のご指導と当社の努力によって難問を克服し、初期の目的と設計上の意図を十分満足する装置を完成することができた。

装置は1962年の秋に機能試験が実施され、各部・各系統の機能や操作性について詳細にわたる検討が加えられ部分的な改良を行なってすでに燃料の到着を待つばかりになっている。

終わりにこの装置の設計製作に際してご協力をたまわった東京工業大学原子炉研究施設の各位、三菱原子力工業および当社の担当部課に対して深く感謝の意を表する次第である。

軽合金用三相低周波点溶接機

大隅 真*

松原彦治**・馬場利彦**・越智紀明**

Three Phase Low Frequency Spot Welders for Aluminium Alloys

Shin Mitsubishi Heavy-Industries, Ltd,
Nagoya Aircraft Works

Makoto ŌSUMI

Mitsubishi Electric Corporation, Itami Works

Hikoji MATSUBARA・Toshihiko BABA・Toshiaki OCHI

Resistance welding is now adopted in the sheet metal processing of all kinds to cope with the elevation of productivity. Working on the aluminium alloys falls under the category of this new method nowadays. Mitsubishi has been building many welders but the latest production of three phase low frequency spot welders for an aircraft manufacturer are the most up-to-date apparatus having numerous advanced functions. Herein is an account for the recent trend of the resistance welding of light metal alloys and also the new apparatus mentioned above together with pains taken in the design.

1. ま え が き

軽合金や低合金鋼、耐熱鋼などの抵抗溶接には、三相低周波溶接機が、すぐれた特色を発揮することが認められており、当社も数多くの三相溶接機を製作してきている。これらは、すべてアメリカ軍溶接機規格に準拠したものであるが、今回、新三菱重工名古屋航空機製作所に納入した三相低周波溶接機は、航空機用軽合金を溶接するうえにおいて、種々の点でさらに一歩進んだ機能を備えている。新三菱重工（名航）において、研究されている航空機用軽合金の抵抗溶接の最近の傾向とともに、それに用いる最新の三相点溶接機について記述する。

2. 軽合金点溶接機の要求条件

点溶接とは板厚 0.1 ないし数 mm 程度の金属板を接合する最も能率的な方法であって、図 2.1 のように接合しようとする部分を電極ではさみつけ、圧力を加えながら、ここへ数万 A の大電流を流すと、板と板との合わせ面が溶融し、数分の 1 秒という短時間で接合が行なわれる。点溶接機の基本的な働きは、この電流と加圧力とを供給、制御する点にある。

現在、点溶接が最も使われているのは、自動車工業、家庭用電

気器具などを代表とする軟鋼薄板の接合であり、軽合金の点溶接は航空機工業などで行なわれるのみで、むしろ特殊な技術に属したが、最近 Al 材料の使用が一般的になるにつれ、車両工業などでこれを取りあげようとする動きがでてきた。しかしながら、軽合金の点溶接は鋼関係のそれに比べて、格段に高度な技術である。そこで本章では、溶接施行の立場から軽合金用点溶接機において、とくに軟鋼と比べ必要とされる事項につき述べてみよう。

その第一としては、鋼関係に比べ大電流を要することである。点溶接は大電流を、溶接する局部に集中して、そこに発生するジュール熱を利用しているのであるから、軽合金では、鋼に比べて固有抵抗が抵抗の温度係数も考えると、 $1/5$ 程度しかないので局部での発熱量を等しくするためには、それだけ大きな電流密度を必要とする。溶接部の大きさは溶接部の要求強度（JIS Z 3142, MIL-W-6858 B に規定されている）から被溶接板の板厚に対応して、だいたい決ってしまうので（表 2.1 参照）高い電流密度を必要とするということは、すなわち、大きな電流値ということにつながる。しかし、軽合金は軟鋼に比べ、溶融点が低くまた比熱 c と密度 σ の積、つまり単位体積あたりの熱容量も約 $1/5$ なので溶接部が形成されるために必要な熱量は $1/5$ になってしまい、これだけでは大きな電流を必要とすることを説明できない。これは

表 2.1 軽合金点溶接部の要求強度

単位 kg

板の種類 板 厚 (mm)	引張強さ 40 kg/mm ² をこえるもの			引張強さ 20~40 kg/mm ²			引張強さ 14~20 kg/mm ²			引張強さ 14 kg/mm ² 未満			(4) ナゲット径 (mm)
	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	(1)	(2)	(3)	
	最小値	試験片数 3	試験片数 20以上	最小値	試験片数 3	試験片数 20以上	最小値	試験片数 3	試験片数 20以上	最小値	試験片数 3	試験片数 20以上	
	平均値	平均値	平均値	平均値	平均値	平均値	平均値	平均値	平均値	平均値	平均値	平均値	
0.5	67	75	82	58	70	76	45	55	59	33	40	45	3.3
0.6	78	95	110	73	85	98	61	70	80	45	55	62	3.6
0.7	98	115	130	88	105	120	77	85	100	53	70	80	3.8
0.8	115	140	156	110	125	140	95	100	125	70	90	98	4.1
0.9	135	165	180	125	150	165	115	120	150	84	110	115	4.3
1.0	160	190	200	145	175	190	140	135	170	97	125	135	4.6
1.2	210	245	265	180	220	240	170	170	225	125	155	165	4.8
1.4	260	315	340	225	280	300	215	210	280	155	190	205	5.1
1.6	310	380	415	265	330	355	250	250	330	175	220	235	5.3
1.8	370	460	510	315	390	415	290	300	385	205	260	270	5.6
2.0	450	550	610	370	450	490	335	340	440	235	290	310	5.9
2.3	550	680	750	450	530	590	385	400	520	265	340	355	6.1
2.6	730	850	970	510	650	750	440	510	600	320	410	380	6.3
2.9	860	1000	1130	655	750	860	470	590	625	340	430	450	6.6
3.2	970	1200	1290	740	900	1110	480	620	635	350	450	460	6.9

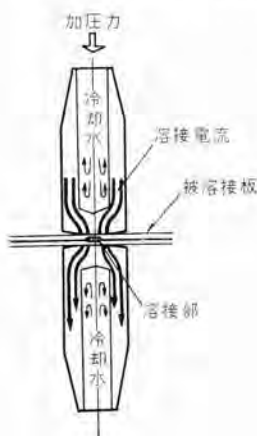


図 2.1 点溶接
Fig. 2.1 Spot welding.

- (1) 何点かの試験片数のうち 1 点でもこれ未満の強度のものがあるという値。
- (2) 3 点の平均がこの値未満ではないという値、毎日の作業の品質管理に使用。
- (3) 20 点以上の平均強度がこの値未満ではないという値、作業条件の設定、溶接機の検定試験に使用。
- (4) MIL-W-6858 B の最低平均ナゲット径、標準はこれより 1 割程度大。
- (5) JIS Z 3142-1957 は近く改正されて JIS Z 3612 1963 点溶接作業標準工業標準となる。

表 2.2 点溶接部温度変化に関する物理定数

	アルミニウム (99.5 %)	軟 鋼
固有抵抗 $\rho: \Omega \text{ cm}$	2.9×10^{-6}	14×10^{-6}
熱伝導度 $K: \text{cal/cmsec}$	0.53	0.12
比 熱 $C: \text{cal/g}^\circ\text{C}$	0.23	0.16
密 度 $\sigma: \text{g/cm}^3$	2.7	7.9
温度伝導率 $K/c\sigma$	0.9	0.09
融 点 $^\circ\text{C}$	660	1530
溶融の潜熱 cal/g	93	64

実際には各定数が化学組成・加工・熱処理条件・温度などによって変わってくる。
上記の数値は大体の目安を与えるためのものである

両者で点溶接の進行状況、とくに加圧力の効果に差があるのにもよるが、ここではまず熱伝導の面から見よう。最も簡単な場合として、通電後溶接部が冷却する速度について、軟鋼と軽合金を比較してみると、同一体積 V の溶接部が、同一温度 θ にあると仮定するとき、この溶接部に有する熱量 Q は、

$$Q = c\sigma V\theta \quad (2.1)$$

となるから、 $c\sigma$ つまり単位体積あたりの熱容量が軟鋼の $1/3$ 程度の軽合金は、熱量も $1/3$ しか保有していない。そのうえ、軽合金は、軟鋼に比べ熱伝導度 K が 4 倍もあるので、まわりの低温部へ熱がどんどん奪われてしまう。こうして軽合金では、軟鋼に比べ冷却速度が 1 ケタも速いのであって、溶融点直下からその約 $1/3$ まで冷却するのに要する時間は、板厚 1.0 mm 2 枚重ねの溶接で、(電極と板との接触面が常温に保たれると仮定した場合) $1/180 \text{ sec}$ という計算結果がある。上記熱伝導度 K と単位体積あたりの熱容量 $c\sigma$ との比 $K/c\sigma$ は温度伝導率と呼ばれるが、これは下記の変定常の熱伝導方程式

$$\frac{\partial \theta}{\partial t} = a^2 \left(\frac{\partial^2 \theta}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 \theta}{\partial z^2} \right) \quad (2.2)$$

θ : 温度

x, y, z : 直角座標系における座標

t : 時間

a^2 : 温度伝導率 $K/c\sigma$

における温度の時間的変化率 $\frac{\partial \theta}{\partial t}$ の係数の逆数であるから、冷却過程だけでなく、熱伝導による過渡的な温度変化にすべて関係し $K/c\sigma$ が 10 倍になるということは、すなわち点溶接でいえば発熱による局部的温度上昇から始まる一連の温度変化が、熱の伝導という観点からは軽合金では軟鋼に比べ、すべて 1 ケタ 速い速度で進行して行かなくてはならないことを意味する。そこで軽合金では溶融させるに要する熱量は小さいのだが、軟鋼に比べ $1/10$ という短時間で、この熱量を与えてしまわなければならないため、単位時間あたりの発生熱量は、かえってその数倍を要することになる。もし、これよりゆっくりとしか熱が発生しないとすると、現象の速度は式 (2.2) から決められてしまい、到達温度が下がってある時間たつと発生熱と伝導により電極などへ逃げてしまう熱とが平衡してしまって温度が上らないこととなる。つまり大電流を要する。

さて、現象の速度が速いということは、溶接機に単に大きな電流値が必要というだけでなく、それだけ精密な時間制御を要求しなければならないことをも意味する。板厚 1.0 mm 程度の軟鋼の点溶接の場合、通電時間が 10 サイクル (60 c/s ベース) ほどあるので、1 サイクルや 2 サイクル パラツでも溶接結果にたいした影響はないが、軽合金では通電時間そのものが 1 サイクルとか 2 サイクルとかいう短時間であり、とくに三相低周波式の場合、このようなパラツはまったく致命的である。また通電時間が従来 1 サイクル単位、つ

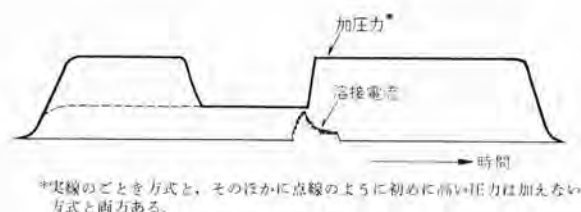


図 2.2 点溶接における溶接シーケンス
Fig. 2.2 Sequence of spot welding.

まり $1/100 \text{ sec}$ 単位に制御されているということは、点溶接現象の進行速度という観点から軟鋼にひきなおして考えてみると、10 サイクル単位つまり $1/6 \text{ sec}$ 単位でしか通電時間が選べないということに相当し、とくに 1 mm 以下の薄板の場合、適当な溶接施行条件を決めるのが、かなり困難である。この点三相はすでに 180 c/s のリップルがあるので、このリップルの山単位で、たとえば 2 山とか 4 山とか通電できれば軟鋼の場合にほぼ近くなる。

次に制御の精密を要するという点では、加圧力についても同様である。軽合金の点溶接においては、加圧力の影響が軟鋼に比べずっと重要な問題である。大電流で短時間に溶接するというのも、加圧力とくにこれによる通電面の拡大状況によるところ大である。これに関しては、ここでは詳しく述べる余裕がないので、溶接機の性能上問題となる点のみを拾いあげてみると、まず圧力の精密な調整を要することから、使用圧力が低い場合でも、その 1 割程度は読みとることができるゲージを備えたいものであり、加圧系全体としても、このゲージと同等の再現性、精度を要求される。また軽合金では 2 段加圧と称し、図 2.2 のように溶接シーケンス中で圧力を変化させる方式をとって、つれなどの欠陥の発生を抑え、溶接部にある程度の鍛造効果を与えているが、この場合の時間関係、とくに低圧 (Weld pressure) から鍛造圧力 (Forge pressure) に切り換わるタイミングと、圧力の鍛造圧力への立ちあがり速度が重要である。

上記の圧力変化は、タイマにより電磁弁を働かせて人為的に行なわせるのであるが、こうしなくても溶接中には板に熱と力を与えているのであるから、当然板厚に変化が起る。このとき板厚変化に加圧力が大きく影響されることのないよう、加圧系が敏速に板厚変化に追従して動かなければならない。

さて、以上点溶接現象という立場から軟鋼と比較して、とくに軽合金の点溶接機に必要なことがらにつき述べてきたのであるが、工場で生産に使用する場合を考えると、作動の信頼性ということに触れないわけにはいかない。というのも、従来軽合金用点溶接機に関しては、この点にとかく問題があったからである。軽合金では、点溶接施行条件のわずかなパラツが溶接結果に敏感に反映してくるうえに、前記のように精密な制御を要すること、制御回路の複雑さを招き、それだけ故障、誤作動の起こる確率が大きくなるから、溶接機作動の信頼性に関して、軟鋼に比べ 1 ケタも 2 ケタも高い配慮がなければならない。この信頼性という場合、短時間中におけるそれと、長年月にわたっての信頼性という二面から考えられなければならないのであって、短時間中のそれというのは、たとえば JIS あるいは MIL 規格による溶接機設備検定の 100 点試験において、作動がまったく正確で、溶接電流、加圧力をオシログラムにとってみると、100 点が 100 点完全に一致するというようなことをいい、主として狭義の技術的問題である。これに反し、長年月にわたっての信頼性というのは、年間の事故

発生件数や、使用しようと思ったとき、いつでも作動するかという観点である。長年月の過酷な使用に耐え、また環境条件の変化にかかわらず、常に正しく、溶接機を作動させるには、設計、工作上の慎重な配慮を要することはいうまでもないが、保守の容易な構造とすること、部品の耐久性に対する配慮ならびに適切な保全が必要である。短期間での作動の信頼性の問題にもどって、この場合においても一般工場環境条件を考慮したうえで、作動の均一性をいう必要があるであって、こういう意味では、最近製作している溶接機は電源電圧の変動を位相制御角を変えることにより、制御回路で自動的に補償して、常に一定の溶接電流が流れるようになっており、注目し値する特長である。一般に工場電源は、 $\pm 5\%$ 内外の変動があるのが普通であるが、溶接機は一種の変圧器であるから、従来は、これがそのま

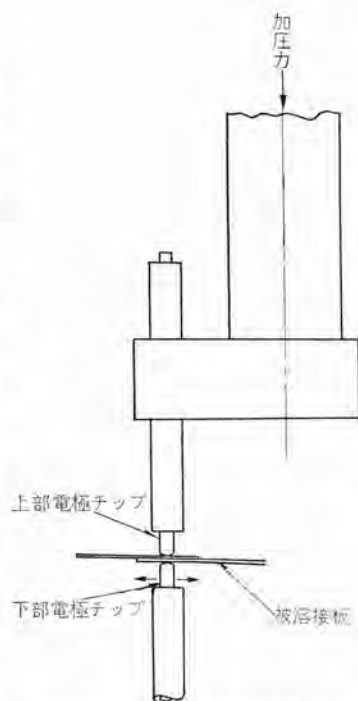


図 2.3 無処理板点溶接法概念図
Fig. 2.3 Spot welding method of Al-alloys without standard pre-weld surface treatment.

ま溶接電流値の変化となって現われ、軽合金の場合、点溶接結果にも大きな影響を及ぼしていた。このため電源電圧を指示する計器を取り付け、これを参考としてある範囲内で電流値ダイヤルを加減していったものである。これでは繁雑であり、しかも一つの電源に連なった数台の溶接機の動作時における他の溶接機の通電のような急激な電圧の変化には対応することができない。この点上述の補償装置では、応答速度が早く $1/2$ サイクルで対応するが、軽合金の点溶接では、前に述べたように現象が速いので、これでも完全な補償とはいえず、この点は、今後の研究課題であろう。

最後に軽合金無処理板点溶接について述べよう。従来 Al, Mg などの軽金属およびそれらの合金では、板材メカから納入のままでは溶接結果が悪く、これは表面に強固な酸化皮膜などの絶縁層があるためで、これを除去して接触面での電気伝導をよくし、かつ接触面の状況を均一にする必要があるとされ、複雑な酸洗などの表面処理を行なった後、点溶接していたのであるが、この方法は点溶接機の加圧締カッ(綱)方式を改めて、溶接機で点溶接操作を施すと同時に溶接機に一種の機械的操作を行なわせるので、表面処理を行なったと同様の効果を板材に与えて、規則正しいサゲット、高品質の点溶接部を得、従来の表面処理を不要にするものである。

点溶接では、まず溶接機が上・下電極によって被溶接材をはさみこみ、加圧して後瞬間的に大電流を通して溶接するが、この点溶接操作中、まず被溶接板材を電極ではさみこんだ後、電流を流す前に図 2.3 のように、一方の電極チップ(図では下部電極)を水平方向、つまり加圧に垂直な面内でごく少しスラせる。すると、被溶接板のうち下の板は下部電極チップとともに動こうとし、また、上の板は上部電極チップとともに静止しようとして、ここに上の板と下の板との合わせ面にこすり合わされるような力が加わる。するとこれによって図 2.4 のように、これから融合部ができようとするちょうどその部分に細かいヒビ列を生ずる。したがって、板材表面に電気を導きにくい層があっても、このヒ

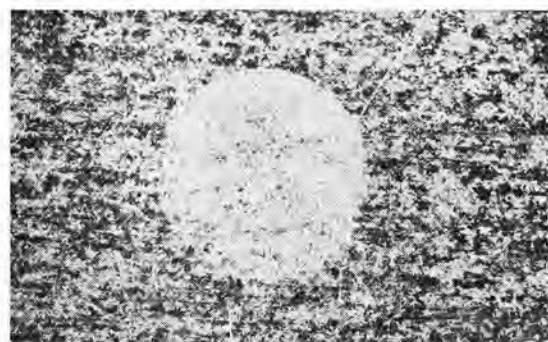


図 2.4 無処理板点溶接方法による板と板との合わせ面の状況(通電前)($\times 5$)
Fig. 2.4 Faying surface with the new method. (Just before the flow of welding current).

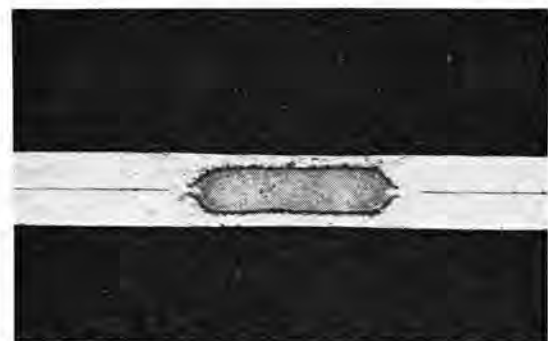


図 2.5 無処理板点溶接方法による点溶接部の断面 (clad 2024 T3, 板厚 1.0 mm) ($\times 5$)
Fig. 2.5 Section of the spot weld by the new method. (Clad 2024 T3 sheet thickness 1.0 mm.)



図 2.6 同上 引張せん断試験における破面 ($\times 5$)
Fig. 2.6 Appearance of tensile-shear tested specimen welded by the new method.

ビ列キズが通電橋絡になって、電流が巨視的にみて均一に分散して流れるため、表面処理を行なったのとまさるとも劣らない良好な溶接結果を得ることができる。

表面処理は、点溶接作業そのものと工数、費用の面でもほぼ匹敵するものであり、また Al の美麗な光沢をそこなってしまう、製品の外観を著しく損ずるほか、種々の点で組立作業上、この前処理が相当大きなガッになっている。このような事情を自動車工業における鋼板部品の組立、すなわち板材を納入のまま打点しているのと比べると大きな差異があるわけで、本方法の実用化は工業的に大いに有意義であると思われる。

なおこれに関しては、当社で製作した溶接機を使用して新三菱重工が目下研究中であり、今年中には実用化されるものと考えられる。

3. 三相低周波点溶接機

3.1 概要

すでに述べたように軽合金の溶接には電流、加圧力、時間制御

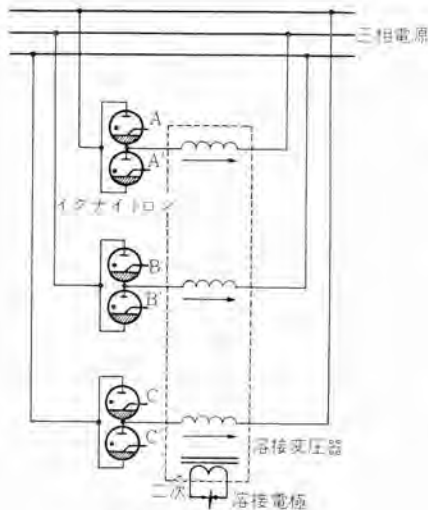


図 3.1 主回路説明図
Fig. 3.1 Main circuit.

などの面において、軟鋼薄板の溶接とは大いに趣を異にするため本機の製作にあたっては、次の点にとくに注意を払った。

- (1) 3 段加圧制御ができること
- (2) 圧力の調整が精密にできること
- (3) 圧力のレスポンスが良好であること
- (4) 溶接時、上下電極の間にスベリが起らないようにとくに上部電極部分の剛性を大きくすること
- (5) Cool, Heat, Forge delay については、前章で述べたごとく通電時間単位をより細かくするために、180 c/s 制御を行なうこと。
- (6) 再加圧の動作点が安定していること
- (7) 電源電圧変動に対する電流補償を行なうこと

以下、溶接機本体、変圧器、タイマについて簡単に説明するがその前に三相溶接機の原理を付記しておく。

3.2 原理

本形式の溶接機は三相電源から単相低周波を得るために、主回路としては図 3.1 に示すように、最も合理的と考えられる△-接続方式を採用している。したがって、この場合の加熱時間 (Heat time) における二次側誘起電力の平均値は三相半波整流の場合と同様に次のようになる。

$$E_{a0} = \frac{1.17 E \cos \alpha}{N} \quad (3.1)$$

ここに E : 一次側線間電圧実効値

N : 変圧器巻線比

α : 点弧制御角

次に負荷時の二次電圧平均値は

$$E_d = E_{a0} - \left(\frac{3x_{pp}}{4\pi N^2} \right) I_s \quad (3.2)$$

ここに x_{pp} : 一次巻線間の平均漏れリアクタンス (電源周波数における値)

I_s : 二次電流平均値 (定常状態)

そこで一方二次回路に流れる溶接電流の平均値は

$$I_s = \frac{E_{a0}}{R_s + (3x_{pp}/4\pi N^2)} \quad (3.3)$$

軽合金用三相低周波点溶接機・大隅・松原・馬場・越智

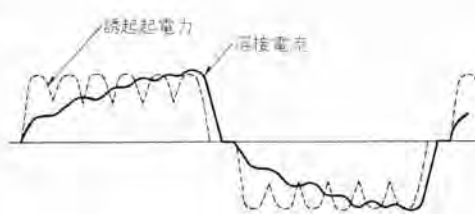


図 3.2 二次誘起電力と電流波形
Fig. 3.2 Induced secondary voltage and current wave form.

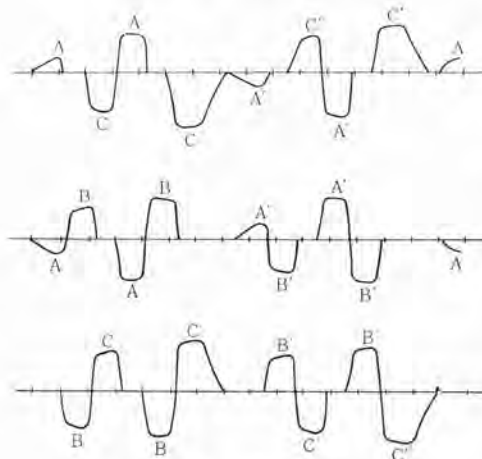


図 3.3 一次側線電流
Fig. 3.3 Line currents.

ここに R_s : 一つの一次巻線の二次換算抵抗値に、二次回路の低周波に対する抵抗値を加えた全抵抗

ただし二次電流は、図 3.2 に示すように二次回路の時定数にしたがって指数関数的に上昇するのであるから、式(3.3)は定常状態に達した場合の値を示すことになる。そこで 1 回の加熱時間に対する二次電流実効値は

$$I_{seff} = \frac{KE_{a0}}{\sqrt{[R_s + (3x_{pp}/4\pi N^2)]^2 + \chi_s^2}} \quad (3.4)$$

ここに χ_s : 二次低周波に対する溶接機リアクタンス

K : 二次電流波形に関する定数

次に定常状態における一次線電流の実効値を考えるとこれは図 3.3 に見られるごとく電源周波数の 1 サイクルに対してその $2/3$ の期間だけ電流が流れるのであるから

$$I_L = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{I_s}{N} \quad (3.5)$$

I_L : 定常状態における一次線電流実効値

しかし、前述したように実際の加熱時間は 10 サイクル以下であり、電流漸増による波形の影響を考えねばならぬので、1 回の加熱時間に対する実効値は

$$I_{Leff} = I_L \left(\frac{I_{seff}}{I_s} \right) \quad (3.6)$$

したがって実効 K_{ea}

$$K_{ea} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E I_{Leff}}{I_s} \quad (3.7)$$

ここに (I_{seff}/I_s) なる量は溶接機二次回路の時定数と加熱時間の長さの選び方によって決まる量で、普通 0.7~0.95 程度の値である。要するにこの形式の溶接機においては、二次電流が特異な波であり、また一次電流はかなりの高周波を含むので定量的な取り扱いには困難であり、相当複雑になるから、代表的なものだけを示すにとどめる。以上の式からわかることは二次電流の平均値の最大は、回路の実効抵抗と低周波の漏れリアクタンスによって定まるから、低い二次電圧で十分大きな二次電流を流しえて、しかも電源は比較的小容量の平衡三相でよいこと、そして溶接機の二次回路を形成するフットコ寸法を相当大きくとつても、低周波に対するリアクタンスは十分小さくて、二次電流の実効値にさほど影響を与えず、換言すれば高い力率を得ることができるということである。

3.3 溶接機本体

今回製作のもののおおきさは、アメリカ軍溶接規格 (MIL-W-7973) におけるサイズ 2 に相当するもので、概略仕様は次のとおりである。

形名	WT-100 S
定格容量 (50% 使用率)	100 kVA
定格一次電圧 (無負荷時) 三相	440/220 V
(負荷時) 三相	380/190 V

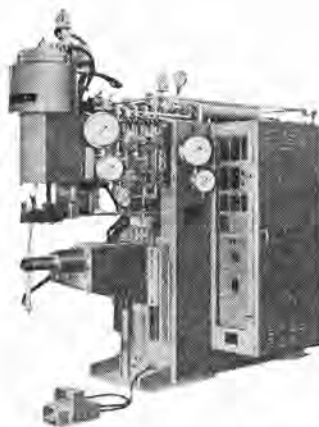


図 3.4 100 kVA 三相点溶接機
Fig. 3.4 Three phase spot welder.

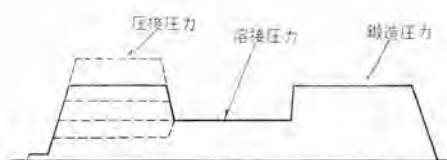


図 3.6 3 段階可変加圧の種類
Fig. 3.6 Three step variable pressures.

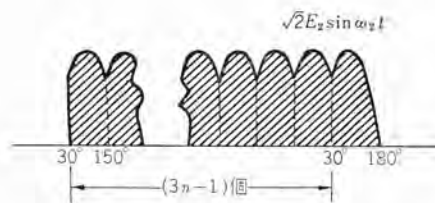
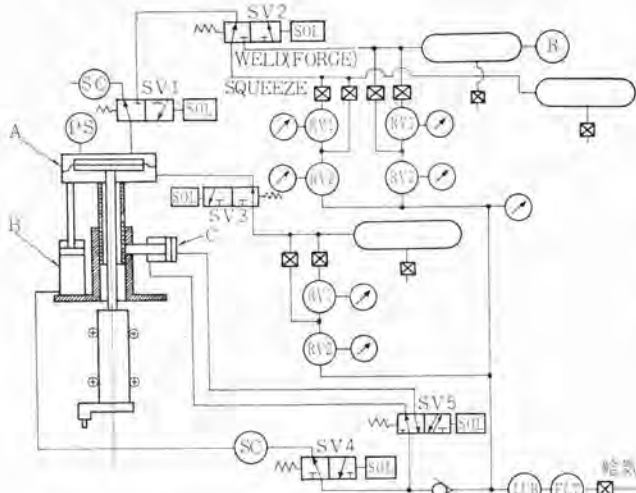


図 3.7 変圧器飽和特性の計算
Fig. 3.7 Transformer saturation and yielding of extra humps.



RV1: 減圧弁 (低圧用) RV2: 減圧弁 (高圧用) SV1~SV2: 電磁弁
SC: 速度調整弁 PS: 圧力スイッチ R: リリーフ弁
LUB: リュブリケータ FLT: エアーフィルタ A: 溶接シリンダ
B: 引上げシリンダ C: 固定シリンダ

図 3.5 空気圧回路図
Fig. 3.5 Symbolic diagram.

制御電圧	三相	440, 220 V
周波数		60 c/s
最大短絡電流		70,000 A
最大入力 (2% 使用率)		500 kVA
最大加圧力 (5 kg/cm ² において)		2,000 kg
標準フットコ 深さ		916 mm
" 間隔		230 mm
下腕調整範囲 (上方へ)		50 mm
(下方へ)		200 mm
電極ストローク (引き上げストローク)		105 mm
(溶接ストローク)		13 mm

本溶接機の外形は図 3.4 に示す。その空気圧回路図は図 3.5 に示すとおりで、加圧にダイヤフラムシリンダを使用し、引き上げシリンダおよび固定シリンダを有することは、従来の三相溶接機と変わりはないが、従来の可変加圧は、換言すれば 2 段階加圧制御であったが、今回のものは 3 段階加圧制御になっている。これは無処理溶接を行なう場合、圧接圧力 (Squeeze pressure) を鍛造圧力とは無関係に適当な圧力に調整する必要があるためで、図 3.6 に実線で示すような従来の 2 段階加圧のほか、点線のように圧接圧力を変化し、いろいろな種類の 3 段階加圧を行なうようになっている。図 3.5 において、SV2 は セレクタ 電磁弁であって、これによりおのおの独立に圧力調整されている圧接圧力系統と鍛造圧力系統とを切り換えることによって、3 段階加圧を与えるようになっている。

また減圧弁は低圧の場合でも精密に圧力調整ができるように、2 気圧以下の低圧用と 2 気圧以上の高圧用いるものとの 2 種類をそれぞれ圧接、溶接 (鍛造)、背圧の各系統に備えている。

圧力計も、精密な読みと再現性を得るために高圧用には、最高目盛 6 kg/cm²、1/60 目盛の精密級圧力計、低圧用には、最高目盛 3 kg/cm²、1/120 目盛の超精密級圧力計が用いられている。

加圧機構部分は、圧力レスポンスが良好になるように注意が払われており、とくに 56 軸部分は低摩擦となるように、焼入研磨された 56 軸を、8 個のニードルローベアリングでささえる方式を採用しており、また低慣性となるように自重も極力小さくとられている。

下部電極先端の加圧時の タワミ は、アメリカ軍溶接規格に 0.04 インチ以内と規定されているが、実測の結果では下部電極先端のタワミは、最大加圧時 0.5 mm 以内であった。また上部電極部分の剛性が軽合金の溶接には重要な要素となるが、この部分の剛性を大きくすることについても十分に注意を払った。

3.4 溶接変圧器

単相溶接機と異なり、この形式の溶接機において図 3.2 に示したような二次誘起起電力に対して鉄心が飽和することのないように、鉄心断面積は十分大きく選ばなければならない。いま一方の加熱時間の長さを電源周波数の n サイクルに選んだとすると図 3.7 に示すように最後の半サイクルを除いて 30° から 150° までの正弦波が $(3n-1)$ 個と 30° から 180° までの正弦波が 1 個だけ加わったものであるから、この間の磁束変化は

$$\phi = (3n-1) \int_{\frac{5\pi}{6\omega_1}}^{\frac{5\pi}{6\omega_1}} \sqrt{2} E_2 \sin \omega_1 t dt + \int_{\frac{\pi}{6\omega_1}}^{\frac{\pi}{6\omega_1}} \sqrt{2} E_2 \sin \omega_1 t dt$$

$$= \frac{\sqrt{2} E_2}{\omega_1} (5.196 n + 0.134) \dots \dots \dots (3.8)$$

ここに E_2 : 一次線間電圧実効値を変圧器巻線比で除した仮想上の二次電圧実効値

ω_1 : 電源の角周波数

そこで実際の変圧器の設計にあたっては、これと同等な磁束変化を生ずる低周波正弦電圧を仮定する。すなわちその角周波数を ω_2 とすれば

$$\phi = \int_0^\pi \sqrt{2} E_2 \sin \omega_2 t dt = \frac{\sqrt{2} E_2}{\omega_2} \times 2 \dots \dots \dots (3.9)$$

式 (3.8) および (3.9) から

$$n = 0.385 \frac{\omega_1}{\omega_2} - 0.0258 \dots \dots \dots (3.10)$$

たとえば 6 サイクルに対して設計された変圧器は電源周波数 60 サイクルの場合に、 $n \approx 3.8$ となり位相制御を行なわない 100% 加熱の場合に、加熱時間 (Heat time) はほぼ 4 サイクル程度までに取りうることを示している。しかし厳密には磁束密度の選び方に關

係するし、一般に溶接変圧器においては効率はそのほど問題にならないから、多少飽和領域が現われても実用上さしつかえないが、鉄心重量を軽減すべく磁束密度の高く取れる方向性ケイ素鋼帯を鉄心に用いた場合には鉄心飽和時における一次電流の増加によってイグナイトロンを損傷しないように注意する必要がある。前述の変圧器二次電圧の周波数および二次誘起電圧の決定すなわち巻線比を決めるものは、被溶接物の種類と溶接機のフットコ深さおよび間隔である。

アメリカ軍溶接規格 (MIL-W-7973) サイズ 2 によれば、軽合金として 24S-T フラッド材 81 ムルの溶接が要求されている。軽合金の場合適当な溶接電流波形、誘起電圧は図 3.2 のように単純でなく、図 2.2 のように減衰電流を追加した複雑なものである。厚さ 81 ムルの軽合金の場合、加熱時間 (Heat) 2 サイクル 63,000 A、減衰電流 (Current decay) 8 サイクル 20,000 A 程度通電して飽和しないように二次周波数を選ぶ必要があり、今回製作したものは電源電圧 380 V において約 5 サイクルで飽和するように設計されている。溶接変圧器は二次導体が水冷されるのが一般であるが夏季の過冷による露によって変圧器の絶縁をそこなうことを防止するため、本機においてはサーモスタットを変圧器に設け、これによって自動的に送水弁を働かせ二次導体温度を適当に保つように計られている。

3.5 タイマ

タイマは溶接機の電極に加わる加圧力と電極に流れる電流を制

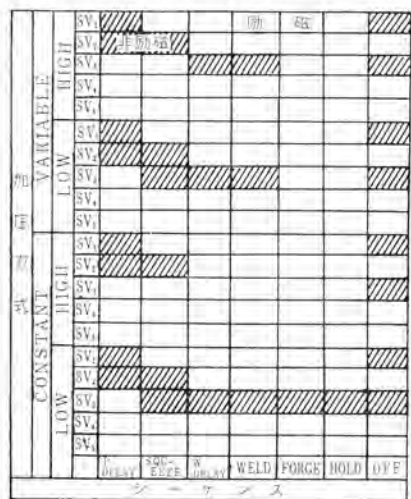


図 3.8 電磁弁の作動状態
Fig. 3.8 Operating condition of magnet valve.

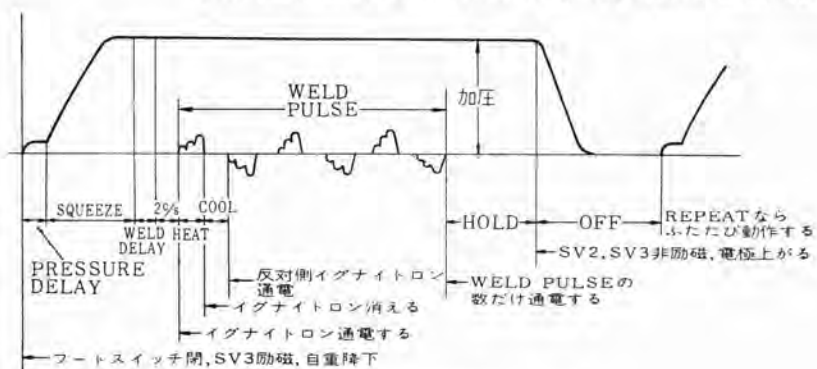


図 3.10 軟鋼板溶接時のシーケンス
Fig. 3.10 Welding sequence for mild steel.

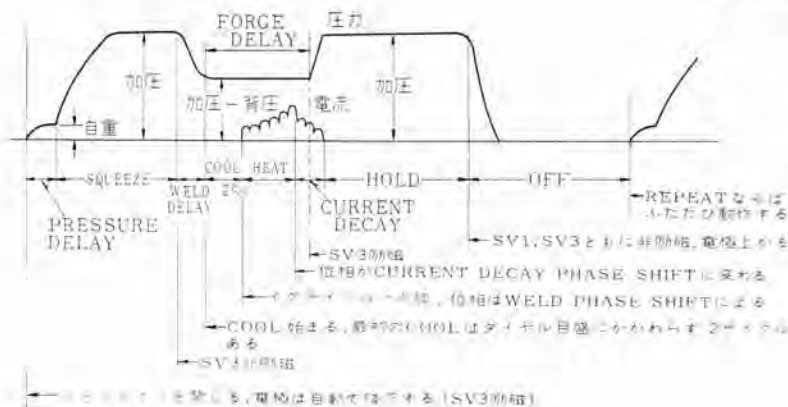


図 3.9 軽合金溶接時のシーケンス
Fig. 3.9 Welding sequence for aluminum alloy.

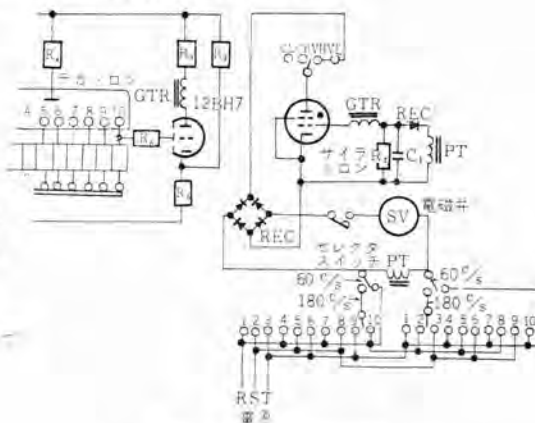


図 3.11 鍛造遅回路
Fig. 3.11 Circuit of forge delay

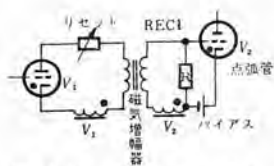


図 3.12 イグナイトロン 点弧回路の基本回路
Fig. 3.12 Basic circuit of ignitron firing circuit.

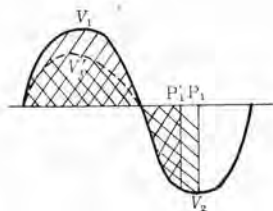


図 3.13 電圧補償原理図
Fig. 3.13 Principle of voltage compensator.

動かさる必要がある、これら機構部分の動作が不安定では、精密な制御をしてもその意義を失う、したがってこの部分には給気圧力などの影響を受けない直動形 (spool type) の電磁弁を用い、その投入位相も電源電圧に対して同期化し 180 サイクル制御を実現するため図 3.11 のごとき回路を用いた。

交流電磁弁をサイクロン1本で制御し、サイクロンのグリッドには 60 または 180 サイクルを計数したデカドンの計数完了パルスが加わる。サイクロンのアノードには 120° の位相差を有する電圧が時限に合って加わるので、60 サイクルの電磁弁を 120° 単位の時限で任意に動作させる。電源電圧の変動が直接、溶接電流に変動を与え、溶接強度のパラッキになるが、本タイマではイグナイトロンで位相制御回路に電圧リセット形速応性磁気増幅器を用いてこの影響を補償している。溶接電流は式 (3.3) で示されるので式 (3.1) の位相制御角 $\cos \alpha$ を電圧変動に応じて変えればよく、図 3.12、図 3.13 は回路および原理を示すもので交流電圧 V_1 は磁気増幅器に加わるリセット電圧で、変動する溶接機電源に結ばれる。 V_2 はゲート回路に加わる電圧で、一定電圧に保っているとき電圧の極性を図 3.15 のように選んであるときリセットの半サイクルで磁気増幅器の鉄心がリセットされる量は、図 3.15 の左の斜線の部分となり、これは出力の半サイクルの鉄心に吸収される電圧の平均値と等しいため、図の右の斜線の部分と等しく、P 点が出力抵抗 R の電圧立ち上がり点となる。この時電源電圧が変動しリセット電圧が V_1 から V_1' に変動すると、左のリセット量もまた V_1' に変動するので、飽和点は左右の面積が等しい点 P_1' に変動し位相制御角は P_1 から P_1' に変わり、イグナイトロンの位相制御をして溶接電流の変動を補償する。

この磁気増幅器は電圧リセット形であり補償作用の遅れ時間は半サイクルであるので、溶接機のように短時間の動作を補償するのに好適である。

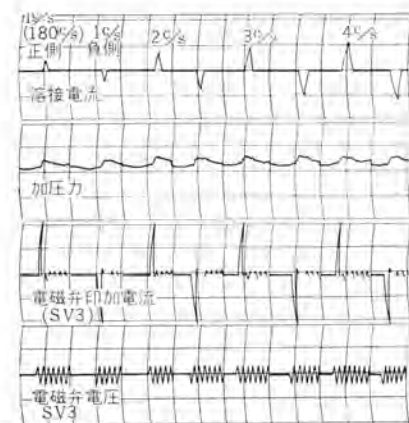


図 4.1 180 サイクル制御のときの電流波形
Fig. 4.1 Welding current wave form in 180 cycle control.

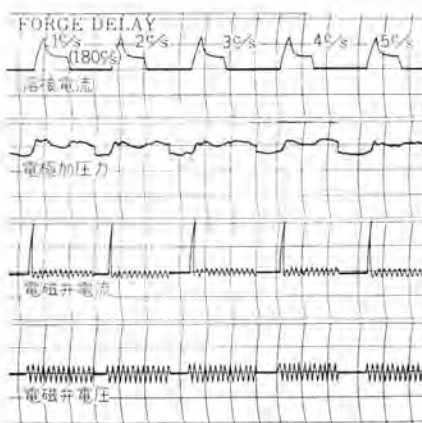


図 4.2 180 サイクル制御のときの鍛造遅れ時間測定
Fig. 4.2 Forge delay time in 180 cycle control.

4. 試験結果

以上にしるしたごとく、本溶接機はいろいろ斬新な企画を取り入れており、試験もそれら新しい点に重点をおいて行なった。その結果を以下順次述べてゆく。

(1) 180 サイクル制御

180 サイクル制御の必要性、その方法などは前項に述べているとおりである。もっとも 180 サイクル制御を行なっているのは Cool, Heat, forge delay の 3 要素のみであるが、溶接に関しては、これだけで必要かつ十分のものと考えられる。さて、実際の使用にあたって、その制御方式は従来のサイクロン制御方式と趣を異にいろいろと問題があった。すなわちサイクロン制御方式は双安定マルチバイレタ、その他コンデンサを回路に多く含んでいるため、その応答速度に限界があり、溶接機に使用した場合、安定性をも考慮に入れると 60 サイクルあたりが限度であるということが試験検討の結果判明した。

このため今回の制御には真空管式を採用したが、このことによって制御の精密さ、安定性は数段向上し、180 サイクル制御、60 サイクル制御とも確実な稼働を行なっている。

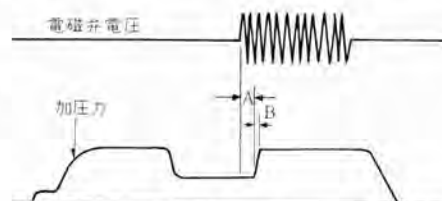
図 4.1、4.2 は 180 サイクル制御を行なったときの電流、加圧力のオシログラフである。図 4.1 は 180 サイクル制御を行ない Forge delay を一定とし (図では溶接電流の立ち上がり点) Heat を 1 サイクルから 4 サイクルまで変化し、いわゆる山制御を行なったものである、したがって図の 3 サイクルが従来の溶接機の 1 サイクルに等しい。図 4.2 は Heat を一定とし Forge delay を 180 サイクル制御したものである。図で電磁弁 (SV 3) が電源に対して 120° 単位で制御され、電極加圧力の再加圧時点もまた山制御をうけていることを示すものである。背圧電磁弁 (SV 3) を放電管により電源に同期したため、電磁弁の電圧、電流も溶接電流に完全に同期しており再加圧時点も安定していることが確認できた。

(2) 放電管による電磁弁の精密制御と 3 段加圧

従来電磁弁の駆動は、ほとんどリレーによって行なっていたが、今回放電管によってその精度と安定性の向上を図った方法を使用したことは先にしるした。ここにその性能を従来の電磁弁と比較検討した結果を述べる。交流形の電磁弁の動作時間、加圧力のレ

表 4.1 加圧力のレスポンス

番号	リレー投入	放電管投入					
		投入位相 10°	投入位相 130°	投入位相 1250°	投入位相 10°	投入位相 130°	投入位相 1250°
		B(∞)	A(∞)	B(∞)	A(∞)	B(∞)	A(∞)
1	1.3	0.9	0.6	0.9	0.8	1.7	0.6
2	1.7	0.9	0.6	0.9	0.7	1.7	0.6
3	1.6	0.9	0.7	1.0	0.7	1.7	0.7
4	1.5	0.8	0.7	1.0	0.6	1.7	0.7
5	1.4	0.9	0.7	1.0	0.8	1.7	0.7
6	1.6	0.8	0.6	0.9	0.8	1.6	0.7
7	1.4	0.9	0.7	1.0	0.6	1.6	0.7
8	0.8	0.9	0.6	1.0	0.7	1.7	0.6
9	1.4	0.9	0.7			1.7	0.7
10		0.8	0.7			1.7	0.7
11		0.9	0.7			1.7	0.8
12		0.9	0.6			1.6	0.7
平均	1.41	0.88	0.66	0.96	0.71	1.67	0.68



リレー投入：パイロット形 電磁弁
放電管投入：直動形電磁弁 (ニューマチック社製)

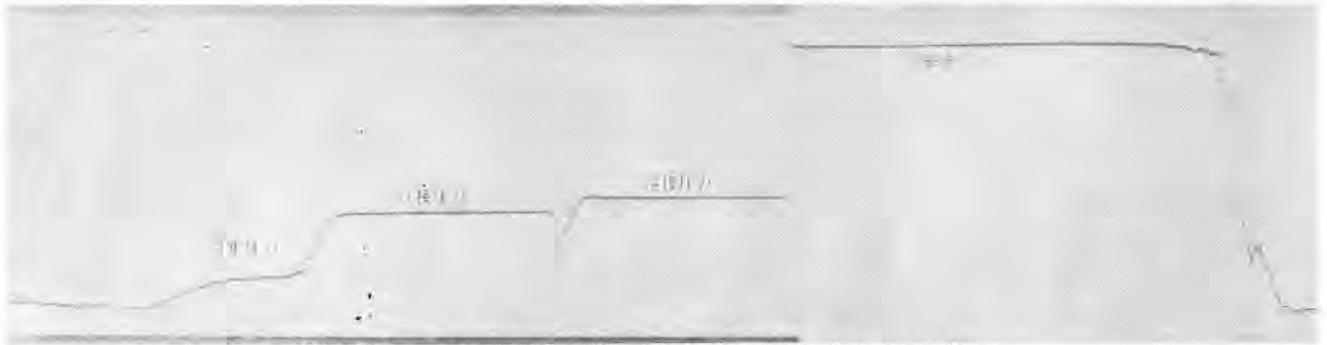


図 4.3 圧力シーケンスの一例 Fig. 4.3 Oscillogram of electrode force

スポットには、その投入位相が一定していないと、良好な結果は得られない。このことは電磁弁のスプールの動作の大半が、電圧印加時の投入過渡電流により制せられているためであると考えられ、リレーによって投入すると位相が定まらないため、非常にバラツキが大きい。それは表 4.1 によってもわかるごとく、精密な加圧制御を行なおうとすると、位相制御が不可欠な要素であることを示している。このため本溶接機においては放電管の Grid を電源に同期させつつ、180 サイクル制御をしたが、このとき投入位相を一定にするには Anode 電圧の位相も 180 サイクル単位に切り換えねばならないのでその方式をとった。また、電磁弁のスプールが投入過渡電流で動作している以上(過渡電流の波高値は定常時の約 13 倍の値である)。その過渡電流を制限するような要素は極力省かねばならない。それゆえその回路構成には非常に注意を払わねばならなかった。

3 段加圧方式は先に述べたごとく、より高度な圧力制御を行なおうとするものであるが、そのシーケンスを図 4.3 に示す。

ただしこのオシログラフに示すものは Variable High において、圧接圧力が背圧よりも低いという悪条件の特殊の例であって、その他の一般的な 3 段加圧の場合は、下記の切り換えはまったく従来の 2 段加圧のときと同様にスムーズに行なわれる。

オシログラフで最初の加圧は自重による圧力、以下圧接圧力、溶接圧力、鍛造圧力の順である。

ここで問題になるのは、圧接圧力から溶接圧力への切り換わり点である。背圧電磁弁の消磁前に切り換えて加圧すると、圧接時に過大な衝激圧力が加わったと同様な効果となり、また遅すぎると電極が浮き上がる結果となる。

本機は衝激加圧を避ける意味で、切換時点を背圧電磁弁消磁の瞬後とし、オシロに示すごとくシーケンスとしている。

(3) 総合試験結果

以上を総合して行なった溶接試験および MIL-W-7973 に規定された Life test などの結果を次に述べる。

まず溶接試験については 24 STC 0.020 "と 0.080 " の 2 種類およびステンレス 0.020 " と 0.080 " の 2 種類、計 4 種類を実施した。テストピースパネルの溶接試験を行なった後、その試片を X 線透過試験、断面のマクロ試験、引張試験機によるせん断強度など測定したが、十分にアメリカ軍規格に合格するせん断強度が得られた。これについては試験続行中でもあり、無処理溶接法とともに稿を改めて報告したい。

次に Life test としては、アメリカ軍溶接規格に、次のことが規定されている。すなわち溶接機の容量によって決められた使用率で大電流、小電流の 2 領域につき、8 時間の連続運転を行ない、その間、動作の安定性、温度上昇、通電時間、電流値などのバラツキ

が 5% 以内であることなどが定められている。したがって、この規定に基づき Life test を 24 STC 0.020 ", 0.080 " の溶接条件で実施し良好であることが認められた。この試験中に測定した温度上昇値は溶接変圧器一次コイルで 22°C、二次コイル 28°C であり、B 種絶縁 (80°C Rise) に対して熱的には問題ないことが証明された。

大電流 Life test 条件

Cool 3 サイクル, Heat 3 サイクル (70,000 A), C.D. 9 サイクル, (25,500 A), Weld Pulse 1, Forge delay 4 サイクル

Variable high pressure (Squ. 1,000 kg, Weld 550 kg, Forge 1,400kg), 使用率 14 点毎分。

小電流 Life test 条件

Cool 3 サイクル, Heat 3 サイクル (40,000 A), C.D. 4 サイクル (16,500 A), Weld pulse 1, Forge delay 6 山。

Variable high pressure (Squ. 600 kg, Weld 300 kg, Forge 700 kg), 使用率 14 点毎分。

5. む す び

抵抗溶接は生産性の向上に伴い、あらゆる板金作業に取り入れられている。軽合金の溶接もその母体である航空機産業の成長とともに需要を増し、一方民生機器にも軽合金の利用が増加しつつあるとき、われわれも従来困難と考えられていた軽合金の溶接を信頼性のある溶接が簡単に行なえるように溶接機、溶接方法の開発、改良に努力し、工業界の要望に応じたい心算である。稿を終わるにあたり、積極的なご協力と助言を賜った新三菱重工、名古屋航空機製作所成形技術課の方々を始め、当社伊丹製作所電機製造部の方々に深く謝意を表する次第である。

参 考 文 献

- (1) 安藤: 抵抗溶接の基礎考察「溶接技術」6, No. 11 (1958)
- (2) 塚田, 木村, 大隈: アルミニウム合金板点溶接の品質に対する表面状況の影響「新三菱重工技報」3, No. 1 (1961)
- (3) 木村, 大隈: Al 合金板の新しい点溶接法「溶接技術」10, No. 7 (1962)
- (4) 己斐, 岸田, 喜多: 三相低周波大容量溶接機『三菱電機』31, No. 5 (昭 32)
- (5) JIS Z 3142-1957 点溶接部およびシーム溶接部の検査法 (軽合金)
- (6) MIL-W-6858B WELDING, RESISTANCE: ALUMINUM, MAGNESIUM, NONHARDENING STEELS OR ALLOYS, NIKEL ALLOYS, HEAT-RESISTING ALLOYS, AND TITANIUM ALLOYS; SPOT AND SEAM
- (7) MIL-W-7973 WELDING MACHINES, ELECTRICAL RESISTANCE, SPOT, PRESS TYPE, THREE-PHASE

進行磁界を用いたプラズマ閉じ込めの一方法

近藤 博通*・利岡 勝司*

A New Method of Plasma Confinement with Travelling Magnetic Fields

Research Laboratory Hiromichi KONDŌ・Katsushi TOSHIOKA

A new method is proposed on the plasma confinement in a cylindrical shape with the rotating field produced by the axial currents given by $i_z = I \sin(\omega t + m\theta)$ and $m=3, 4, 5, \dots$ in the region $b < r < e$, where γ, θ and z indicate the cylindrical coordinates. The plasma column to be confined is approximated by the solid cylinder of metal (radius a) with the electromagnetic constants σ and μ_0 . A numerical example shows that approximately 100 atm. pressure can be realized in a cylinder of 3.2 m in diameter with $I=2.1 \times 10^7$ A/m² in the region $\gamma > 4$ m. It is expected by this scheme that perfectly stable and continual confinement of plasma is available.

1. ま え が き

重水素の熱核融合反応によって検知しうる程度のエネルギーの出力をうけるためには、 10^{21} m⁻³ ぐらいの粒子密度で数億度の高温プラズマが、少なくとも1秒間以上は持続的に発生せしめられなければならない⁽¹⁾。このようなプラズマの内部気圧は数百気圧に達するのであって、この事実は現在行なわれているプラズマ閉じ込めの努力、すなわちプラズマをなんらの物質との接触なしに、ただ電磁的な圧力のみによって真空中に保持しようとする試みが、いかに困難なものであるかをわれわれに首肯せしめるのに十分である。

これまでに提案されている種々のプラズマ閉じ込め方法を大きく分類してみると、プラズマに対して電磁力 $\mathbf{j} \times \mathbf{B}$ による積極的な閉じ込め力を加えるものと、そうでないものに分けられる。一般的にいうと、前者のほうが B 値 (プラズマ圧力と閉じ込め磁界圧力との比) の高いプラズマを作るのが容易であるが、閉じ込め配位の安定性という点では後者に対して一步を譲るようである。閉じ込め時間の観点からこれらの閉じ込め方法を考察すると、前者はプラズマ電流を電磁誘導によって発生せしめなければならないので、高周波を用いた閉じ込めを除いては、長時間にわたる持続的な閉じ込めはむずかしいし、一方後者ではプラズマを構成する荷電粒子が拡散によって逐次外部に逃亡する結果、やはり持続的な閉じ込めは困難である。高周波電磁界を使う方法は、電磁力 $\mathbf{j} \times \mathbf{B}$ を及ぼし、しかも持続的であるように見えるけれども、単一の荷電粒子やきわめて小さいプラズマ塊に及ぼす復原的な力が小さい点で、拡散による逃亡を妨げることができないことが指摘されている⁽²⁾。

そこで現在の段階において、もし初めに述べたような熱核的なプラズマを閉じ込める方法が出現したとしたら、それはどのようなものとなるかを考察すると、要点は次のようなこととなるであろう。

(1) プラズマ内部を流れる電流に基づく電磁力 $\mathbf{j} \times \mathbf{B}$ によって閉じ込めが行なわれる。

(2) 持続的であるために高周波電磁界が用いられる。

(3) 磁気流体的に見て全く安定な配位である。すなわちプラズマの平衡配位からのわずかのずれも強力な矯正を受ける。

(4) クーロン散乱に基づく拡散によって逃亡する個々の荷電粒子も、プラズマ外部の電磁界によってプラズマ中に押し返される。

われわれはこれらの点について種々検討を試みた結果、適当な進行磁界を使用することが、これらいくつかの要求を解決する方法を与えるものであることを確めたので、ここにご報告したいと思う。進行磁界を用いる方法については S.M. Osovetz の提案⁽³⁾があるが、われわれはこれをさらに拡張して進行磁界として z 軸のまわりの回転磁界を使う方法を提案し、またその実施に伴ういくつかの問題点について考察を加えた。

2. プラズマ閉じ込めの原理

本論に入るに先だち、これまでに提案されている各種のプラズマ閉じ込め方式の原理を簡単に紹介し、その展望を試みたい。プラズマは約言すれば無数の荷電粒子 (イオン および電子) の集りであって、それらが互いに他のクーロン力の強い影響下にあるものである。プラズマの示す種々のふるまいを正確に論ずるためには、これら無数の粒子の1個1個について運動方程式を立てることが必要であるが、それは不可能であるので、便法として、単一の粒子のみに着目し、他の粒子から受けるクーロン力を全く無視して考察する方法 (単粒子理論 Single Particle theory) および、プラズマを全く巨視的媒質として流体力学を適用する方法 (電磁流体力学 magnetohydrodynamics 以下 MHD と略す) のいずれかによって考察されるのが通常である⁽⁴⁾。いずれも一長一短であるが両者を適宜併用して妥当な補正、あるいは解釈を加え、かなり明確なプラズマ像を描くことが可能である。

プラズマの閉じ込め配位の中で最も簡単なものは、静磁界を使う方法である。単粒子理論でいえば、粒子はその磁界に垂直な速度成分 \mathbf{v}_\perp に相応した力を磁界から受け、磁界に垂直の面で半径 $a = m\mathbf{v}_\perp/qB$ (m 粒子の質量、 q 粒子の電荷、 B 磁界の強さ) で回転するから、その面内でいう限り粒子はその半径内に閉じ込められたといえることができる。しかし磁界に平行な速度成分 \mathbf{v}_\parallel に関しては、なんらの閉じ込め効果はなく、それをどのように解決するかに従って、いくつかの提案がある。磁界の形を endless とすることによって、粒子が磁界に巻きついてらせん状の運動をしても、結局元の位置にもどるようにした torus 状の配位⁽⁵⁾、あるいはミラ⁽⁶⁾、カサブ⁽⁷⁾ などと呼ばれる配位はこれに属するものである。

もし閉じ込めるべきプラズマが1個のみの粒子から成っているのであれば、このような閉じ込め方法は完全であり、磁界の中に捕えられた粒子は永久に閉じ込められているであろう。しかし実際は他の粒子群からの作用があって、これが閉じ込めを阻害する

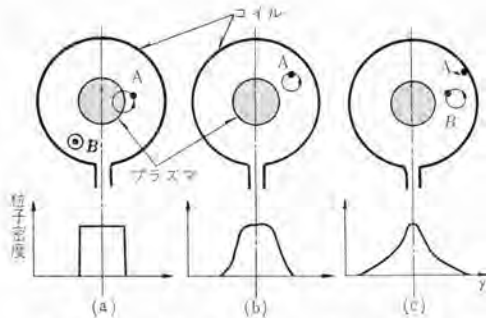


図 2.1 磁界を過ぎる荷電粒子の拡散がプラズマ閉じ込めに及ぼす効果
Fig. 2.1 Plasma confinement and diffusion of the charged particle across the induction.

ことは次のようにして予想される。いまプラズマが図 2.1 (a) に示すようにコイル (I) の作る z 軸方向 (紙面に垂直) の磁界によって斜線に示すような円柱状の形に閉じ込められたものと仮定しよう。この円柱の周辺部にある粒子 A に着目すると、A は他の粒子の作用がなければ、(a) に示すような円運動を永久に続けるであろう。他の粒子の作用はそれが粒子 A と同符号であるか異符号であるか、あるいはその位置関係によって、あるときは A を円柱の中心に引き込むように働き、また別の時には外方へ押し出すとする。しかしまたま一つの衝突の結果 A が (b) に示すような位置に移された場合を考えよう。プラズマはその中では正負の電荷が等量ずつあって、互いにその電氣的効果を打ち消しあっている。プラズマからある微小距離 (デバイ長さ) だけ離れた点には、電界を及ぼさないから (b) の位置では他の粒子の作用はすでに非常に弱まっていて、A は (b) の位置で回転を続けることとなるであろう。すなわち A はプラズマ柱からその外側へ移動したことになる。図 2.1 に合わせ示した粒子密度を略図的に示したグラフでいえば、(a) の場合に角形の粒子密度分布であったものが、(b) ではいくらかゆるやかにす野をひく形に変わるわけである。(a) から (b) への移行があれば、当然このような過程は引き続き、(c) に示すように、A は今度は新しく外へ押し出された粒子 B によってさらに外側に押しやられて、ついにはプラズマ領域の外側をおおう壁に至ることとなる。この現象が粒子の磁界を過ぎる拡散といわれるものである⁽⁴⁾。静的な磁界を使う閉じ込め方式はこの拡散があるために持続的であるとはいえない。

この拡散を無くすためには図 2.1 において (b) のような位置まで押し出された粒子が、みずからをふたび (a) の位置にもどす復原的な力を及ぼすような場を作ることが必要である。このための一つの方法は静磁界と重ね合わせて電界を印加することである。図 2.2 においてその原理を説明しよう。図において磁界および電界は一樣であって、それぞれ図に示したように z および y 成分のみから成るものとする。電界 E が無ければ正負の粒子は、(a) に示すようにその運動を $x-y$ 面上に投影したとき単純な円となることは先に述べたとおりである。いまこれに電界 E を重ね合わせると正および負粒子はそれぞれ逆方向に加速され、加速されると曲率半径が大きく、逆に減速されたときは小さくなることから、その運動は xy 面上で同図 (b) に示すようにラセン状となって z 軸方向に移動する。これを $E \times B$ drift⁽⁴⁾ と呼ぶ。その方向は正負両粒子とも同じである。

次に $E \times B$ drift を用いて、静磁界中に閉じ込められた荷電粒子に復原的な力を与える方法について考えよう。図 2.3 はその一

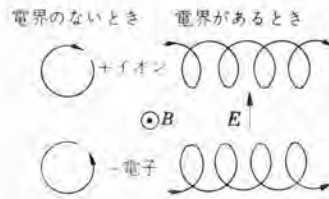


図 2.2 $E \times B$ 場における荷電粒子のドリフト運動
Fig. 2.2 Drift motion of the charged particle in the $E \times B$ field.

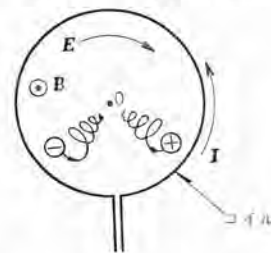


図 2.3 θ ピンチ配位の中での荷電粒子の運動
Fig. 2.3 Motion of the charged particle in the Theta-pinch configuration.

例を図 2.1 の閉じ込め場に適用したときを示したものである。図において磁界 B は図 2.1 と同様 z 軸方向に選んであるものとする。いまこれに図に示すように θ 方向の電界 E を印加すれば、ベクトル $E \times B$ は考えている円柱状空間内のいたる点で、中心の z 軸に向う方向となり、したがって粒子は他の粒子との衝突によっていったんは外方に押し出されるとしても、ふたたび内方に向ってもどってくるのが期待される。図 2.3 では z 軸を直線と考えたが、これを一つの円に選べば閉じ込め配位は torus 状となり、これによって 3 次元的な持続的の閉じ込めが可能となる。

図 2.3 に示した配位は実は誘導ピンチあるいは θ ピンチ⁽⁸⁾ と呼ばれる形式のものである。実際上は θ 方向の電界を作るために z 方向の磁界 B を作るためのコイル中の電流 I (A z 軸方向の単位長さ) を時間的に変化せしめる。コイル内部の磁界 B はコイルを無限長の直円筒として近似すると $B = \mu_0 I k$ (k は z 軸方向の単位ベクトル) で与えられるので、 z 軸から r だけへだたった点に誘起される電界 $E(r)$ は

$$2\pi r E(r) = -\frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad \theta = -\pi r^2 \mu_0 \left(\frac{\partial I}{\partial t} \right) \theta \quad \dots (2.1)$$

で表わされる。したがって

$$E \times B = -\frac{r}{2} \mu_0^2 I \left(\frac{\partial I}{\partial t} \right) r \quad \dots (2.2)$$

すなわち

$$I \left(\frac{\partial I}{\partial t} \right) > 0 \quad \dots (2.3)$$

なる限り荷電粒子は z 軸に向う drift を受けることとなる。式 (2.1) に見られるごとく、閉じ込め領域に電界を誘起するためには磁界 B の時間的な変化が不可避である。その結果図 2.3 で述べた単純な説明はなりたないが、drift が粒子を z 軸に向って押しもどすことは式 (2.2) から明らかである。式 (2.3) が成りたつためにはコイル中の電流 I は常に増加していなければならない。したがって誘導ピンチ型の配位を長時間にわたって持続的に維持することは不可能である。熱核的なプラズマの閉じ込めのために必要な磁界および電界を与えるためには、コイル中の電流は、すでに数 mS の後にはばく大な値となってしまうであろうからである。

次に図 2.3 に示した電磁場によるプラズマの閉じ込めの問題を MHD 的な観点から考察してみよう。いま閉じ込められたプラズマが場と平衡の状態にあって静止しており、圧力勾配 V_p が小さく、しかもプラズマが導電率 σ の一様な気体として扱えるすると、電界 E の中にあるプラズマは、単純なオームの法則 $j = \sigma E$ で与えられるプラズマ電流になっているはずである。電磁気学の教えるところにより、磁界中にある電流は電磁力 $j \times B$ を発生するから、プラズマ状態は MHD 方程式 $V_p = j \times B$ によって記述される⁽⁴⁾。

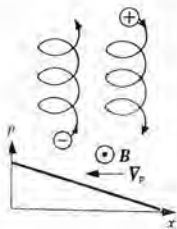


図 2.4 圧力勾配 V_p があるときの荷電粒子の運動
Fig. 2.4 Motion of the charged particle, when $V_p \neq 0$.

式 (2.1) を用いて

$$V_p = -\frac{1}{\sigma \mu_0^2} r I \left(\frac{\partial I}{\partial t} \right) r \quad (2.4)$$

が得られ、したがって式 (2.3) が満たされれば V_p は負、すなわち閉じ込めが可能であることが示される。

MHD 的な考察に現われる プラズマ 電流 j は、単粒子理論によっても次のようにして納得される。図 2.4 は プラズマ 中に圧力分布 V_p があるときの荷電粒子の運動を示したものである。いま他の粒子との衝突の効果が 1 回ごとの効果は十分小さくて、しかも時間的に十分ひんぱんなものであると仮定すると、荷電粒子は圧力の下がる方向へ連続的な力を受けて、先に示した電界におけるときと同様に V_p と B の両方に垂直方向への drift を発生する。ただしこの場合は、 $+$ 両符号の荷電粒子に対する力が同じ向きであるから、電界の場合と異なって、drift は両者互いに逆向きとなることが注目される。したがってこのような drift 効果は巨視的には プラズマ 電流として観測されるものである。しかし図 2.4 に示したような配位は、定常的には存在しえないものであることは、先に拡散について述べたと全く同様である。いいかえれば、図に示した閉じ込めが定常的に実現されるためには、 V_p の崩壊を防ぐために荷電粒子には常に復元的な力、図でいえば V_p の向きに力が加えられていなければならない。これが図 2.3 における電界 E の寄与である。電界 E が プラズマ の圧力分布に及ぼす効果を単粒子モデルから直接に導きだすことは困難であるが、 $j \times B$ による MHD 的な取り扱いはこの定量化を容易にするものであり プラズマ 導電率 σ が両者を結びつけているということが出来る。

最後に高周波を用いた閉じ込めについて少しくふれておきたい。プラズマ の粒子密度および導電率が十分高ければ、高周波場の中にある プラズマ の表皮深さより内部には電磁場がしみ込みえないので プラズマ 表面の中と外の間には電磁界圧力 ($B^2/2\mu_0 + \epsilon_0 E^2/2$) だけの圧力差があるはずである⁽⁹⁾。この閉じ込め方法も上記の $j \times B$ によるものと本質的な差異はなく、ただ j を誘起するために高周波場を使用するものである。

I が正弦波の場合式 (2.4) において $j \times B$ がその時間的平均において 0 になってしまうことはこのことと矛盾するようであるが、これは プラズマ 中の電流の反作用を無視しているからであって、図において z 軸と同軸の円柱状導体において、そのときの電磁界配位を求めれば、 $j \times B$ がその時間的平均において閉じ込め的に作用することは容易に検せられるのである。プラズマ からの単一の粒子の逃亡の機構は磁界を過ぎる拡散ほど簡単ではないが、単なる高周波場の中では粒子は復元的な力を全く受けないので⁽²⁾、先に述べた静磁界の場合と同様にして、粒子はいずれは外方に押しやられ、したがってこの場合も閉じ込めは持続的とはならないことがわかるのである。

3. 進行磁界の中にある荷電粒子の運動

前章において述べたことの結論としてわれわれは次のようにいうことができる。まずプラズマ が持続的に閉じ込められるためには、

たとえば円のように一つの閉じた線に向って収束的に働く復元的な力が加えられなければならない⁽¹⁰⁾。このような復元力は静的な磁界のみからなる場では得られないのであって、磁界と重ね合わせて電界を用いることが絶対に必要である。プラズマ 中に電極をそう入することはできないから、電界は磁界の時間的な変化に基づく電磁誘導によって誘起せしめられなければならない。閉じ込めを長時間にわたる持続的なものとするためにはこれら電磁界は交流的なものとするのが望ましい。

そこでわれわれがここで追求しなければならないことは、交流的な磁界とそれによって誘起される電界とからなる場によって、ここで考えたような収束的な復元力をうることは、はたして可能であろうかどうかという問題である。この問題に入る前に、本章ではまず交流的な場によって、前章に述べたような荷電粒子の drift を起させる方法について考察しよう。それは実は進行磁界を使うことによって可能である⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。ここでは、簡単な進行磁界の例として図 3.1 に示す配位を考えよう。ここで磁界 B は z 軸方向すなわち紙面に垂直で、 x 軸方向に正弦波状に変化し、 y および z 方向には $-\infty$ から $+\infty$ まで一様である。磁界の存在範囲は $0 < x < a$ 、 $-\infty < y < +\infty$ 、 $-\infty < z < +\infty$ であって磁界はこの範囲の中を速さ $\frac{\omega \lambda}{2\pi}$ で x 軸の負方向に進行する。すなわち磁束密度 B_z は

$$B_z = \begin{cases} -A \sin((2\pi/\lambda)x + \omega t) & \text{for } 0 < x < a \\ 0 & \text{for } a < x, 0, 0 < x \end{cases} \quad (3.1)$$

で与えられる。このとき、空間 $0 < x < a$ に発生する電界は y 成分のみを持っていて、次のようにして計算できる。いま図に示したようにループ ABCD をとって周回積分を求めると BC、DA の部分の寄与は互いに打ち消されるから、AB 上での電界を E_0 、CD 上における電界を E_y とおくと、AB の長さは単位長に選んであるので、

$$E_y - E_0 = -\frac{\partial}{\partial t} \int_0^a B_z dx \\ = -\frac{A\lambda\omega}{2\pi} \left[\sin(\omega t) - \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda}x + \omega t\right) \right] \quad (3.2)$$

となる。一方 E_0 は全磁力線の及ぼす効果を Amperé の公式と類似の計算法によって積分することによって求められて

$$E_0 = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_0^a \frac{1}{2\pi} \frac{x+\alpha}{y^2 + (x+\alpha)^2} \frac{\partial B_z}{\partial t} dx dy \\ = (A\omega\lambda/4\pi) [\sin \omega t - \sin((2\pi/\lambda)a + \omega t)] \quad (3.3)$$

で与えられる。そこで

$$(2\pi/\lambda)a = (2N+1)\pi \quad (N=1, 2, \dots) \quad (3.4)$$

なるように a を選ぶと E_y は最も簡単な形

$$E_y = (A\omega\lambda/2\pi) \sin((2\pi/\lambda)x + \omega t) \quad (3.5)$$

をとることがわかる。この結果を式 (3.1) と比較してみると、電界と磁界はいずれも同じ速さで進行しつつ、しかもお互いに全く同相の関係にあることが求められたわけである。

そこで次にこのような進行磁界の中にある荷電粒子の運動の軌跡を求めよう。解くべき運動方程式は

$$m\ddot{\mathbf{r}} = q\dot{\mathbf{r}} \times \mathbf{B} + q\mathbf{E} \quad (3.6)$$

であって B および E はそれぞれ式 (3.1) および式 (3.5) で与えられる。なお上式で \mathbf{r} は粒子の位置ベクトル、 m および q はそれぞれ粒子の質量および電荷であり文字の上に記された \cdot は時間に関する微分である。式 (3.6) から明らかのように粒子は z 軸方向にはなんらの力を受けないので、 \mathbf{r} は x および y 方向成分のみを考察すれば決定される。

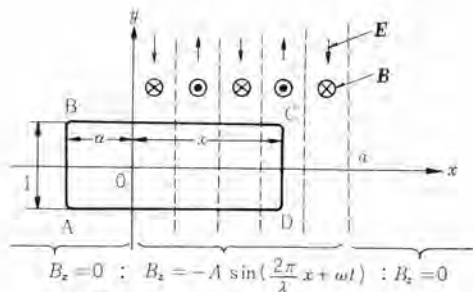


図 3.1 最も簡単な進行磁界の一例
Fig. 3.1 An example of the travelling field.

$$\mathbf{r} = x\mathbf{i} + y\mathbf{j} \quad (3.7)$$

とおいてこれを式 (3.6) に代入、整とんすると

$$m\ddot{w} = -qA\{\sin((2\pi/\lambda)x + \omega t)\}\dot{y} \quad (3.8)$$

$$m\ddot{y} = qA\{\sin((2\pi/\lambda)x + \omega t)\}\dot{w} \quad (3.9)$$

が得られる。ここで

$$w = x + (\omega\lambda/2\pi)t \quad (3.10)$$

で与えられる新しい変数を使って積分を行なうと

$$(qA/m)(\lambda/2\pi) > \sqrt{v_{x0}^2 + v_{y0}^2} \quad (3.11)$$

なるとき、 w は実は進行磁界の一波長の空間的な長さ以上の変化をすることができないことが証明される。すなわち w の変化には上限および下限があって

$$w_0 \leq w < w_0', \text{ ただし } |w_0' - w_0| < \lambda \quad (3.12)$$

となる。 w は x 軸上を速さ $(\omega\lambda/2\pi)$ で負方向に移動する座標系で観察した粒子の位置座標であるから、この結果は進行磁界の中にある荷電粒子が、多小のずれはあるにせよ、十分長い時間平均をとれば、磁界の進行速度と全く同じ速度の drift を行なうことを示すものである。また磁界の進行速度は $\frac{\mathbf{E} \times \mathbf{B}}{B^2}$ で与えられ、このような進行磁界の中でもその drift は直流の場合における $\mathbf{E} \times \mathbf{B}$ drift と全く類似していることがわかる。ただし上の結果は y 軸方向の粒子の動きについては何も述べておらず、その運動は静的な場におけるものと異なることが予想される。本章で考察した進行磁界は、磁界とその誘起する電界とが全く同相であることがその特徴であった。われわれはこのような交流的な場の中では、荷電粒子に drift を起させることが可能であることを上の結果から明らかにすることができたので、次章では荷電粒子に対して、ある一線に向かう収束的な復原力を加えられるような進行磁界配位を作る方法について考察することとした。

4. プラズマを閉じ込める理想的な閉じ込め配位の一例

前章において進行磁界によって、荷電粒子を交流的な場の中で方向的に駆動する可能性が明らかとなったので、次にこの原理に従う閉じ込めの場、すなわち荷電粒子に対して一つの中心軸に向う収束的な復原力を与えるような磁界配位が果して可能かどうかを検討しよう⁽¹³⁾。われわれはまず場の実現性についての考慮をしばらく捨てて、 $\text{div } \mathbf{B} = 0$ だけを満足せしめるような閉じ込め磁界の理想的な配位を考えることとする。一つの例として考えられるものは z 軸を中心として回転するウス巻き状の磁界配位であって、次式によって与えられるものである。

$$\mathbf{B} = (mB/r)\sin(\omega t + 2\pi/\lambda \cdot r + m\theta)\mathbf{r} \\ - \lambda/2\pi \cdot B\sin(\omega t + 2\pi/\lambda \cdot r + m\theta)\boldsymbol{\theta} \quad (4.1)$$

$$\text{for } 0 < r < \infty, -\infty < z < \infty; m = 3, 4, 5, \dots$$

磁界の形を図示すれば図 4.1 (a) に示すようになる。ここで \mathbf{r} , $\boldsymbol{\theta}$ はそれぞれ r -方向、 θ -方向の単位ベクトルを表わす。取り扱

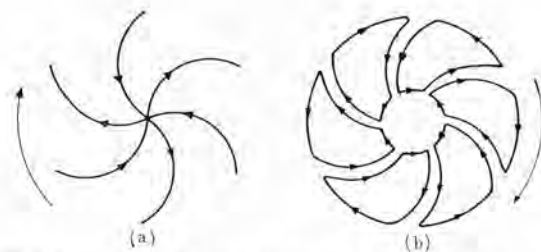


図 4.1 プラズマを閉じ込めるウス巻き状の回転磁界の一例
Fig. 4.1 An example of the rotating field for the plasma confinement.

いの簡単のため変位電流の効果は、すべて無視することとする。磁界式 (4.1) によって誘起される電界は Maxwell の方程式

$$\text{rot } \mathbf{E} = -(\partial \mathbf{B} / \partial t) \quad (4.2)$$

の積分によって求められて

$$E_z(r, \theta, z) = -(\omega B/2)\sin(\omega t + (2\pi/\lambda)r + m\theta) \quad (4.3)$$

が得られる。すなわち誘起電界は磁界式 (4.1) と直交していて、全く同相の関係にある。この関係は前章に示した進行磁界と全く同様であって、荷電粒子は θ の負方向に回転しつつ、 z 軸に向って収束的な drift 運動を示すことがわかる。つまりここに示した回転磁界式 (4.1) は、プラズマを z 軸のまわりに閉じ込める作用を持つのであって、磁界の回転の中心軸をその両端が閉じた、たとえば円に選べばプラズマは torus 状に閉じ込められるであろう。ついでながら式 (4.1) では磁界の存在範囲を $0 < r < \infty$ としたが、図 4.1 (b) に示すように $\text{div } \mathbf{B}$ が至るところで 0 なるように適当な θ 方向の磁界を付加するならば、磁界の存在範囲は $a < r < b$ (a はもちろん 0 であってもよい) であってもよい。このときの計算も上と同様に行なわれ、誘起電界はやはり式 (4.3) で与えられる。

次にプラズマ内部において簡単な オームの法則 $\mathbf{j} = \sigma \mathbf{E}$ を仮定して磁界式 (4.1) の閉じ込め効果を MHD 的に考察する。いま \mathbf{E} に上記式 (4.3) の結果を代入して、プラズマに働く電磁力 $\mathbf{j} \times \mathbf{B}$ を計算すると

$$\mathbf{j} \times \mathbf{B} = -\frac{2\pi\sigma\omega B^2}{\lambda} \sin^2\left(\omega t + \frac{2\pi}{\lambda}r + m\theta\right)\mathbf{r} \\ - \frac{\sigma m\omega B^2}{r} \sin^2\left(\omega t + \frac{2\pi}{\lambda}r + m\theta\right)\boldsymbol{\theta} \quad (4.4)$$

が得られる。

われわれはプラズマ中の電流を求めるために、式 (4.3) に得た結果を適用したのであるが、これは静止した観測者から見ることによって得られたものであるから、上記の計算はプラズマ柱が全く静止している場合についての結果を与えるものである。しかしここで考えた回転磁界の中にあつては、プラズマ柱は磁界に従って回転を始めることが予想され、そのことは式 (4.4) においてプラズマ柱に $-\theta$ 方向の力が加えられることから明らかである。この回転力に反抗する力が何も加えられなければ、プラズマ柱はついには磁界と同期して回転を始めるであろう。もしプラズマ柱と磁界とが全く同期して回転すれば、プラズマ柱は、もはやそれ自身の内に磁界の時間的な変化を経験しないので、電流は誘起されず、閉じ込め力も働かないこととなる。プラズマ柱の回転を妨げるような反抗力を与える一つの方法は、式 (4.1) に与えたと逆の向きにウ巻きした形の磁界を、式 (4.1) とは逆向きに回転させ、これを式 (4.1) に重ね合わせて印加することである。その模様を図 4.2 に略図的に示した。両磁界のプラズマに対する回転的な駆動力は

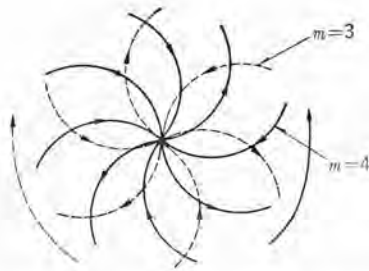


図 4.2 逆向きに回転する二つの磁界の重ね合わせ
Fig. 4.2 Superposition of the two fields which rotate in the opposite direction to each other.

互いに打ち消される一方、閉じ込め力は相加することは上記の計算結果から容易に検せられる。このことは後にもう少し詳しく述べることにしたい。

プラズマ柱が磁界と同期して回転すると、閉じ込め効果がなくなるという事実は、単粒子モデルによる考察には現われなかったものであるが、その理由は、巨視的な考察にあたっては各荷電粒子の θ 方向の運動を全く規制してしまっているためである。実際のプラズマにおいては各個粒子は、かなり自由な運動をするので、プラズマ柱の巨視的な回転が全く磁界と同期することはないが、磁界に従う回転があれば閉じ込め効果がそれだけ減殺されることは想像にかたくなく、その回転を妨げることが閉じ込め効果を有効ならしめることとなるのは明らかである。

式 (4.1) に与えた磁界配位が実現されるためには磁界のある全域において

$$\mathbf{j} = \frac{1}{\mu_0} \text{rot } \mathbf{B} \quad (4.5)$$

で与えられる電流分布が加えられていなければならない。式 (4.1) を代入してこれを求めてみると

$$\mathbf{j} = -\frac{1}{\mu_0} \left[\left(\frac{\lambda B}{2\pi r} \right) \sin(\omega t + (2\pi/\lambda)r + m\theta) + \{ (m^2 + r^2)/r^2 \} B \cos(\omega t + (2\pi/\lambda)r + m\theta) \right] \quad (4.6)$$

となり、これは明らかに式 (4.3) から得られる電流とは合致しない。したがって実際にこのような閉じ込め配位を実現するためには、プラズマ中に誘起された電流の効果を打ち消して、各点における電流分布が式 (4.6) で与えられるようにするため、外部からなんらかの方法で電流を供給してやる必要がある。このような難点はわれわれが初めにその実現性を反省することなしに、磁界配位式 (4.1) を与えてしまったことに由来するものである。いい換えればプラズマの実際的な閉じ込め配位を与えるためには、われわれはまずプラズマの存在する領域の外側に加えるべき電流分布から出発し、しかる後にどのような閉じ込め効果が期待されるかを考察するべきであったわけである。なぜなら、プラズマの存在する領域中に任意の電流分布を実現せんとすることは全く不可能なことであるからである。

5. 実現し得る閉じ込め配位の一例

図 4.1 (b) に示した磁界は一つの理想的な配位であったが、その特徴として、半径一定の円周上においては、その磁界の向きは順次円周の中および外を向く形をとっていることがわかる。このような配位はある円周上に、 z 軸方向の導体を等間隔に配置して、しかも互いに相隣る導体には逆向きの電流を流すことによって得られるものである。いまこの導体を、それらの間の相互的位置関係をそこなうことなしに、全体として z 軸のまわりに $-\frac{\omega}{m}$ なる角速度で回転せしめ、一方やはり z 軸を中心とする円柱状の導体柱を中心部に固定しておくことを考える。磁界は導体柱内部にしみ込もうとするが導体柱表面に誘起される電流によって打ち消さ

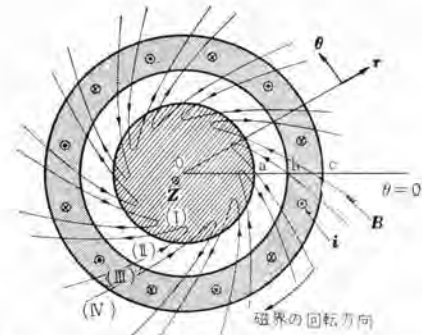


図 5.1 回転磁界を用いた実際的な閉じ込めの一例
Fig. 5.1 A practical example of the plasma confinement with the rotating magnetic field.

れ、導体の導電率がある程度大きくなれば、磁界の存在範囲は円柱の表皮の部分に限られる。その結果、磁界は導体柱表面にひきずられた形となって図 4.1 (b) に示したものといくらか似たものとなり、これによって閉じ込め力が発生する可能性が考えられる⁽¹⁴⁾。

この考えに基づいて、本章ではわれわれは図 5.1 に示すような配位について検討を加えよう。図において (I) は閉じ込めるべきプラズマのある領域、(III) は外部から加える z 軸方向の電流を流している領域、また (II), (IV) は真空領域である。これらの各領域はすべて z 軸を中心として z 軸の $-\infty$ から $+\infty$ まで同心円状かつ一様に配置されてそれぞれの境界は $r = a, b$ および c によって与えられている。領域 (III) には、面密度で与えられた正弦波状に分布した回転的な軸方向電流分布

$$i_z = I \sin(\omega t + m\theta) \quad [\text{A/m}^2] \quad (5.1)$$

$$[b < r < c]; \quad m = 3, 4, 5, \dots$$

が与えられる。このためこの領域には z 軸方向に互いに絶縁した無限本の導線を分布配置することが必要であるが、これらはすべて十分に細くて、以下の取り扱いでは、この領域の媒質の電磁定数は真空中と同じく $\sigma = 0, \mu = \mu_0$ と考えることができるものとする。さらに、プラズマ柱は導電率 σ 、透磁率 μ_0 の固体の金属柱 (半径 a) でおきかえられるものとする。先に述べたことによつて導体柱は θ 方向の回転力を受けるけれども、ここではしばらくの間この効果を無視して、静止しているものとして議論を進める。

図 5.1 に示した配位においてはすべての物理量は z 軸方向には変化が無いと考えられるから

$$\partial/\partial z = 0 \quad (5.2)$$

である。また領域 (III) には z 方向の電流しか供給しないので磁界 \mathbf{H} は全領域において z 方向成分を持たないはずである。すなわち

$$H_z = 0 \quad (5.3)$$

領域 (I)~(IV) のそれぞれにおいて成立する電磁方程式は、変位電流を無視することによって次のように書くことができる。

〔領域 (I)〕

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{j} \quad (5.4)$$

$$\mathbf{j} = \sigma \mathbf{E} \quad (5.5)$$

$$\text{rot } \mathbf{E} = -\mu_0 (\partial \mathbf{H} / \partial t) \quad (5.6)$$

〔領域 (II)〕

$$\text{rot } \mathbf{H} = 0 \quad (5.7)$$

〔領域 (III)〕

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{i} \quad (5.8)$$

〔領域 (IV)〕

$$\text{rot } \mathbf{H} = 0 \quad \dots\dots\dots (5.9)$$

さらにすべての領域において、当然

$$\text{div } \mathbf{H} = 0 \quad \dots\dots\dots (5.10)$$

がなりたたなければならない。ただし \mathbf{H} , \mathbf{E} , \mathbf{j} はそれぞれ磁界、電界および プラズマ 中の電流を表わす ベクトル である。図 5.1 に示した閉じ込め配位における電磁界分布は、上記各方程式を次の副条件を用いて解くことによって得られる。

$$\mathbf{H}(0, \theta, z) = \mathbf{H}(\infty, \theta, z) = 0 \quad \dots\dots\dots (5.11)$$

$$\mathbf{H}_I(a, \theta, z) = \mathbf{H}_{II}(a, \theta, z) \quad \dots\dots\dots (5.12)$$

$$\mathbf{H}_{II}(b, \theta, z) = \mathbf{H}_{III}(b, \theta, z) \quad \dots\dots\dots (5.13)$$

$$\mathbf{H}_{III}(c, \theta, z) = \mathbf{H}_{IV}(c, \theta, z) \quad \dots\dots\dots (5.14)$$

ただし式 (5.12)~(5.14) において \mathbf{H} の右下に付した番号は、それがそれぞれの領域における解であることを示す。計算のめんどうな過程は省略して⁽¹⁵⁾領域 (I) と (II) における定常解のみを記述すると

〔領域 (I)〕

$$\begin{aligned} H_r &= A\{\alpha(x) + i\beta(x)\}e^{i\xi} \\ &+ B\{\alpha(x) - i\beta(x)\}e^{-i\xi} \quad \dots\dots\dots (5.15) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_\theta &= iA\{\gamma(x) + i\delta(x)\}e^{i\xi} \\ &- iB\{\gamma(x) - i\delta(x)\}e^{-i\xi} \quad \dots\dots\dots (5.16) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_z &= -(\sqrt{\sigma\mu_0\omega}/m)x\{A\{\alpha(x) + i\beta(x)\}e^{i\xi} \\ &+ B\{\alpha(x) - i\beta(x)\}e^{-i\xi}\} \quad \dots\dots\dots (5.17) \end{aligned}$$

ただし

$$x = \sqrt{\sigma\mu_0\omega}r \quad \dots\dots\dots (5.18)$$

$$\left. \begin{aligned} \alpha(x) &= \text{ber}_{m-1}(x) + \text{ber}_{m+1}(x) \\ \beta(x) &= \text{bei}_{m-1}(x) + \text{bei}_{m+1}(x) \\ \gamma(x) &= \text{ber}_{m-1}(x) - \text{ber}_{m+1}(x) \\ \delta(x) &= \text{bei}_{m-1}(x) - \text{bei}_{m+1}(x) \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots\dots (5.19)$$

〔領域 (II)〕

$$\begin{aligned} H_r &= (Cr^{m-1} + Dr^{-m-1})e^{i\xi} \\ &+ (Er^{m-1} + Fr^{-m-1})e^{-i\xi} \quad \dots\dots\dots (5.20) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_\theta &= i(Cr^{m-1} - Dr^{-m-1})e^{i\xi} \\ &- i(Er^{m-1} - Fr^{-m-1})e^{-i\xi} \quad \dots\dots\dots (5.21) \end{aligned}$$

となる。ただし A, B, \dots, N は定数 a, b, c, m および I などから決まる定数である。これらを式 (5.15)~(5.17) に代入すれば、ただちにプラズマ柱に加わる電磁力 $\mathbf{j} \times \mathbf{B}$ を計算することができる。理想的な場について求めた結果式 (4.4) では、電磁力は瞬間的には 0 となることがあるにせよ、その向きはプラズマを常に $-\theta$ 方向かつ $r=0$ に向って閉じ込め的に駆動するものであった。これに反してここで得られた結果では、力は振動的であって常にその向きを変えるようなものである。しかしながら、もしその振動周波数 $(\omega/2\pi)$ が十分高く、プラズマの機械的な慣性がこれに反応しえない場合には、プラズマ柱が受ける機械的な力は平均化されて、正味はその時間的な平均が加わるものと考えることができるであろう。計算を実行すると、プラズマ柱が受ける力 \mathbf{f} の r および θ 方向成分はそれぞれ

$$\begin{aligned} \bar{f}_r &= -\mu_0 \bar{j}_z H_\theta \\ &= \frac{\mu_0 \sqrt{\sigma\mu_0\omega} x I^2}{4m(m-2)^2} \times \frac{a^{2m-2}(b^{2-m} - c^{2-m})^2}{\{\text{ber}_{m-1}^2(x_0) + \text{bei}_{m-1}^2(x_0)\}} \\ &\times \{\text{ber}_{m-1}(x)\text{bei}_{m+1}(x) - \text{ber}_{m+1}(x)\text{bei}_{m-1}(x)\} \\ &\dots\dots\dots (5.22) \end{aligned}$$

および

$$\bar{f}_\theta = \mu_0 \bar{j}_z H_r$$

$$\begin{aligned} &= \frac{-\mu_0 \sqrt{\sigma\mu_0\omega} x I^2 a^{2m-2}(b^{2-m} - c^{2-m})^2}{8m(m-2)^2 \{\text{ber}_{m-1}^2(x_0) + \text{bei}_{m-1}^2(x_0)\}} \\ &\times [\{\text{ber}_{m-1}(x) + \text{ber}_{m+1}(x)\}^2 \\ &+ \{\text{bei}_{m-1}(x) + \text{bei}_{m+1}(x)\}^2] \quad \dots\dots\dots (5.23) \end{aligned}$$

$$\text{ただし } x_0 = \sqrt{\sigma\mu_0\omega}a$$

となることがわかる。これらはいずれも負の値であって、図 5.1 に示した配位の閉じ込め効果が明らかとなった。

次によく知られた定常状態における MHD 方程式

$$(\mathbf{Vp})_r = \bar{f}_r \quad \dots\dots\dots (5.24)$$

に従って、プラズマ中に実現される圧力分布を計算しよう。式 (5.22) の結果は固体の金属柱について得たものであって、それをただちに MHD 的なプラズマに適用することは問題が多いが、ここでは一つの可能な近似として認めることとする。式 (5.24) に式 (5.22) を代入し積分すると

$$\begin{aligned} p &= - \int_r^a \bar{f}_r \cdot dr \\ &= \frac{\mu_0 I^2 a^{2m-2}(b^{2-m} - c^{2-m})^2}{4m(m-2)^2 \{\text{ber}_{m-1}^2(x_0) + \text{bei}_{m-1}^2(x_0)\}} \\ &\times \int_x^{x_0} x \{\text{ber}_{m+1}(x)\text{bei}_{m-1}(x) \\ &- \text{ber}_{m-1}(x)\text{bei}_{m+1}(x)\} dx \quad \dots\dots\dots (5.25) \end{aligned}$$

が得られる。式 (5.23) はプラズマ柱が磁界の回転方向に駆動力を受けることを示しているが、もしこれに対して適当な反抗力が加えられなければ閉じ込め効果を減殺するものであることは先に考察したとおりである。この反抗力を与える一つの手段として、先に述べたと同様領域 (III) に逆方向に回転する電流場、たとえば

$$\begin{aligned} i_z &= I \sin(\omega t + m\theta) \quad [\text{A/m}^2] \quad \dots\dots\dots (5.26) \\ [b < r < c]; m &= 3, 4, 5, \dots; \omega < 0; |\omega| \approx |\omega| \end{aligned}$$

を重ね合わせて印加することが考えられる。これによってもしプラズマ柱が静止するものとするならば、そのとき両電流場式 (5.1) と式 (5.26) との及ぼすトルクがちょうど等しくなつてつり合っているはずであるから

$$T_\theta = \int_0^a 2\pi r^2 \bar{f}_\theta dr = \int_0^a 2\pi r^2 \bar{f}_\theta dr = T_\theta \quad \dots\dots\dots (5.27)$$

となっている。これまでの計算の経過から明らかとなっており、閉じ込め力 \bar{f}_r は両回転場によるものが相加的であって互いに強め合う。式 (5.26) において $|\omega| \approx |\omega|$ としたのは式 (5.1) に基づく振動的な閉じ込め力 \bar{f}_r が式 (5.26) の電流の及ぼす閉じ込め力と相加わりあって定定的となり、両者を総合した閉じ込め力の時間平均が、 θ 方向に不均一に分布するのを防ぐためである。 $|\omega| \approx |\omega|$ であっても両者の差が小さい時は閉じ込め力のゆるやかな変動を生ずることとなるので好ましくない。

閉じ込め力が働くためにプラズマ柱が静止していることは絶対に必要ではないので、回転電流場式 (5.1) に合わせて印加する電流場は式 (5.1) と逆方向に回すものでなくても、たとえば静止した直流場

$$\begin{aligned} i_z &= I \sin m\theta \quad [\text{A/m}^2] \quad \dots\dots\dots (5.28) \\ [b < r < c]; m &= 3, 4, 5, \dots \end{aligned}$$

であってもよい。このときプラズマ柱は式 (5.1) と同じ方向に回転するが、プラズマ柱に固定された観測者から見れば、式 (5.1) と式 (5.28) に与えた電流場はそれぞれ逆方向に回転していて、それぞれが導体に及ぼすトルクは相等しくなる。導体柱が回転する場合にはそのときに働く遠心力の効果を合わせ考察することが必

6. 前章に示した配位の数値例

式 (5.25) によって プラズマ 柱が静止していると仮定したとき、与えられた回転電流場と プラズマ 内部に実現される圧力分布の間の関係が求められたので、本章では一つの数値例を示すこととしたい。図 6.1 は式 (5.22) および式 (5.25) に現われる

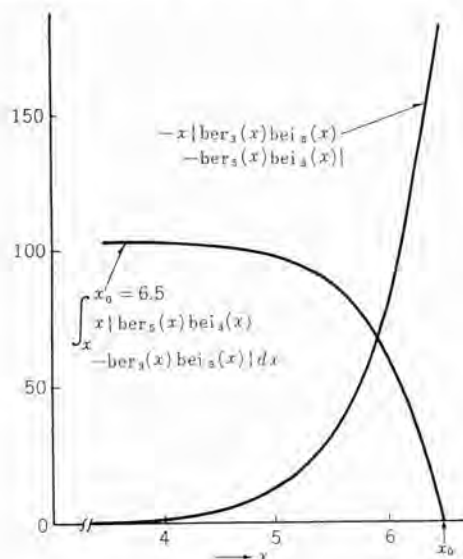


図 6.1 圧力分布の一例

Fig. 6.1 An example of the pressure distribution.

$$x\{ber_{m-1}(x)bei_{m+1}(x) - ber_{m+1}(x)bei_{m-1}(x)\} \dots (6.1)$$

$$\int_x^{x_0} x\{ber_{m+1}(x)bei_{m-1}(x) - ber_{m-1}(x)bei_{m+1}(x)\}dx \dots (6.2)$$

を $m=4$, $x_0=6.5$ の場合について計算した結果を示したものである。式 (6.2) は プラズマ 柱内部の圧力分布に比例するものであって、図から次のことが明らかである。すなわち、この場合 プラズマ の表面から

$$\Delta r = 1/\sqrt{\sigma\mu_0\omega} \dots (6.3)$$

だけ内側にある点では プラズマ 圧力はすでにその中心 $r=0$ における値の 85% 近くまで上昇している。あるいは、 Δr は表皮効果における表皮深さに相当した値を与えているということもできる。いま図 6.1 の結果から プラズマ 柱の中心部における圧力を求め、これを気圧の単位で書き表わすと

$$P_0 \approx 0.22 \times 10^{-13} a^6 I^2 (1/b^2 - 1/c^2)^2 \text{ [atm]} \dots (6.4)$$

が得られる。すなわち閉じ込め配位の スケール が大きくなればなるほど同じ中心部圧力を実現するに必要な領域 (III) の電流面密度は小さくすむ。一つの数値例として $b^2 \ll c^2$, $a^6 \approx b^4$ ($a \approx 1.6 \text{ m}$, $b \approx 2 \text{ m}$) に選べば、熱核的な プラズマ としてたとえば $P_0 \approx 100$ 気圧の中心部圧力を得るに必要な電流の面密度 I は式 (6.3) の Δr が考えている プラズマ 柱の半径に比して十分小さいときは、

$$I \approx 2.1 \times 10^7 \text{ [A/m}^2\text{]} \dots (6.5)$$

となるが、これは効率の良い水冷却導体などを用いて実現しうる範囲の値であると考えられる。

7. む す び

われわれはここに提案した閉じ込め方式の安定性についてはとくに言及しなかったが、真空領域 (II) における電磁界 式 (5.20), (5.21) がその強度が r 大なるに従って急速に上昇する プラズマ 安定性の上から、きわめて理想的な磁気ビン (magnetic bottle) を形成していること、あるいは閉じ込め力 式 (5.22) が r とともに急激に増大する事実はこのような閉じ込め配位が本質的に安定であることを示しているように思われる。

交流の電磁場を用いる プラズマ 閉じ込め理論においては従来 プラズマ の導電率を無限大と考えて扱うこと⁽³⁾が多かったが、ここに示したような進行磁界を用いる閉じ込め方式においては、導電率を無限大においては、磁界が プラズマ 柱をその進行方向に駆動する効果が考察されえない点で妥当とはいえない。われわれは本文において有限の プラズマ 導電率を考えることによって 2 種類の進行磁界を使用する方法、およびそのとき二つの磁界の間に満足されなければならない関係を考察することができた。

現在われわれが興味のあるおもな点はこのような進行磁界の中にある荷電粒子の運動であって、デジタル 計算機による数値的な検討を続けているほか、実験的な努力を重ねている。一方本文において行った プラズマ 柱を導電率一定の固体金属柱でおきかえる近似は実際とは全く隔たったものであるもので、これらの仮定を少しずつ現実の プラズマ に近付けるために、先に述べた安定性の問題も含めて理論的および実験的な努力を合わせ加えて行きたい所存である。

終りに、終始親切なご指導をいただいた本研究室河合正博博士に深甚の謝意を表す。

(昭 38-6-14 受付)

参 考 文 献

- (1) たとえば D. J. Rose, M. Clark, Jr.: Plasmas and Controlled Fusion, M. I. T. Press and John Wiley & Sons, Inc.
- (2) 木原: 核融合研究 3. No. 1. p. 34 (1959)
- (3) S. M. Osovets: Containment of a plasma by a travelling magnetic field. "Plasma physics and the problem of controlled thermonuclear reactions" IV p. 1. (1959) Pergamon Press.
- (4) L. Spitzer, Jr.: Physics of Fully Ionized Gasses. Interscience Publishers, Inc., (1956)
- (5) P. C. Thonemann et al: Nature 181, No. 4604 p. 217.
- (6) C. F. Branett et al: Second Geneva P/344.
- (7) L. Tuck: Second Geneva P/1860.
- (8) A. C. Kolb: Second Geneva P/345.
- (9) たとえば D. G. Dow, R. C. Knechtli: J. Electronics and Control, 7. 316 (1959)
- (10) 河合, 近藤: 物理学会 (昭 37)
- (11) 河合, 近藤: 関西支部連大 2-18 (昭 37)
- (12) 近藤, 利岡, 飛田: 電学連大 161 (昭 38)
- (13) 河合, 近藤: 電学連大 160 (昭 38)
- (14) 近藤, 利岡: 物理学会 9a-0-1 (昭 38)
- (15) 電気学会雑誌に投稿

コットレル集じん器用高圧シリコン整流装置

小林 凱*・佐野善之助*・平井 正好*

High Voltage Silicon Rectifier Equipment for Cottrell Electrostatic Precipitator

Itami Works Gai KOBAYASHI・Zennosuke SANO・Masayoshi HIRAI

Dust and smoke resulting from the rapid growth of industries pose a serious problem nowadays. The electrostatic precipitation, the effective means to remedy the plight, is increasingly put in use. Mitsubishi, realizing the trend, has developed high voltage silicon rectifiers to operate as a high voltage power supply for use with the electrostatic precipitator in place of the mechanical or selenium rectifiers. Mitsubishi Research type Cottrell electrostatic precipitator attached with the silicon rectifier power supply has been operating successfully. This article gives a description of the equipment and the spark rate control system.

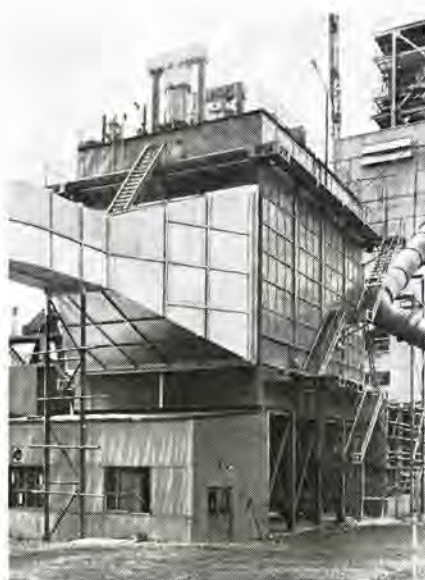


図 1.1 コットレル電気集じん装置の外観（三菱セメント納め）
Fig. 1.1 The Cottrell electrostatic precipitator.

1. ま え が き

各種工業の急速な発展は、工場から発生する大量のばい煙、ジーンアイの処理を重要な社会的問題とするに至っている。したがって、その有効な処理方法としての電気集じん装置の重要性は、今後ますます増大する勢いにある。電気集じん器用電源装置としては、従来機械的整流器、高圧整流管あるいはセレン整流器が使用されているが、当社ではこれらに代わるものとして今回新しくシリコン整流器を使用した電源装置を完成した。

この装置はシリコン整流器の特長である高い信頼度と効率、小形化などの利点を活かして、集じん器用電源として最もすぐれた方式と考えられている。また電源装置には集じん器の放電回数を自動制御する制御装置が作られており、電源部とともに各種の容量に対応する標準系列が準備されている。これらの電源装置は三菱広島造船所で製作される三菱リサーチ式コットレル電気集じん器と組み合わせられ、すでに第一セメント川崎工場、三菱セメント東谷工場などの納入先で、好調な運転実績が報告されている。その製作結果からみて、今後の電気集じん装置には広くシリコン整流装置が採用されると思われるので、その概要を報告してご参考に供したいと考える。

* 伊丹製作所

表 1.1 コットレル用シリコン整流装置製作実績

納入先	用途	容量 (kVA)	電圧 (Vp)	電流 (mA)	台数	納入期日
三菱セメント（東谷）	セメント	26	105,000	250	1	38年1月
〃	〃	16	70,000	230	3	〃
第一セメント（川崎）	セメント	26	105,000	250	1	38年3月
〃	〃	16	70,000	230	2	〃
東洋曹達（富田）	セメント	26	105,000	250	1	38年6月
〃	〃	32	70,000	460	2	〃
電気化学（青海）	セメント	26	105,000	250	1	38年9月
〃	〃	32	70,000	460	2	〃
シ 浦（BKP）	ボイラ	52	105,000	500	4	製 作 中
印度（ズルガポール）	P/S	16	70,000	230	3	〃
三菱セメント（黒崎）	セメント	52	105,000	500	1	〃
〃	〃	32	70,000	460	3	〃
〃（東谷）	セメント	26	105,000	250	1	〃
〃	〃	16	70,000	230	3	〃
シ 浦	ボイラ	26	105,000	250	12	〃
野沢セメント	セメント	32	70,000	460	12	〃

2. 電源装置の概要

2.1 装置の構成

電源装置は大別して高圧電源部（シリコン整流装置）と制御装置（コットレル電源制御盤）に分けられる。高圧電源部はすべての定格に対して油入自冷式で、高圧整流器と電源変圧器を共通のタンクに収容している。整流器は標準として単相ブリッジ結線を採用し、そのオープンブリッジの直流出力端子が特高用ブラッシングによりタンク上部に取り出されている。電源部は屋内外ともに設置可能で、屋外の場合ブラッシング出力は特高用ラスタクトでカバーされて、そのまま集じん器本体へ接続される。とくに高圧電源部は集じん器本体上部に直接のせられるから、運転中の高温ガスや直射日光による過酷な周囲温度に耐えることが要求されるが、ここでもシリコン整流器の高温に耐える特性が活かされる。

制御装置は電圧調整用可飽和リアクトル、スパークレイト制御装置、交流側開閉機器および操作、計測、保護回路を一括して屋内形キュービクルにまとめている。

標準系列として製作されている定格仕様は表 2.1 に示される。

表 2.1 に示された以外の定格、仕様に対してもここに開発された技術がただちに適用しうることはもちろんである。

2.2 各種整流器の比較

長い間、回転式の機械的整流器が各国でほとんどすべての電気集じん装置に使用されていた。しかし周知のように回転機器に伴う保守の問題、高圧部分の露出、騒音などの欠点から現在では全く製作されていないが、なお多くの装置とともに運転されている。ここ約 15 年間に高圧整流管の寿命はかなり改善された。



図 2.1 高圧電源装置の取付状況（第一セメント納め）
Fig. 2.1 High voltage silicon rectifier power supplies mounted on the Cottrell electrostatic precipitator.

表 2.1 電源装置標準定格

番 号	整流器 定 格		変 圧 器 定 格	
	電 圧 (Vp)	電 流 (mA)	容 量 (kVA)	二 次 電 圧 (V)
1	70,000	230	16	53,300
2	70,000	460	32	53,300
3	70,000	690	48	53,300
4	70,000	920	64	53,300
5	105,000	250	26	80,000
6	105,000	500	52	80,000

これは前者に比べて装置の運転と保守が容易であり、かつ火花放電によるガスの発生やラジオ障害のないことなど、多くの利点を有する結果、高圧整流管はアメリカを中心として最近までひろく使用されるにいたっている。

セレン整流器は欧州系の集じん装置を主としてかなりの年月にわたって用いられ、わが国においても現在最も大きな割合を占めている。

一方シリコンを用いた単結晶半導体整流器の発展は近年とくに著しく、電気化学、電気鉄道など直流を要するおもな用途において完全にその地位を独占しており、現在これらの用途にセレンや機械的整流器を指定されることは皆無である。

このような発展状況において奇異にすら思われるが、ごく最近に至るまでシリコン整流器が電気集じん装置用電源として用いられていなかった。シリコン整流器はセレンに比べて表 2.2 に示されるように多くの利点を有している。そのおもなるものをあげても小形で非常に大きな通電容量を有しており、15%も高い効率と高温に耐える特性を有する。さらにセレンにおける経年変化はなく、ハメチックシールにより長時間の信頼性が保証されたとともに、一般の絶縁油のほか不燃性油の使用も可能である。

以上の特長にもかかわらずわが国ではほとんど使用されなかった理由としてはコストと運転実績の問題があげられよう。しかし生産技術の進歩は優秀なシリコン整流素子の豊富な供給を可能としており、また十分な試験と回路問題の解析は、この電源装置をきわめて信頼性高いものとした。アメリカにおいても数年前から始まったこの方面への応用は、現在では代表的な集じん装置メカで広く使用されるにいたっており、シリコン整流器の採用を否定する理由は全く見あたらない段階となっている。

表 2.2 各種電源装置の比較

機 種	高 圧 整 流 管	セレン整流器	シリコン整流器
素子ピーク電圧	100,000V	40V	1,000~1,500V
直列接続	困難	容易	容易
効 率 (%)	85	80~85	99
温 度 (°C)	50 (周囲)	85 (素子)	150 (素子)
寿 命	約 2 年	Agingあり、約 5~8 年	Agingなし、半永久的
構 造	変圧器と別個	変圧器と一体	変圧器と一体
電 部 構 成	ブリッジメント変圧器	単純	単純
絶 縁 油	要す	一般絶縁油	一般絶縁油、不燃性油

当社におけるこの種電源装置の製作に際しても、セレン整流器との比較が問題となったが、その特性から判断して将来性ある機種に開発の努力を集中することとした。この結果当社は最も早く高圧シリコン整流装置の技術を確立し、かつ最大の製作実績を有するにいたった。もちろんこの背景にはシリコン整流器の採用を積極的に支援された三菱造船株式会社のご協力もあげられなければならない。

3. 整流器の動作と設計条件

3.1 整流回路

全装置の回路構成は図 3.1 に示されるが、高圧電源部に含まれる部分は鎖線で囲まれた部分である。このうち SP-101 が低圧端子箱に収容され、他は油中である。

標準として単相全波結線を使用し、その負側高圧出力は別個にブッシングで取り出され、集じん器の左右のセクションに結ばれる。

集じん器負荷は火花セッ絡以前の状態では CR 並列回路で近似しうる。集じん器の左右セクションが均等に動作しているときの整流器電流 i は充電電流 i_c と負荷電流 i_d の和で

$$i = i_c + i_d = \sqrt{2} E_s \left(\frac{1}{R} \sin \theta + \frac{1}{X_c} \cos \theta \right) \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

$i \rightarrow 0$ 、すなわち整流器の通電が停止する時点をも θ_1 とすると

$$\theta = \tan^{-1} (-\omega CR) \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

$\theta_1 \rightarrow \theta_2$ の期間は C の放電により負荷電流が供給される。

$$i_d = \frac{\sqrt{2} E_s}{R_1} \sin \theta_1 \exp \left\{ -\frac{X_c}{R} (\theta - \theta_1) \right\} \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

θ_2 は整流器がふたたび通電し始める時点である。

$$\sin \theta_2 = \sin \theta_1 \exp \left\{ -\frac{1}{\omega CR} (\theta_2 + \pi - \theta_1) \right\} \quad \dots\dots\dots (3.4)$$

前記電源装置定格に対しておのおの負荷特性定数が求められており、整流回路の導通期間はほぼ $3/4 \pi$ である。式(3.1) から i は正弦波の一部であるが、この平均値 i_m 、波高値 i_p 、電流波形の基となる正弦波の波高値 i_p' の間には次の関係がある。

$$i_m = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{7\pi/8} i_p' \left(\sin \theta - \sin \frac{\pi}{8} \right) d\theta \quad \dots\dots\dots (3.5)$$

$$i_p' = \frac{2\pi}{2 \cos \frac{\pi}{8} - \frac{3}{4} \pi \sin \frac{\pi}{8}} i_m = 6.63 i_m \quad \dots\dots\dots (3.6)$$

$$i_p = \left(1 - \sin \frac{\pi}{8} \right) i_p' = 4.08 i_m \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

集じん装置におけるこれらの電圧電流波形は図 3.2 に示される。次に集じん効率を高めるため、コナ放電から火花セッ絡へ移行する付近を動作状態に取り入れることが行なわれる。すなわちこの場合火花セッ絡は定常動作の一部として考えられる。

火花セッ絡したときの等価回路は図 3.3 となる。この回路電流は

$$i = \frac{E_s}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \left\{ \sin (\omega t + \phi - \gamma) - \varepsilon^{-\frac{R}{L} t} \sin (\phi - \gamma) \right\},$$

$$\gamma = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R} \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

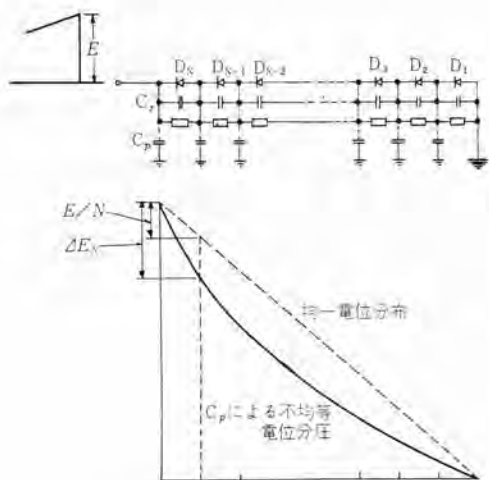


図 3.4 高圧整流器の分圧
Fig. 3.4 Transient voltage sharing of high voltage silicon rectifiers.

る。図 3.4 に単位関数波形が印加されたとき、任意の点における当初電位 E_n は周知のように

$$E_n = E \left(\sinh \frac{n}{N} \sqrt{\frac{C_p}{C_s}} \right) / \left(\sinh \sqrt{\frac{C_p}{C_s}} \right) \quad (3.14)$$

したがって最も過酷な電位を受ける D_N に加わる当初分担電圧 ΔE_N は、

$$\begin{aligned} \Delta E_N / (E/N) &= 100N \left\{ 1 - \left(\sinh \frac{N-1}{N} \sqrt{\frac{C_p}{C_s}} \right) / \left(\sinh \sqrt{\frac{C_p}{C_s}} \right) \right\} (\%) \\ &\dots\dots\dots (3.15) \end{aligned}$$

しかしここで考えている N のきわめて大きな装置には上式は実際のでない。たとえば $N=100$, $C_p/C_s \approx 10^{-4}$ 程度の組み合わせで、 C_p/C_s の影響を上式で調べることはほとんど困難である。このような高圧整流器にはとくに次式が有効である。

$$\Delta E_N / (E/N) = 100N \sqrt{\frac{C_p}{C_s}} \cot h N \sqrt{\frac{C_p}{C_s}} (\%) \quad (3.16)$$

当初の試作品は 70 kV 用に対し計算によれば、 $\Delta E_N=131 (\%)$ となった。この当初電位分布の不均等を補正する有効な方法は高圧端に近い一部の素子に対し C_s を増大することである。この整流器に対しても不均等を数%程度におさめるように考慮されており、また 105 kV 用にも同様な設計が行なわれている。この場合さらに注意を要することは、 C_s の変化があまり段階的に行なわれると、その接合点でリークの反射が生じ、素子に異常電位が加えられることである。また C_s の少ない部分の当初電位分圧も考慮して C_s の段階的变化も行なわれた。

ここに示された分圧の理論は試験結果ときわめて良い一致を示した。70 kV 用整流器のアームは 200 kV 近い振動電圧に耐え、集じん器の動作中に生ずる過渡状態に対し、十分安全なものである。

この結果その後の標準品ではさらに直列数の減少も可能となりまた構造面の検討は C_p を減少し 70 kV 用では同一 C_s で、105 kV では 1 段の C_s 変化で、いずれも 10% 程度の ΔE_N 不均等におさめている。

ここで得られた知識は、さらに高電圧のシリコン整流器の製作も可能とした。同時に単に素子直列数を増加するだけでは装置の信頼度は改善されず、総合的に検討された設計が重要なことも確認された。

4. 高圧電源部の構成

4.1 高圧電源変圧器

コットレル集じん装置には直流高圧が用いられるが、電源は普通



図 4.1 高圧電源部の外観
Fig. 4.1 Exterior view of the high voltage power supply

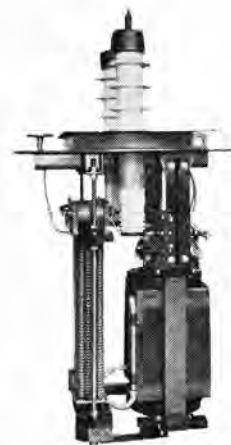


図 4.2 高圧電源部の内部構造
Fig. 4.2 Interior construction of the high voltage power supply.

200 V ないし 400 V の商用周波であるため、これを昇圧して必要な高圧を発生させるため、高圧電源変圧器が用いられる。整流器は結線図に見られるごとく、単相全波結線を用いているので変圧器は単相となり、三相全波結線を用いたものより小形に製作できる。変圧器の定格は次のとおりである。

定 格	単相油入自冷式連続定格
形 式	シリコン整流器内蔵 H-SO 形
周 波 数	50 c/s または 60 c/s
一次電圧	180 V, 200 V, 360 V, 400 V
二次電圧	53,300 V (70 kVp 用) 80,000 V (105 kVp 用)
容 量	表 2.1 参照
温度上昇	55°C (屋内用) 45°C (屋外用)

4.2 構 造

コットレル集じん器用電源装置においては、高電圧のため、整流器も油入形として製作され、スペースを節約するため、整流器は変圧器と同一タンク内に収納される。このため変圧器の油温度上昇は、整流器の動作に支障のない温度に押える必要があるが、シリコン整流器では動作温度が高いため、とくに油温度上昇を低く押える必要はない。電源変圧器タンク内には、このほか図 3.1 に見られるごとく、整流器保護用インダクタおよび接地開閉器が内蔵されている。接地開閉器は、集じん装置の運転を停止した場合、集じん装置本体の静電容量にたくわえられた電荷により電圧が残るのを接地放電するため、および本体点検手入時に誤って電圧が印加されるのを防ぐためのもので、タンク外部ハンドルにより手動で操作される。

また接地開閉器は、電源投入開閉器と電氣的またはインターロックキーにより機械的にインターロックされ、接地の位置にある場合、電源は投入できない。タンク内部には、片側に変圧器を、また反対側にはシリコン整流器スタックがまとめて取り付けられており、直流出力は、各半波ごとに別々のブッシングにより取り出され、外部ブスバスターを経て集じん装置へ導かれる。このように電源ユニットには従来外部に設けられていた接地開閉器や保護インダクタが内蔵されているため、外部にこれらを設ける必要がなく、装置全体としてきわめてコンパクトなものにすることができた。

また高圧接地回路保護アレスタ、低圧端子、温度計、接地開閉ハンドルなどはすべて 1 個所に集められて、タンク前面に設けられたケースに収納され、外部には充電部は露出しない構造となっている。変圧器は小容量高電圧であるため、試験用変圧器と同様の構造となるが、とくに絶縁に注意して製作され、タンクは完全密封方式を



図 4.3 整流器 スタック 組立
Fig. 4.3 Rectifier stack assembly.

採用したため、油の劣化、水分の侵入のおそれがなく、長年の運転にも信頼して使用できる。図 4.1 は電源ユニットの外観を、図 4.2 はその内部構造を示す。

4.3 整流器スタック

多数の素子、分圧要素が接続されるスタックの構造は電気的性能を決定し、またコストにも大いに関係する。同時に各電圧定格に対し共通性ある設計が要求される。このためいくつかの構造方式が変圧器との組み合わせにおいて検討され、現在標準としているものは、プリント基板上に複数組の直

列要素をディフュージョンで取り付けただの単位モジュールとし、これを数十枚積み重ねたスタックを数本絶縁支持板の間に取り付け、変圧器中身の横に一体として組み立てている。この方式によりスタックの数は大幅に減少するとともに、対地容量も少なく回路設計を容易なものとした。図 4.3 は整流器スタックの組み立てを示す。

5. 制御装置

5.1 制御装置の動作

電気集じん器において最大集じん効率を得るためには、電気集じん器に高絶縁性のホコリの層ができない限り、その電流密度をできる限り高く維持することが必要である。そのためには電気集じん器の印加電圧をできるだけ高くしなければならないが、あまり高くすると集じん効果のない火花セン絡を発生するようになり、その火花セン絡ひん度が増加すると図 5.2 に示すように集じん効果が落ちて低下する。

これらのコロナ放電電圧および火花セン絡電圧はガス温度、ガス量、ガス成分、ホコリの濃度、ホコリの成分などにより影響され、電気集じん器が異なればもちろんのこと、同一電気集じん器でも時々刻々異なるため、最大集じん効率を得るために適度に火花セン絡を発生する電圧で運転することが望ましい。すなわち、このことは火花セン絡ひん度を図 5.2 に示すようにある最適値に保ってやればいかなる状態のガス、煙の性質に対しても、常に電気集じん器が最大集じん効率を示す。

図 3.1 は電気集じん装置制御回路の接続展開図を示す。入力電力は刃形開閉器 K-201、ヒューズ F-201、電磁接触器 K-301、可飽和リアクトル L-201 を通して主変圧器 TR の一次巻線に印加され、その二次巻線誘起電圧はシリコン整流器 CR-101 で整流されて、その二つの半波整流直流電圧が電気集じん器の同一セクションの半分ずつに印加される。この場合、全波整流直流電圧を電気集じん器に印加する場合に比べて、集じん効率が数パーセント増加し、かつまた電気集じん器に有害である電弧放電への移行確率も激減する。

自動制御系としては前述したように火花セン絡ひん度がある最適値に保ってやればよく、火花セン絡度を主変圧器 TR の一次電圧から検出し、火花セン絡信号判別器に導入する。すなわち火花セン絡信号判別器はハイパスフィルタで構成されているため、商用周波の電圧は通さず、電気集じん器が火花セン絡を起こし短絡された瞬間、主変圧器 TR の一次巻線に発生されるパルスのみを通過させる。



図 5.1 コットレル 高圧電源制御盤
Fig. 5.1 Control boards of the high voltage power supply for the Cottrell electrostatic precipitator.

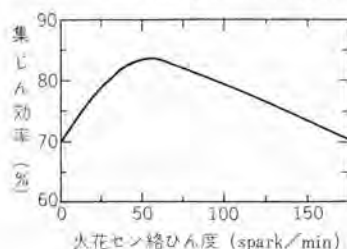


図 5.2 火花セン絡ひん度に対する集じん効率特性曲線
Fig. 5.2 Precipitator efficiency as a function of the spark rate.

図 5.3 は図 3.1 の火花セン絡信号判別器、パルス発生器および積分器、比較部、バイアスを示したものであり、火花セン絡信号判別器を通った火花セン絡信号電圧は抵抗器 R_1 に印加される。このためサイリドン V_1 の制御格子極は正に帯電され、サイリドン V_1 は点弧されてコンデンサ C_1 の電荷は放電される。次の瞬間コンデンサ C_1 に電源 V_D から抵抗器 R_2 を通って充電電流が流れ込むが、この時コンデンサ C_2 にも充電電流が流れる。したがってこの動作が火花セン絡ひん度に依りて繰り返される。コンデンサ C_2 の充放電定数が適当に選ばれているとすれば、コンデンサ C_2 の充電電圧 V_A は火花セン絡ひん度に比例した電圧を示すと同時に、電流計 μA は火花セン絡ひん度を指示する。火花セン絡ひん度信号電圧 V_A はさらに基準火花セン絡ひん度信号電圧 V_B と比較され、火花セン絡ひん度信号電圧 V_A が基準火花セン絡ひん度信号電圧 V_B より大きいとき、その誤差電圧が、双三極真空管 V_2 の一方の極を通り、バイアス電圧 V_C に加算されて抵抗器 R_3 の両端に印加される。このバイアス電圧 V_C はシリコン整流器 CR-101 の定格電流を越えるような火花セン絡電流、電弧電流を抑えるために設けられている。このようにして主変圧器 TR の一次巻線から検出された火花セン絡ひん度信号は、基準火花セン絡ひん度信号を越えたとき、その誤差信号に応じて双三極真空管 V_2 の陽極電流 I_0 を制御するため、図 3.1 の初段磁気増幅器および後段磁気増幅器はこれを増幅して、可飽和リアクトル L-201 の直流励磁巻線電流を制御する。

すなわち電気集じん器は図 5.4 に示すように印加電圧が増せば火花セン絡ひん度も増す特性を示すため、火花セン絡ひん度信号が所望火花セン絡ひん度より大きいときは、可飽和リアクトル L-201 の直流励磁巻線電流を自動的に減少させて電気集じん器の印加電圧を下げ、また反対に火花セン絡ひん度信号が所望火花セン絡ひん度信号より小さいときは、可飽和リアクトル L-201 の直流励磁巻線電流を自動的に増加させ、電気集じん器の印加電圧を上げて、

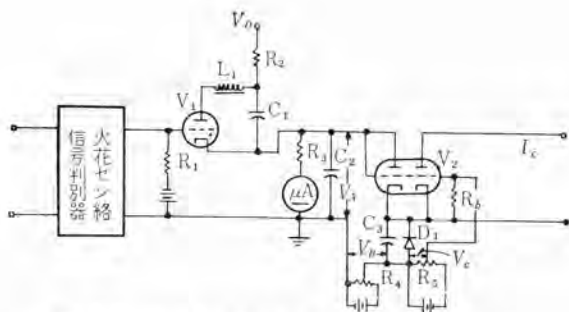


図 5.3 火花セン絡ひん度信号発生接続展開図
Fig. 5.3 Spark rate signal generating circuit.

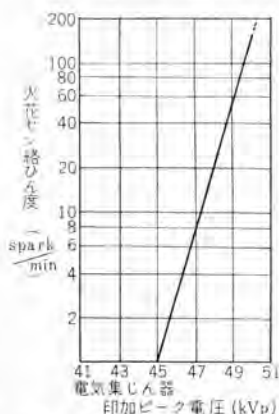


図 5.4 ピーク電圧に対する火花セン絡ひん度特性曲線
Fig. 5.4 Spark rate versus peak dc voltage.

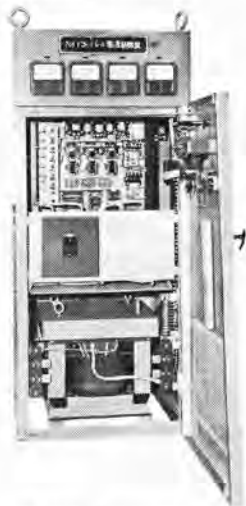


図 5.5 制御装置の内部
Fig. 5.5 Interior view of the control equipment.

常に最高集じん効率を示す火花セン絡ひん度に制御している。

ここで使用している可飽和リアクトル L-201 は周知のように交流アンペアターンと直流励磁アンペアターンが等しくなるという制御特性をもっている。このため前述したバイアス電圧 V_e により直流励磁巻線電流の最大値をシリコン整流器 CR-101 の定格電流に設定しておけば、電気集じん器が火花セン絡あるいは電弧放電を発生し短絡されても、瞬時に可飽和リアクトル L-201 に入力電圧のほとんどが印加され、放電々流を制限する。また可飽和リアクトル L-201 は、交流アンペアターンが直流励磁アンペアターンより小さいとき、入力電圧は、可飽和リアクトル L-201 にはほとんど印加されないため、ほとんどの電圧は主変圧器 TR の一次巻線に印加され、電気集じん器の印加電圧は高くなる。

すべての電気集じん器の運転は次の三つの場合に分類することが可能であるが、設計上、以上のような考慮がなされているため、いずれの場合にも、集じん効率の高い安全運転が可能であり、かつまた信頼度の高い制御装置となっている。

- (1) 電気集じん器のインピーダンスが非常に小さく、低電圧大電流で運転され、火花セン絡ひん度が非常に少ないか、また全然火花セン絡を起さない場合、……この場合は可飽和リアクトル L-201 によりシリコン整流器 CR-101 の定格電流に自動的に制限される。
- (2) 電気集じん器のインピーダンスが非常に大きく、高電圧小電流で運転され、火花セン絡ひん度が非常に小さいか、または全然火花セン絡を起さない場合……この場合は可飽和リアクトルの交流アンペアターンが直流励磁アンペアターンより小さくなり、電気集じん器の印加電圧は自動的に定格電圧まで上昇する。
- (3) 電気集じん器のインピーダンスが適当で、シリコン整流器 CR-101

の定格電圧電流内で運転されている場合……この場合は自動制御により最高集じん効率を示す火花セン絡ひん度に保たれる。

5.2 保護装置

次に保護装置に関しては、図 3.1 に示すように、可飽和リアクトル L-201 の一次側での短絡事故は速応動ヒューズ F-201 により保護され、電気集じん器短絡時の過電流は可飽和リアクトル L-201 により抑えられるが、さらにおおの半波整流回路に直流過電流継電器をそう入し万全を期している。また主変圧器 TR、シリコン整流器 CR-101 内蔵のタンクの油温を常に監視し、前記の事故とともに異常のあるときは電源を開放しブザー警報する。

6. 規格および試験

コクトル電源装置は、一般電力用機器と異なり、外雷などの異常電圧にさらされることはないが、運転時に火花セン絡によって生ずる繰り返しのサージや、ひんばんな負荷の変動や短絡にさらされるため、負荷の条件や、絶縁レベルを慎重に定める必要がある。また変圧器と整流器が同一タンク内に収納されているため、試験方法にも種々問題を生ずる。一方、わが国では、集じん装置に用いる電源装置に関してはとくに規格もなく、各メカがそれぞれ独自の試験方法と試験電圧を用いている現状であり、統一された規格の制定が望まれる。このため、今回製作された電源装置は、ASA Proposed Standard for Electric power Supplies use with Industrial gas processing precipitators AIEEE paper 56-337 Revised 2-12-57 を参考にして製作、試験を行なった。

高圧電源部の開発品に関しては、変圧器単独試験、整流器および制御装置との組合試験を行ない、また変圧器については電位分布測定、インパルスおよび AC 破壊試験を行なって設計上の裕度を確かめた。また整流器部分についても、高圧側端子から定格ピーク電圧の 150% をこえるインパルスを繰り返し直接印加し、また直流側の放電短絡試験を 1,000 回繰り返し、これらの試験後中身の精密検査を行なって支障ないことが確認された。

整流器部分の効率は 99% に達し、変圧器、制御用可飽和リアクトルも含めた総合効率は 90% であった。

また低圧制御回路の保護用に用いられているアレスタは AC 240 V 付近で動作しかつ連続繰り返しの使用が可能である。

次に制御系としては、高圧電源部、電気集じん器を含めた系の安定度および総合利得が問題となるが、現地試験の結果これらは満足すべきものであることが確認された。

7. む す び

以上に報告したように、新しく完成した電気集じん器用高圧電源装置は、シリコン整流器の採用と、集じん器の各種の動作状態に適合しうる制御方式により、きわめて効率高くかつ信頼性あるものとなっており、今後設置される電気集じん装置に広く採用されると考えられる。同時にここで開発された技術は数百 kV におよぶ高電圧直流電源の設計の基礎を与える一方、従来の機械的整流器を置換する構造方式についても検討が進められている。また制御装置についてもさらに SCR、トランジスタ化された方式が開発されており、これらを合わせて常に最もすぐれた電源装置を製作できるように準備されている。

最後にこの装置の製作に関し終始ご協力をいただいた三菱造船株式会社関係者各位に深く感謝する。

三菱ブチルゴムモールド形変流器

吉倉 健一*・神谷 友清*

Mitsubishi Butyl-Rubber Molded-Type Current Transformers

Itami Works Kenichi YOSHIKURA・Tomokiyo KAMIYA

Newly developed Mitsubishi Butyl-rubber molded-type current transformers embody most of essential requisites to permit dependable operation on high voltage circuits at relatively low costs. The heart of the new development is the employment of the butyl rubber, which resembles the natural rubber but is much more chemically stable, inactive and has high resistance against ozone, acid and alkali. This manifest it excellent molding material to form dry type current transformers. The Company is now trying to standardize the products of this kind.

1. ま え が き

高電圧、大電流回路の計測制御や保護継電に変流器を欠くことはできない。特高回路においても安心して使用できるよう変流器に要求される性能としては、

- 電氣的諸特性が優秀であること。
- 絶縁性がすぐれていること。
- 耐水、耐湿性が大きいこと。
- 耐酸、耐アルカリ性を有すること。
- 機械的衝撃に対し堅ろうであること。
- 耐久性にとみ、寿命が長いこと。
- 価格が低廉なこと。

などであり、これらの要求を満足するものとして当社では昭和30年以来23kV以下の屋内用変流器に、当社独自のモールド全形を使用しない真空含浸方式によるダイレジン含浸形乾式変流器を多量製作し、その特性も優秀で使用実績に対し各方面から好評をえているが、今回さらに従来のダイレジン含浸形変流器よりいっそう安価な変流器の製作が可能となった。以下現在標準化をはかっている代表的な変流器につき、材料の一般的性質、構造、試験結果の概要を紹介し参考供したい。

2. ブチルゴムの性質

ブチルゴムは合成ゴムの一種で、従来から電線やケーブルの絶縁用として多量使用されており、イソプレンと少量のジエン化合物（イソプレン、ブタジエンなど）をイオン共重合して製造した高分子化合物で、不飽和度は0.3～2.5モル%程度で天然ゴムに比較して1/50前後である。

したがって、電気特性は天然ゴムに似ているが、天然ゴムと異なり、不飽和の二重結合がきわめて少ないため、化学的に安定、不活性でオゾン、酸、アルカリ、および耐候性にすぐれた特性を有している。これらが、モールド絶縁材料として重要な要素であり、適切な工作法とあいまって後述のように機械的強度、耐水、耐薬物、電気的特性、耐候性なかつく耐吸湿特性など物理的、化学的、電気的諸特性にきわめて信頼度が高いものが得られる。

3. 三菱ブチルゴム

三菱ブチルゴムは従来屋内用に使われているブチルゴムコンパウンド

に特殊無機充填剤（水酸化アルミニウムその他）を配合して、さらにすぐれた加工性および電気的性質を与え、加えて屋外用の用途にも適するようにその特性を改良したもので以下述べるような物理的、電気的諸特性をもっている。

3.1 三菱ブチルゴムの機械的性質および吸水率

(a) 引張強さ、伸び、弾性係数、引裂き強さ、カタサ、線膨張係数

引張強さ、伸び、弾性係数、引裂き強さ、カタサ、線膨張係数は下記試験方法により試験し結果は表3.1のごとくである。

表 3.1

項 目	特 性 値	試 験 方 法
引 張 強 さ	56.2 kg/cm ²	JIS K 6301 デンベル3号島津式ゴム引張試験機
伸 び	667%	" "
弾性係数 (100% モジュラス)	24 kg/cm ²	" "
引 裂 き 強 さ	16.9 kg/cm	" B形デンベル
カタサ	65	" 島津式 JIS ゴム硬度計
線膨張係数 (40°C)	73.4×10 ⁻⁶ /°C	川島式膨張測定機

(b) 吸水率

耐吸湿性を調べるため3×5×30mmの大きさの試験片を純水中室温で、7日間浸せしめたときの重量増加率を測定して吸水率を算定した結果は表3.2のごとくである。

表 3.2

項 目	特 性 値
吸 水 率	0.49%

(c) 接着強度

電気機器のモールドにブチルゴムを応用する場合には、ゴムと金属との接着強度が問題となる。すなわちいかにすぐれたゴム材料でモールドしても接着力が悪ければ、モールド内に空気ができ、コロナ発生の原因となり、また一次端子、二次端子その他モールド外部に露出している金属部とゴムとの間から吸湿する恐れがある。

このため黄銅試験片をブチルゴムで接着して引張り、せん断力を測定した。金属試験片は1.6×20×50mmで接着面はあらかじめNo.400 サンドペーパーでみがき、アセトンで洗浄したものを用いた。加硫接着条件は10 kg/cm² 160°C 1時間である。試験結果によると30 kg/cm²以上の接着力を示し、金属との接着強度の強いことが判明した。

3.2 三菱ブチルゴムの電気的性質

(a) 絶縁抵抗

体積固有抵抗は厚さ 1.5 mm の試験片について JIS K 6705 の水銀電極を用い直流増幅法により印加電圧 100 V 室温 (20~23°C) で測定した結果は表 3.3 のごとくである。

表 3.3

項 目	特 性 値
体 積 固 有 抵 抗	$5 \times 10^{15} \Omega \text{cm}$ 以上

(b) 絶縁破壊の強さ

絶縁破壊の強さは厚さ 1.5 mm の試験片について JIS K 6705 により室温 (20~23°C) で絶縁破壊電圧を測定した結果は表 3.4 のごとくである。

表 3.4

項 目	特 性 値
絶 縁 破 壊 電 圧	18.3 kV/mm

次に同一試料を水中に室温 (20~23°C) 7 日間浸セシた後の破壊電圧を測定したがほとんど変化がなかった。

(c) 誘電正接 (tan δ) および誘電率 (ε)

誘電正接 (tan δ) および誘電率 (ε) は厚さ 3 mm の試験片について成形後湿度 60% 前後の室温 (20~23°C) に数日以上放置したものを使用し、簡易シェーリングブリッジにより周波数 60 c/s で測定した。結果は表 3.5 のごとくである。

表 3.5

項 目	特 性 値
誘 電 正 接 (tan δ) %	1.30 %
誘 電 率 (ε)	3.5

(d) 耐アーク性

耐アーク性を調べるため厚さ 3 mm の試料につき ASTM (D 495-58T) の方法により高電圧、低電流の電弧に試料面をさらし、電極間にトラッキングを生ずるまでの時間を測定し耐アーク性を試験した。耐アーク性は一般的に充填剤の添加量の増加に従い増大する。耐アーク性 (秒) は 130 秒以上である。

3.3 三菱ブチルゴムの加熱劣化

(a) ブチルゴムを加熱劣化させ機械的性質の劣化、電気的性質の変化を調べるため 3.1.3.2 節で作成した試験片を使用し試験した結果は表 3.6 のごとくである。

表 3.6

項 目	特 性 値	試 験 条 件
引 張 強 さ	28.8 kg/cm ²	160°C 48 h 劣化後
伸 び	580%	"
力 タ サ	53	"
重 量 減 少	1%	"
絶 縁 破 壊 電 圧	17.5 kV/mm	"
誘電正接 (tan δ) および誘電率 (ε)	ほとんど変化なし	"
絶 縁 破 壊 電 圧	15.0 kV/mm	100°C 温水中に 8 h 浸セキ直後

4. 構 造

ブチルゴムモールド形変流器の構造は一般には鉄心の上に二次巻線を巻きその周りに一次巻線を巻くが、この場合一次巻線は別に絶縁をほどこすことなく一次巻線と二次巻線間に電圧階級に応じたゴムが入る間隙を残し組み立てる。これを製品の外形に合わせたモールド金型に固定し所要の温度と圧力を加えてブチルゴムを圧入する。一次巻線と二次巻線の間隙にはブチルゴムが充填され、所

要電圧階級に応じた絶縁が形成される。

ブチルゴム注入後一定時間、所定温度に加熱された乾燥炉に入れ、加硫と熟成を完了してから金型から取り出す。

この場合ブチルゴム圧入時の圧力は樹脂モールドと異なり数十 kg/cm² のため、往々にして一次巻線の変形をきたすことがある。このため所要ブチルゴム絶縁厚さを保持することが不可能となり、絶縁破壊を起こす場合がある。三菱ブチルゴムモールド形変流器は上記方法と異なり、まったく独自の工作法のため一次巻線の変形の心配はまったくなく、三菱ブチルゴム材料のすぐれた諸特性を十分に活用して電気的諸特性、耐水、機械的強度に対して、きわめて信頼度の高い変流器を製作することができる。

図 4.1 はブチルゴムモールド形変流器の断面図である。

すなわち二次巻線を巻き二次巻線のみをモールド金型に装着しモールドする。図 4.1 に示すように一次巻線と二次巻線との絶縁のためのブチルゴム (A 部分) は、二次巻線モールドの際にモールドされる。このようにして、モールドされた二次巻線の周囲に密着して一次巻線を巻き付ける。このため一次巻線は二次巻線外周に固定され、しかも所要絶縁厚さのブチルゴムは一概に一次巻線、二次巻線間に保持される。

次に圧延方向にすぐれた磁性をもち低い鉄損値、高い透磁率、良い占積率、すぐれた加工性をもつ冷間圧延方向性イ素鋼帯を使用し、巻取、接着、切断面の処理など当社独自の工作法により製作した鉄心、切断前後の特性にあまり変化のない分割鉄心すなわち C コアをそう入する。以上のごとく組み立てられた変流器をモールド金型に固定してブチルゴムを圧入する。

この方法によるとブチルゴム圧入時の高圧力による一次巻線の変形はなく、所要の絶縁を確実に保持することは容易である。また使用ブチルゴム材料の生産およびブチルゴムモールドは当社で行なっているため、ブチルゴム材料および中味変流器の形状、圧入ゴム量に適合した作業温度、時間、圧入圧力などの管理が十分行なわれるので、ブチルゴムモールドは完全に行なわれ、内部に空気を生ずるこ

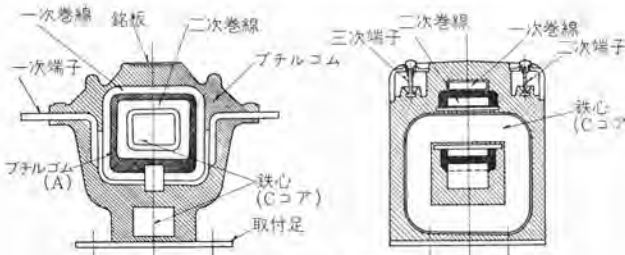


図 4.1 ブチルゴムモールド形変流器断面図
Fig. 4.1 Sectional drawing of the butyl-rubber molded current transformer.

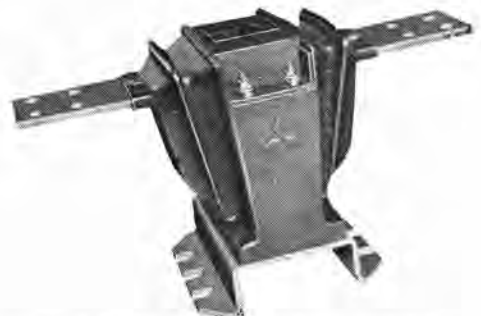


図 4.2 BN-O 形ブチルゴムモールド形変流器
Fig. 4.2 Type BN-O butyl-rubber molded current transformer.

となく各部一様なゴム質が得られる。図 4.2 は 6.9 kV 当社 プチルゴムモールド 形変流器である。

5. 三菱プチルゴムモールド形変流器性能的特質

(a) 吸湿の侵入がほとんど考えられない。

プチルゴムモールド 形変流器は プチルゴム 材料自体の耐吸湿性が良好のうえ加えて、三菱独自の工作法によりモールドされるためプチルゴムが各部一様に内部に空ゲキなく充填され、均一な組織となるのできわめて合理的な絶縁が得られ、あわせて金属との接着力も優秀なため、一次端子、二次端子部分からの湿気の侵入は考えられず、耐水、耐湿性は非常に良好で、後述の強制劣化試験を行なった後でも絶縁抵抗、絶縁破壊電圧、誘電正接 ($\tan \delta$) その他電氣的、物理的特性にほとんど変化を認められずきわめて良好な特性を示している。

(b) 温度に対して影響が少ない。

プチルゴムは熱伝導度が大きく適度の弾力性を有し温度による膨張収縮に対してナジメが良く金属との接着が良好であると同時に適切な無機充填剤の配合によりプチルゴム材料自体温度に対して強じんとなり、温度変化によるキ裂などを生ずることなく、強制加熱劣化試験を行なった後でも絶縁破壊電圧、誘電正接 ($\tan \delta$) など電氣的、機械的諸特性は良好であるため室温の高い場所での使用も可能である。

(c) 絶縁耐力の大きいこと。

プチルゴムモールド 形変流器は一次巻線、二次巻線および大地間に絶縁耐力の強いプチルゴムが各部一様に内部に空ゲキなく充填されているため同一寸法の従来の乾式変流器に比べ、きわめて高い絶縁耐力をもち絶縁劣化の心配がなく、長期未使用のまま保管してあっても特性になら変化なく、また使用時に再乾燥の必要がない。

(d) コロナ発生電圧が高いこと。

プチルゴムモールド 形変流器は前述のごとく内部に空ゲキなく絶縁組織が均齊で、しかもプチルゴム材料自体のすぐれた特性および金属との接着性良好のため、コロナ発生電圧が高くコロナによる使用中の劣化がない。

(e) 絶縁抵抗の高いこと。

プチルゴムの体積固有抵抗は常温にて $5 \times 10^{15} \Omega \text{cm}$ 以上を有し、したがってモールドされた変流器自体の絶縁抵抗も高く、また 98～100℃ の温水中 8 時間後の値も $9 \times 10^{14} \Omega \text{cm}$ を有している。

(f) 過電流強度試験における電磁力に対する抵抗が大きい。

プチルゴムモールド 形変流器はプチルゴム材料自体、適度の硬度および弾力性を有し強じん度熱伝度力大きく摩擦に対して強いので、機械的衝撃に対して自己回復性がありキ裂を生じることがなく、加えて変流器自体の巻線構造とあいまって、過電流強度試験における電磁力に対する抵抗力が大きく、また手荒な取り扱いに対しても安全である。

(g) 耐薬物的に強い。

プチルゴムは不飽和度が低く、天然ゴムに比べて約 1/50 程度のため化学的にきわめて安定しているため、耐酸、耐アルカリ性はきわめて良好である。したがって常規使用状態ではもちろんのこと、化学工場および海岸に近い場所の設置においても蒸気、ガス、塩じんなどの特殊使用状態での使用も十分可能である。

(h) 外観がすぐれている。

外形はモールド金型の設計により決定され表面漏れ距離は最高三菱プチルゴムモールド形変流器・吉倉・神谷

回路電圧に応じ所定の寸法に選定でき、自由な設計が可能となり、すっきりした外観のものができる。

6. 製品における劣化試験

プチルゴムは電力用ケーブルには長年月使用され、今後ますます発達するものと考えられるが、モールド形変流器に使用され始めてからは比較的使用年月が浅く、またケーブルと変流器とでは構造が根本的に異なるため、使用条件その他を考慮して加速強制劣化試験を行ない、劣化試験の前後における絶縁抵抗、商用周波耐電圧、衝撃波耐電圧、誘電正接 ($\tan \delta$) コロナ試験などを比較した。供試品の定格は表 6.1 により、試験項目は下記順序により試験した。

表 6.1

種 別	試料番号	構 造	形 式	定 格
プチルモールド V 形変流器	#1	巻線形	BN-O	6,900 V, 200/5 A, 40 VA, 1.0 級 50, 60 c/s, 40 倍, 6 号 A
	#2	"	"	"
	#3	"	"	6,900 V, 1,000/5 A, 40 VA, 1.0 級 50, 60 c/s, 40 倍, 6 号 A
	#4	"	"	"

プチルゴムモールド 形変流器試験項目ならび順序

試験項目

1. 誤差特性
2. 励磁特性試験
3. 導体抵抗、絶縁抵抗、誘電正接 ($\tan \delta$)、静電容量 (C) 測定
4. 二次開路試験
- 4'. 衝撃波耐電圧試験
5. 絶縁抵抗、誘電正接 ($\tan \delta$)、静電容量 (C) 測定
6. 長時間耐電圧試験
7. 冷温水試験
8. 絶縁抵抗、誘電正接 ($\tan \delta$)、静電容量 (C) 測定
9. 温度上昇試験
10. 過電流強度試験
11. 衝撃波耐電圧試験
12. 商用周波耐電圧試験
13. 絶縁試験、誘電正接 ($\tan \delta$)、静電容量 (C) 測定
14. 二次開路試験
15. 極性試験
16. 誤差特性試験

6.1 初期試験

#1～#4 の全供試品について誤差特性、励磁特性、導体抵抗、絶縁抵抗、二次開路、商用周波ならび衝撃波耐電圧試験を行なった。

(a) 許容差試験

#1, #3 試料, 60 c/s の許容差試験 データ は表 6.2 による。

(b) 励磁特性

#1, #3 試料につき A. P. M. (京浜電測器製 5 mV～200 V, 1 mA～10 A) を使用し測定した。図 6.1, 6.2 はその特性図である。

(c) 導体抵抗、絶縁抵抗、静電容量 (C) および誘電正接 ($\tan \delta$)

導体抵抗測定はケルビンダブルブリッジを、絶縁抵抗測定は超絶縁計 (直へん(扁)法 DC 1,000 V) を、静電容量 (C) および誘電正接 ($\tan \delta$) は簡易シェーリングブリッジを使用して測定した結果は表 6.3

表 6.2

試料番号	公称 変成比	調 差 特 性			二次回路負担及び力率	
		二次側測 定電流	比 誤差 (%)	位 相 角 (校正値) (分)	力 率 (%)	負 担 (VA)
#1	40	0.5	-0.12	+10	80	10
		1.0	-0.09	+8		
		2.5	-0.01	+6		
		5.0	+0.06	+5		
	200	0.5	-0.69	+29	80	40
		1.0	-0.63	+25		
		2.5	-0.50	+19		
		5.0	-0.37	+16		
#3	40	0.5	-0.43	-6	80	10
		1.0	-0.40	-7		
		2.5	-0.32	-8		
		5.0	-0.24	-9		
	200	0.5	-0.81	+7	80	40
		1.0	-0.75	+5		
		2.5	-0.65	+2		
		5.0	-0.54	0		

表 6.3

導体抵抗値測定	試料番号	一次コイル	二次コイル
	#1	0.003 Ω	0.222 Ω
絶縁抵抗値測定	試料番号	一次コイル	二次コイル
	#3	0.001 Ω	0.284 Ω
静電容量 (C) および誘電正接 ($\tan \delta$) 測定	試料番号	一次コイル	二次コイル
	#1	0.9 $\times 10^6$ M Ω	0.9 $\times 10^6$ M Ω
	試料番号	一次コイル	二次コイル
	#3	10 $\times 10^6$ M Ω	10 $\times 10^6$ M Ω
	試料番号	一次コイル	二次コイル
	#1	0.91	93
	試料番号	一次コイル	二次コイル
	#3	0.80	96

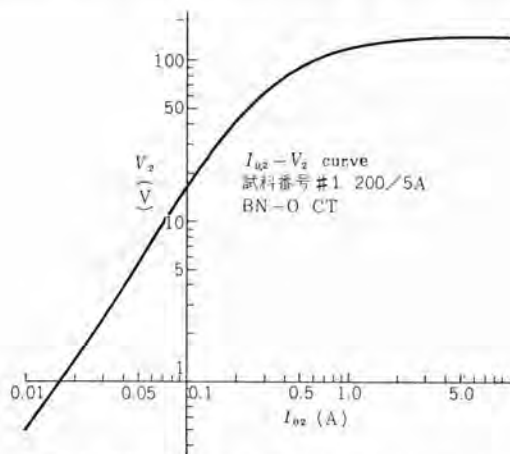


図 6.1 BN-O 形変流器 200/5 A 励磁特性曲線
Fig. 6.1 Excitation characteristic curve of type BN-O 200/5 A current transformer.

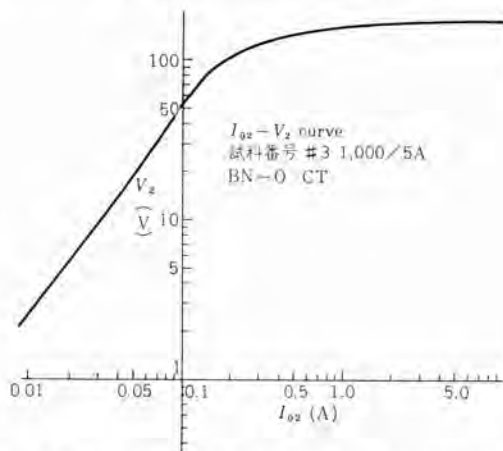


図 6.2 BN-O 形変流器 1,000/5 A 励磁特性曲線
Fig. 6.2 Excitation characteristic curve of type BN-O 1,000/5 A current transformer.

表 6.4

冷温水試験後					
絶縁抵抗値測定	試料番号	一次-二次鉄心		二次-鉄心	
	#1	0.9×10 ⁵ MΩ		1×10 ⁵ MΩ	
	#3	0.9×10 ⁵ MΩ		1×10 ⁵ MΩ	
静電容量 (C) および 誘電正接 (tan δ) 測定	試料番号	一次-二次鉄心		二次-鉄心	
		tan δ (%)	C (pF)	tan δ (%)	C (pF)
	#1	1.60	97	1.34	129
	#3	1.55	97	1.34	138

表 6.5

冷温水試験12時間経過後(気中放置)					
絶縁抵抗値測定	試料番号	一次-二次鉄心		二次-鉄心	
	#1	10×10 ⁶ MΩ		20×10 ⁶ MΩ	
	#3	10×10 ⁶ MΩ		20×10 ⁶ MΩ	
静電容量および誘電正接測定	試料番号	一次-二次鉄心		二次-鉄心	
		tan δ (%)	C (pF)	tan δ (%)	C (pF)
	#1	0.90	97	0.86	125
	#3	0.96	95	0.93	133

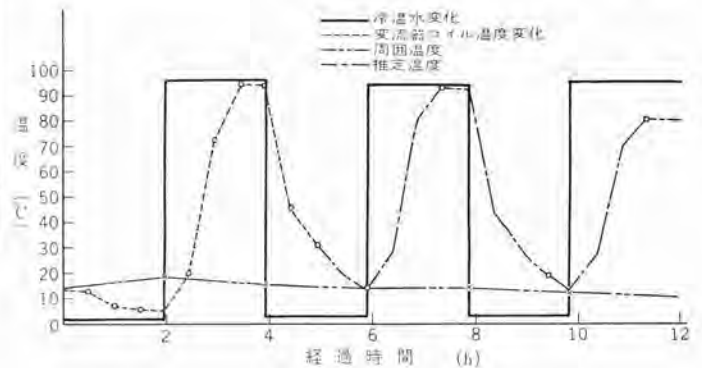


図 6.3 冷温水試験
Fig. 6.3 Heat cycle test.

のごとくである。

(d) 二次回路、商用周波および衝撃波耐電圧試験

二次回路試験は SPC 形電圧形で試験し #1, #2 は 180 V, #3, #4 は 280 V の二次誘起電圧を誘起した。また商用周波および衝撃波耐電圧試験は 6 号 A の絶縁階級に相当する AC 17 kV, 1 分間、衝撃波電圧全波 65 kV を印加、#1~#4 全数合格した。

6.2 強制劣化試験

(a) 長時間耐電圧試験

最高回路電圧 6.9 kV の 2 倍の商用周波電圧すなわち 13.8 kV を一次巻線と二次巻線および鉄心間に 24 時間印加したが外観上、特性上まったく異状なかった。

(b) 冷温水試験

ラチゴムモールド 形変流器が冷熱サイクルによって、クラックあるいはハツ離を生じないことおよび耐湿性を確認するため行なった。試験条件は十分な熱容量をもった 0°C の冷水および 100°C の温水中におおの 2 時間浸せし、この操作を 3 回交互に繰り返した後、絶縁抵抗、静電容量 (C)、および誘電正接 ($\tan \delta$) を測定したが異状なく、また外観もクラックその他まったく異状なかった。冷温水試験後の試験結果、試験方法は表 6.4, 6.5 および図 6.3 のごとくである。

6.3 後期試験

(a) 温度上昇

試料 #1 (200/5 A), 試料 #3 (1,000/5 A) につき図 6.4 の測定点で測定した結果は図 6.5 (200/5 A), 図 6.6 (1,000/5 A) のご

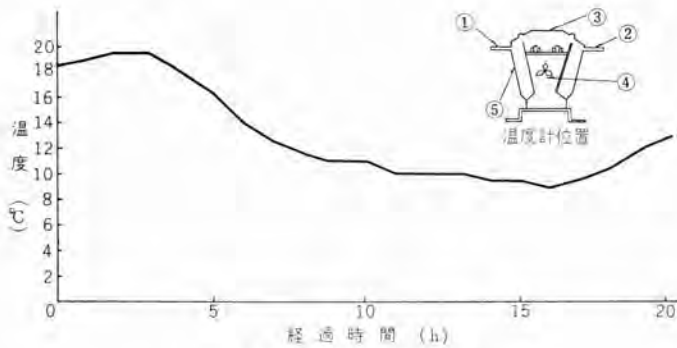
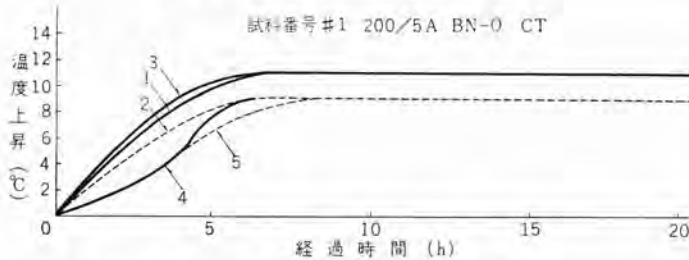
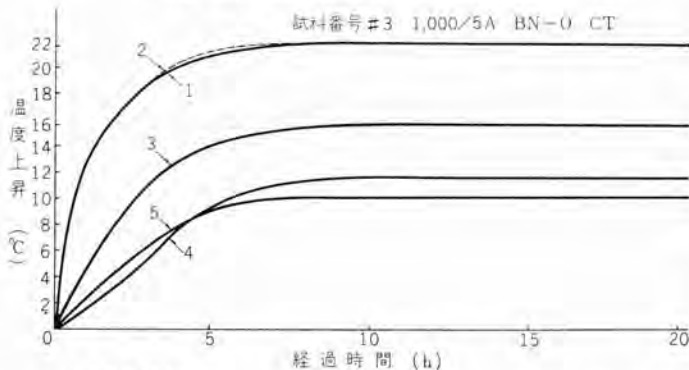


図 6.4 周囲温度変化曲線
Fig. 6.4 Curve of ambient temperatures.



始発温度 18.5°C					
	試験前の抵抗	試験後の抵抗	温度 (抵抗法)	測定時間	温度上昇 (経過時間校正含)
P_a	0.003 Ω 11°C	0.00328 Ω 13°C	33.9	5分10秒	23.5°C
S_a	0.222 Ω 11°C	0.248 Ω 13°C	39.7	5分8秒	27.8°C

図 6.5 温度上昇曲線
Fig. 6.5 Curves of temperature rise.



始発温度 18.5°C					
	試験前の抵抗	試験後の抵抗	温度 (抵抗法)	測定時間	温度上昇 (経過時間校正含)
P_a	0.001 Ω 11°C	0.0011 Ω 13°C	35.6	5分40秒	27.3°C
S_a	0.286 Ω 11°C	0.324 Ω 13°C	43.6	5分05秒	34.7°C

図 6.6 温度上昇曲線
Fig. 6.6 Curves of temperature rise.

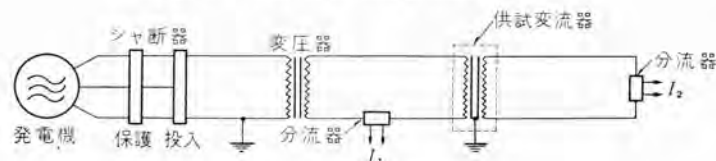


図 6.7 過電流強度試験
Fig. 6.7 Connection diagram over-current-strength test for the current transformer.

とくである。

(b) 過電流強度試験

過電流強度試験は試料 #1 (200/5A), 試料 #3 (1,000/5A) につき図 6.7 の回路で試験したが、表 6.6 のごとくまったく異常なくその後で行なった商用周波および衝撃波耐電圧試験その他の試験においても強制劣化試験の前後はほとんど変化がなかった。図

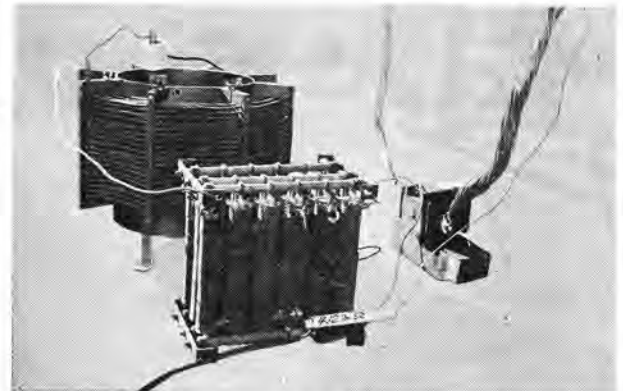


図 6.8 変流器の過電流強度試験の状況
Fig. 6.8 Over-current-strength test of the current transformer.

表 6.6

試 料		試験	通 電		一次電流		二次電		二次負担		試験結果
定格電流 (A)	番号 No.	周波数 (c/s)	時間 (s)	回数 間隔	交流分 (kV)	波高値 交流分 13.1 kA に対して	波高値 直 (波 高値) (A)	力率	インピーダンス (Ω)		
200.5	# 1	60	0.53	1 回目 約 1 分	14.6	1.7	228	0.76	1.45	オシロ測定の結果では異常ないものと推定される	
			0.52	2 回目 約 1 分	14.5	2.58	225	0.76	1.45	#	
			0.53	3 回目 約 1 分	14.5	2.56	225	0.76	1.45	#	
			0.525	4 回目 約 1 分	14.5	2.54	224	0.76	1.45	#	
1,000.5	# 3	60	0.545	1 回目 約 1 分	45.5	2.61	173	0.76	1.45	オシロ測定の結果では異常ないものと推定される	
			0.545	2 回目 約 1 分	45.5	2.52	173	0.76	1.45	#	
			0.55	3 回目 約 1 分	46.0	1.97	175	0.76	1.45	#	
			0.54	4 回目 約 1 分	45.0	2.42	174	0.76	1.45	#	

表 6.7

	試料番号	一次—二次鉄心		二次—鉄心	
絶縁抵抗値測定	#1	10×10 ⁸ MΩ		10×10 ⁸ MΩ	
	#3	10×10 ⁸ MΩ		10×10 ⁸ MΩ	
静電容量および誘電正接測定	試料番号	一次—二次鉄心		二次—鉄心	
		tan δ (%)	C (pF)	tan δ (%)	C (pF)
	#1	0.93	96	0.83	125
	#3	0.98	95	0.90	130

6.8 は過電流強度の試験状況である。

(c) 二次開路、商用周波および衝撃電圧耐電圧試験
強制劣化試験、過電流試験終了後二次開路、および 6 号 A の絶縁階級に相当する商用周波および衝撃波耐電圧試験を行なったが、まったく異常を認めなかった。

(d) 絶縁抵抗、静電容量 (C) および誘電正接 ($\tan \delta$)
強制劣化試験後、絶縁抵抗、静電容量 (C) および誘電正接 ($\tan \delta$) を測定したが異常なく、むしろ良くなった傾向を示し試験結果は表 6.7 のごとくなる。

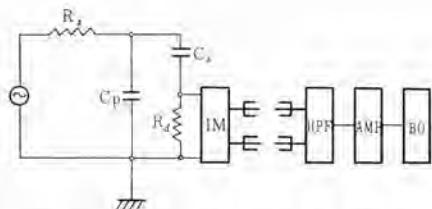
(e) 許容差試験

強制劣化試験、温度上昇および過電流強度試験後許容差試験を行なったが異常なかった。

6.4 参考試験

(a) コナ試験

コナ試験は絶縁モールド層内のボイド、クラックなどの局部的欠陥



R₁ 外部コロナ防止抵抗 (20 kΩ) C_p コンデンサ (1,000 pF)
 C_s 供試品 R_d 検出抵抗 (5 kΩ)
 IM インピーダンス整合回路 (カソードホロリ方式のもの)
 HPF 高域ローパス (シャープ周波数 5 kc)
 AMP 増幅器 (帯域 8 kc~1 Mc)
 BO ブラウン管オシロスコープ

図 6.9 コロナ測定回路
 Fig. 6.9 Diagram of the corona detection circuit.

表 6.8

測定条件	試料番号	絶縁抵抗		誘電正接および容量			
		P-SE MΩ	S-E MΩ	P-SE %	S-E pF	P-SE %	S-E pF
長時間浸水前	#1	10×10 ⁶	10×10 ⁶	0.93	96	0.83	125
1 週間浸水 48時間気中放置後	#1	10×10 ⁶	9×10 ⁶	1.23	91	0.94	120
5 週間浸水 48時間気中放置後	#1	8×10 ⁶	5×10 ⁶	0.83	110	0.81	143
10週間浸水 48時間気中放置後	#1	8×10 ⁶	3×10 ⁶	0.75	113	0.8	150
15週間浸水 48時間気中放置後	#1	6×10 ⁶	2×10 ⁶	0.81	105	0.98	140
20週間浸水 48時間気中放置後	#1	5×10 ⁶	2×10 ⁶	1.02	109	1.06	154

によるコロナが、発生しないことを確認するための試験である。ブチルゴムモールド形変流器はモールド内部に空気がなく、絶縁組織が均斉であるため内部にボイドやクラックを生じないのが特長であるが、このボイドの検出方法として誘電正接 ($\tan \delta$)—電圧特性をとり、この曲線からボイドの有無を検出する方法が一般に用いられているが、コロナに関する研究がさかんになり、計器用変成器委員会モールド形計器用変成器試験指針でも、コロナ発生電圧およびひん度の測定を行なうようになっている。上記指針によると測定箇所は一次巻線と二次巻線、三次巻線、鉄心間となっている。コロナ測定は公称電圧の 120% まで電圧を上昇し、一分後にその $1/\sqrt{3}$ の電圧まで下げた状態でコロナパルス の発生を測定する。コロナ測定の判定基準は測定結果 1 サイクルあたり 1 個以上の安定したコロナパルスの発生がないものを合格とすることになっている。試料 #1, #3 につき図 6.9 の試験回路で試験したが、公称電圧の 120% の $1/\sqrt{3}$ すなわち 7,200/ $\sqrt{3}$ V ではもちろん、7,200 V でもコロナ発生はみられず、さらに電圧を上昇させて 10 kV で測定した場合にもコロナ発生を認めることはできなかった。

(b) 長時間浸水試験

表 7.1

構 造	形 式	最高回路電圧 (V)	絶縁階級	定格電流 (A)		定格負担 (VA)	誤差階級 (級)	周波数 (c/s)	過電流強度	過電流定数
				一 次	二 次					
巻線形	BN-O	6,900	6号A	5~800	5	40	1.0	50,60	40	10~20
棒 形	BB-P			1,000~5,000						
巻線形	BN-1	11,500	10号A	5~800	5	40	1.0	50,60	40	10~20
棒 形	BB-1P			1,000~5,000						
貫通形	BB	貫通内径 70φ, 80φ, 100φ を標準とする								
零相形	BZ	#								

ブチルゴムモールド形変流器の耐湿性を確認するため常温水中に長時間放置し、放置後の絶縁抵抗 (Meg) および誘電正接 ($\tan \delta$)、静電容量 (C) を測定した結果は表 6.8 のごとくである。

7. ブチルゴムモールド形変流器の標準定格

現在標準としているブチルゴムモールド形変流器の種類は表 7.1 のときものである。巻線形、棒形、貫通形、いずれも定格負担 40 VA、誤差階級 1.0 級、過電流強度 40 倍、過電流定数 10~20 を標準とし、JEC-148 ならび JIS C-1711 および JIS C-1113 に合格するものであるが、要求によっては 0.5 級、および過電流強度 75 倍、150 倍、300 倍のものも製作している。また貫通形のものに関しては、変流器、ゼロ相変流器とも前述分割鉄心 (C コア) を使用したケーブルを切断することなく、任意の場所に任意の時期に簡単に装着可能な分割形の変流器およびゼロ相変流器の製作も容易である。

8. む す び

以上当社標準ブチルゴムモールド形変流器について材料、工作方法、試験結果について概略を報告した。

試験結果から従来の乾式変流器に比し耐湿性、 $\tan \delta$ 、コロナ発生電圧の点で格段にすぐれている。もちろん強制劣化試験に対しては経年劣化等価試験に対する理論的合理性に乏しく、変流器使用条件から考えれば過酷すぎるきらいがあるが、従来の乾式変流器に比しはるかにすぐれた絶縁特性を維持し、過酷な使用条件においても絶縁劣化のないことを実証したものと考ええる。

屋外用ブチルゴムに関しては次回日を改めて記する機会があるう。

なお試作以来尽力を願った研究所、相模原製作所、当所試作研究課、工具課および電動機工作課中野技師ほか関係者に感謝の意を表する。

Transistorization of a Safety Amplifier for Nuclear Reactors

Research Laboratory Hideyuki YASHIMA・Katsuhiko KAWASHIMA

Transistorizing the electronic circuits used for the nuclear instrumentation is desirable in view of not only helping reduce the size of equipment but increasing the reliability and facilitating the maintenance. However, the principle of "fail safe" characteristic predominates everything in the design and objects a mere replacement of vacuum tubes with semiconductor elements, unlike ordinary electronic device. In transistorizing the safety amplifier, the heart of the nuclear apparatus, a new idea of AC operation has been developed successfully for the solution of the problems. This safety amplifier has a highly improved performance involving high degree of fail safe characteristics, short scram response time and lasting stability.

1. ま え が き

原子炉の核計装は真空管回路を用いて、一応定型化され、標準的な方式に到達している。一方これらの計装を半導体化することは、回路構成の小形化に役立つほかに、回路の信頼度の向上、保守の有利さの点からも望ましいことである。

核計装がとくに一般の計装と異なる点は、それが一種の安全装置であるために、可能なかぎり fail safe (事故が生じた場合安全な結果をもたらすような構成) の原則をみたすものでなければならない点である。この点を考慮するとき、真空管式で完成された方式をそのまま半導体で置き換えたのでは必ずしも信頼度が高くなることが期待されない。そこで半導体化するためには新しい方式を加味した形をとらなければならない。

ここでは核計装の中でも中心的位置をしめる安全増幅器について検討を加えた。

2. 安全増幅器の概要

2.1 安全増幅器の機能

安全増幅器 (Safety Amplifier) は別名、スクラム増幅器 (Scram Amplifier)、停止増幅器 (Shutdown Amplifier) などと呼ばれるものであって、その機能は次に述べるとおりである。

原子炉が核的な制限条件を越えた状態にならないために、核計装により核分裂の状況を常時監視し、ある設定条件のもとで安定な運転を続けるように各種の機構が備えられている。

核分裂の状況を最も的確に検知するには、炉心近辺の中性子束を中性子検出器で測定する。中性子束のレベルあるいはレベルの上昇の割合が設定された値を超過した場合には、その原子炉で考えられる最大の正の反応度 (reactivity) を十分相殺できる負の反応度を急速度で与え、原子炉をスクラム (scram) させる。この具体的な方法はいくつか考えられるが一般的には中性子を吸収する物質で作った安全制御棒 (safety control rod) を炉心内にそう入する方法をとる。

安全増幅器はうゑに述べた安全制御棒を支配するとともにそれ自体、中性子束の測定器である。つまり原子炉が定格出力に近いレベル (出力領域) で運転しているとき、そこの中性子束を非補償形電離箱 (U.I.C.) により検出しメータに指示させるとともにそのレベルを弁別して一定の設定値を越えた場合には制御棒を炉心

にそう入しスクラムさせる。また他の検知器により中性子束の異常を検出した場合、または手動スクラム信号によりスクラムさせる。以上をまとめると安全増幅器の機能は次のようになる。

- (1) 正常運転中は安全制御棒を炉心外に保持する。
- (2) 出力領域の中性子束レベルを測定監視し高中性子束を検知するとともに安全制御棒を炉心にそう入しスクラムさせる。
- (3) 外部からのスクラム信号——たとえば短炉周期 (出力上昇の割合が高いこと)、手動スクラムなど——によりスクラムさせる。

2.2 要求される性能

上に述べた機能をはたす電気回路を案出することはごく容易なことであるが、そのまえに安全増幅器の備えなければならない性能についてふれておく。安全装置一般についていえることであって、常識的なことであるが次の諸点に注意しなければならない。

- (1) 動作が確実であること
- (2) 応答が早いこと
- (3) 装置自身の故障により不安全な状態が起こる可能性が少ないこと、つまり (fail safe) であること。
- (4) 誤った信号、雑音などによるスクラムを起こさないこと。

以上のようにとくに高い信頼度が要求される。

第3項の fail safe について回路構成の方式によりその完全さの程度が左右されるので設計に際しては十分考慮する必要がある。

3. 回路の構成

3.1 fail safe の検討

2.1 節で述べた機能を果たす電気回路は図3.1に示すような形体となろう。ここで最も重要な問題はスイッチング回路としてどの形式をとるかである。簡便な方法として従来行なわれた方式はシュミットの弁別回路、継電器、磁気増幅器などを用いたものが多いが、いずれも純粋な直流的レベルを弁別する方式である。この方式をそのまま半導体製品を用いて置換することは、fail safe の点から好ましくない。その理由は次に述べる事情によるものである。

Fail safe とは機器のどの部分にどんな故障が起こっても究極的には制御棒を炉内にそう入する結果になることを意味する。

Fail safe であるように工夫する場合に大切なことは、使用する素子の故障の起こりかた、およびそのひん度について配慮する

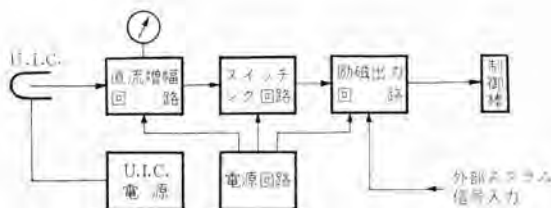


図 3.1 安全増幅器機能図

Fig. 3.1 Block diagram of ordinary safety amplifier.

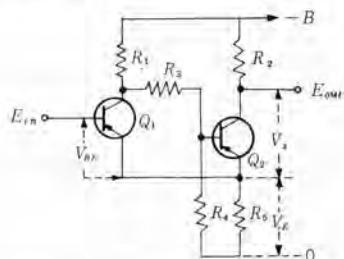


図 3.2 シュミット回路

Fig. 3.2 Schmitt trigger circuit.

ことである。真空管方式の場合には、大体ラート電流が流れなくなる故障の方が多く起こると考えられるのに反し、半導体製品においては必ずしもそのような傾向がなく、素子の短絡故障および切断故障の両方が同等に発生するという事実がある。そのために単に直流的に動作する使用方法では fail safe にすることができない。このことは各種の回路について調べてみれば容易にわかる。

たとえば図 3.2 に示したシュミット回路の場合について検討してみる。いま入力電圧 E_{in} がこの回路のトリガーレベル V_1 に関して負の側の場合 Q_1 が ON, Q_2 が OFF の状態になる。また E_{in} が V_1 よりも正の側になれば開閉動作を起こし、 Q_1 が OFF, Q_2 が ON になる。たとえばスクラムしなければならない状態を入力 E_{in} が V_1 より負の側の状態であるとする。この場合には通常状態では Q_1 が OFF, Q_2 が ON 従って $E_{out} = R_3(-B)/(R_2+R_3)$ 、スクラム状態では Q_1 が ON, Q_2 が OFF で $E_{out} = -B$ となるはずである。しかしもし Q_1, Q_2 に故障が起こった場合には必ずしもスクラム状態にはならない。この場合にトランジスタに関して fail safe でない故障の仕方は (1) Q_2 が短絡したとき、(2) Q_1 が切断し、しかも Q_2 が正常なときである。

ここで fail safe にするために入力に方形波を入れその波高がトリガーレベルよりも高い場合を正常状態に、また入力波高がトリガーレベルよりも低くなった場合をスクラムさせるべき状態に対応させる。正常状態では出力に方形波が出るが、スクラム状態では出力には交流波が存在しない。この場合 Q_1, Q_2 のいずれに短絡または切断故障が起こっても交流波分が失われることになるので fail safe であるといえる。このように同じシュミット回路を用いても動作方式によっては fail safe にすることが可能である。ここでは仮りに前者の方式を直流的動作、後者の方式を交流的動作と呼ぶことにする。交流的動作方式をとることにより得られる利点は、fail safe の点だけでなくサージ状の誤信号によるトリップを防ぐ点があげられる。

ここでは単にトランジスタの故障のみについて検討したが、他の部品についても同様に考慮しなければならない。たとえば固定抵抗についてはその切断に対してとくに安全側になるようにしなければならない。しかし実際問題として完全にそれを実行することは不可能に近い。現在の段階では論理的に完全な fail safe を実

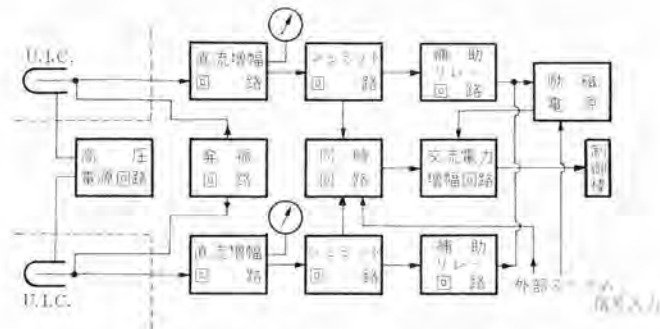


図 3.3 交流動作形安全増幅器ブロック線図

Fig. 3.3 Block diagram of AC operation type safety amplifier.

現することはほとんど困難であって、今後いっそうその完全さの程度を高める努力をしなければならない。

3.2 仕様

中性子検出器	非補償形電離箱 (2 個)
測定入力電流範囲	0~130 μ A
スクラム設定可能範囲	20~100 μ A
原子炉出力指示	パネルメータに百分率目盛にて指示
電離箱電源	内蔵
トリップ方式	2 中 1 (1 out of 2)*
励磁出力	25 V, 1.3 A \times 2

3.3 動作原理

トリップ回路として、交流的動作をさせたシュミット回路を用いることにする。3.2 節で示したとおり 2 個の検出器を有しそのうちの少なくとも 1 個の検出器の高中性子束信号によってスクラムを起こさせる。そのためには 1 種の同時回路が必要となる。これらを考慮して構成した回路のブロック線図を図 3.3 に示す。なお図 3.3 において電源回路を一部省略してある。

動作原理の概略は次のとおりである。直流増幅回路の入力には測定したい電離箱イオン電流に方形波を重ねたものが入る。直流増幅回路は AB または C 級で用いられイオン電流が増大すれば出力波高が低くなるように設定されている。この波高をシュミット回路で弁別し入力電流が設定値より小さい時は出力として方形波を出し、入力が設定値を越えると方形波が消える。この部分は、入力に応じて方形波を出すか、それとも出さないかの二つの状態を示す一種の 2 安定回路をなす。次にシュミット回路の出力方形波は同時回路に導かれる。同時回路は 2 チャンネルのいずれか一方の方形波喪失により出力方形波を失う回路であってこの場合 1 out of 2 の論理回路である。同時回路の出力波を交流電力増幅して最終段で整流し制御棒電磁石を励磁する。

なお直流増幅回路はパネルメータを持ち、炉出力を全域 150% の目盛で指示する。また補助リレー回路はトリップしたチャンネルをラウで表示するためのもので自己保持式にしてスクラムを生じた場合に手動でリセットしなければ復帰しない構成になっている。

外部スクラム信号はリレー接点の開閉によるので、同時回路または電磁石電源に供給する電源ラインを開くことによりスクラムさせる。またスクラムの原因をできるだけラウで表示し手動でリセットするまで保持するようにした。

3.4 回路構成

回路の主要な部分の結線を図 3.4 に示す。なお電源部分の詳細

(注) * 2 個のチャンネルのうちいずれか 1 個のチャンネルの高中性子束信号によりスクラムさせる。

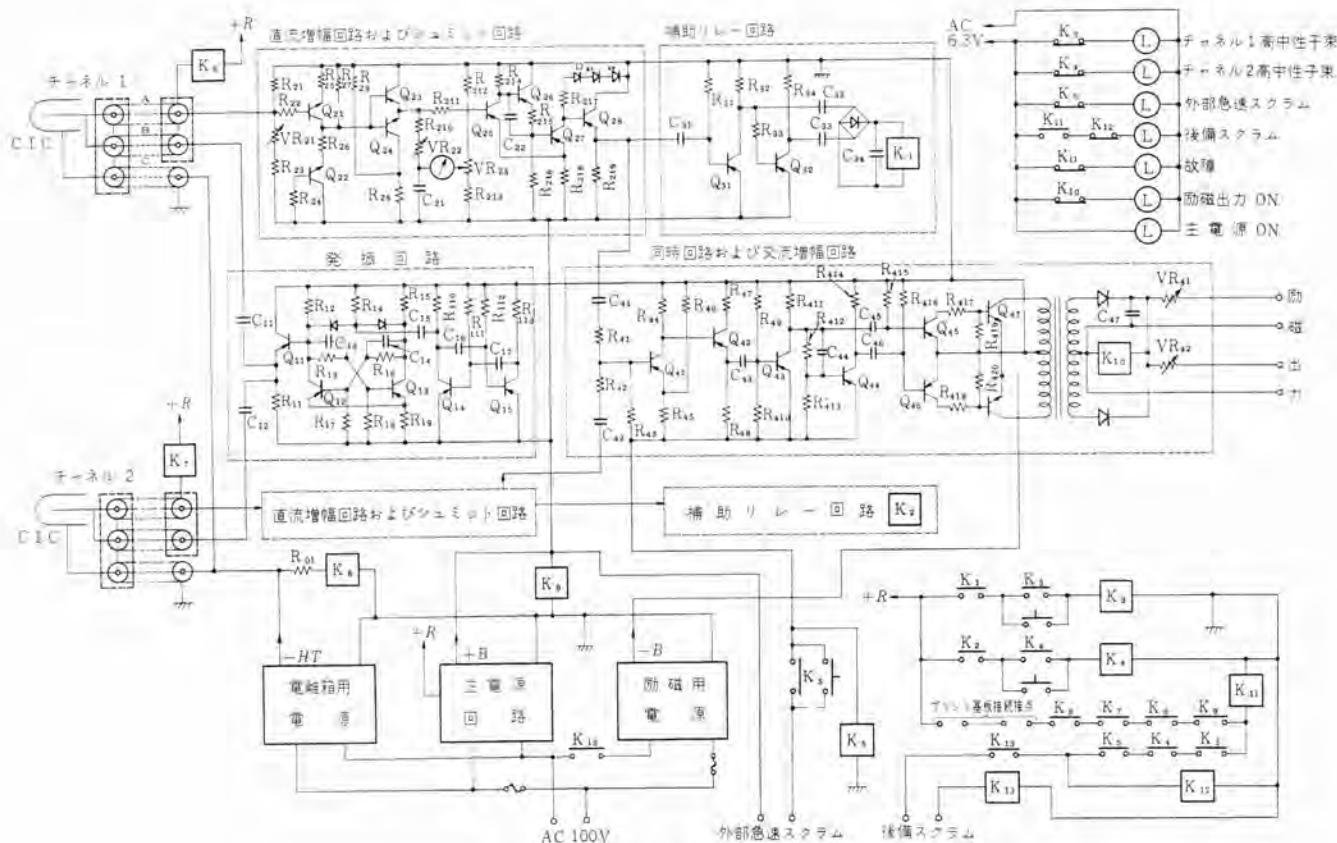


図 3.4 半導体化安全増幅器配線図
Fig. 3.4 Circuit diagram of transistorized safety amplifier.

は省略してある。

電源を除く主要な部分は、プリント基板上に配線し、発振回路、直流増幅回路とシュミット回路、補助リレー回路、同時回路と交流増幅回路の一部が各1枚の基板に納められている。以下各部分について問題点を検討する。

3.4.1 発振回路

系全体に方形波を供給するものでくに問題となる点は出力方形波の波形の変動を少なくすることである。そのためフリップフロウ回路を用いて対称性のよい出力を得ている。周波数の変動は温度変化 $-5 \sim 60^\circ\text{C}$ に対して約 10% であるが回路の動作状態にほとんど影響しない。発振の停止は当然スクラムを起こさせるから fail と safe である。

3.4.2 直流増幅回路

初段はトランジスタ Q_{21} による C 級の直流回路で電圧利得は約 1.3 dB 入力抵抗値約 40 k Ω である。 Q_{21} の温度補償用に同種のシリコントランジスタ Q_{22} を用いている。出力はエミッタホロアを介してメータを駆動したシュミット回路にも結合される。 Q_{21} , Q_{22} の切断または短絡の故障についてはいずれの場合も fail safe である。温度補償の効果については 4.1 節で述べる。

3.4.3 シュミット回路

通常のシュミット回路に Q_{26} によるエミッタホロアを加えたものである。これは Q_{27} の飽和をよくして低温での温度特性を改良するためであるシュミット回路のトリガ電圧 V_t は、図 3.2 の場合に概略次の式で算出される。

$$V_t = V_E + V_{BE}$$

$$V_E = \frac{R_5}{R_2 + R_5} (B - V_E)$$

ここで、 V_E は Q_{22} の飽和電圧であって温度係数は比較的小さい。したがって V_t の温度係数は

$$\frac{dV_t}{dT} = \frac{dV_{BE}}{dT} + \frac{dV_E}{dT} = \frac{dV_{BE}}{dT}$$

これを補償するために図 3.4 のように $D_{21 \sim 25}$ を Q_{23} のコレクタと直列にそう入する。 $D_{21 \sim 25}$ による補償電圧を V_c とすれば

$$V_E = \frac{R_5}{R_2 + R_5} (B - V_E - V_c)$$

$$\therefore \frac{dV_E}{dT} = -\frac{R_5}{R_2 + R_5} \frac{dV_c}{dT}$$

ここで $\frac{dV_c}{dT} = 3 \frac{dV_{BE}}{dT}$ したがって $\frac{R_5}{R_2 + R_5} = \frac{1}{3}$ に選べば

$$\frac{dV_t}{dT} = \frac{dV_{BE}}{dT} - \frac{R_5}{R_2 + R_5} \frac{dV_c}{dT} = 0$$

となり V_t は温度により変化しなくなる。

上の計算には I_{c0} および電流増幅率の温度による変化を考慮しなかったがその影響は少ないようである。実験によると補償しない場合 $dV/dT = 1.3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ であるが補償した結果 $dV/dT = 0.1 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ になった。

ここで用いたシュミット回路は $R_{214} > R_{217}$ として、トリガレベルのヒステリシスをわざと大きくしてある。それはコンデンサ C_{11} , C_{12} の容量を応答時間の点で大きくできないため、直流増幅回路の出力波形が低周波の位相が進んだ形となっているが、その場合にも入力のレベルによってシュミット回路出力波形の対称性が変化しては具合が悪いからである。ここでは $R_{214} = 6.8 \text{ k}\Omega$, $R_{217} = 4.7 \text{ k}\Omega$ として良好な結果を得た。

3.4.4 補助リレー回路

シュミット回路出力を交流増幅し小形リレーを駆動し高入力信号

のラウ表示をするとともに後備スクラム (backup scram) を起こさせる回路である。

3.4.5 同時回路および交流電力増幅回路

一般に論理回路として使用されているものは、2 個以上のトランジスタまたはダイオードを組み合わせたものが多いが、fail safe の点では不完全である。トランジスタ Q_{41} による回路は単純であるが、fail safe を考慮した AND 回路である。 Q_{41} の切断、短絡、増幅率低下に対して安全側である。コンデンサ C_{41} , C_{43} を通して同位相の方形波が重畳され、 Q_{41} のベースに入力として入る。 Q_{41} は R_{45} , R_{46} によりエミッタ側をクリップした C 級の飽和増幅回路であって、2 個の入力波のいずれか一方が消滅すれば R_{43} に現われる波高がクリップレベル以下になるから Q_{41} はシャ断状態となり、出力交流分は消滅する。この種の論理回路は定数の選択により一般に m が余り多くない場合には r out of m の構成が可能である。 Q_{42} 以下 3 段のラッシュアル増幅器により所定の制御棒励磁用の出力約 62 W を得る。総合的な電力利得は約 39 dB である。

3.4.6 電源回路

電源は 3 部分よりなる。U. I. C. 用電源および励磁用電源は安定化しない直流電源である。主電源部は直列形の安定化電源であって安定度は 4×10^{-3} 、温度係数は $+0.02\%/^{\circ}\text{C}$ 以下である。回路の細かい点は省略する。

3.4.7 リレー回路

この回路はリレー K_{15} により励磁用電源の一次側を開き後備用スクラムを起こさせる。 K_{15} のコイルと直列にラウント基板そう入チェック端子、電圧監視リレーおよび高中性子束リレー端子、短炉周期リレーなどがそう入されている。これらの条件がすべて正常状態にならないと K_{15} は励磁されずリセット不可能である。表示ラウは「主電源」「励磁出力」のみが常時点灯し、他は異状またはスクラムの場合にのみ点灯保持される。

3.4.8 その他の回路

以上各回路部分を説明したが以上の他に特記すべき点は図 3.4 において、同軸ケーブル A, B の中心線の結合がセルフチェック (self-check) されていることである。この点が交流動作方式の利点の一つである。その必要のない場合にはケーブル B は用いないで回路内部で結線を行なえばよい。また電離箱電源ケーブルの結線はリレー K_6 , K_7 でチェックする。

また各部分の電圧、電流を切換スイッチでチェックする回路が付属している。

4. 動作特性

安全増幅器には高度の安全性が要求される。それを裏づけるに必要と思われる特性の測定結果を以下に示す。

4.1 温度特性

半導体化する場合に問題となるのは半導体部品の特性が温度の影響を受けやすい点である。とくに直結増幅回路については、ほとんどの場合温度補償が必要である。ここで問題になるのは図 3.4 のトランジスタ Q_{21} による直結増幅器である。シリコントランジスタを用いても温度補償しない場合にはトリッパ入力電流が約 $0.2 \mu\text{A}/^{\circ}\text{C}$ 程度の变化をうける。差動回路でない直結回路においてシリコントランジスタを用いる場合最も効いてくるのは直流増幅率の変動である。したがって増幅率の変化に相当し負荷抵抗を変化させればある程度補償できる。ここでは Q_{21} と特性のそろったトランジスタ Q_{22} を用い負荷抵抗に代用した。

図 4.1 の場合に補償の条件を求めよう。簡単な解析によって次の結果が得られた。

$$V = V_{BE} + \left(\frac{R_2}{\beta + 1} + R_1 \right) \beta \frac{E_i - V_{BE}}{R_1 + (1 + \beta) R_3}$$

ここで Q_1 , Q_2 の特性はそろっているものとして、 V_{BE} はベースエミッタ間電圧、 β は直流増幅率である。ただし I_{CQ} の項は微小であるので省略した。この式を温度 T で微分して

$$\frac{dV}{dT} = 0$$

となる条件を出せば

$$R_1 = \frac{\frac{d\beta}{dT} R_2 (E_i - V_{BE}) \frac{\beta}{(1 + \beta)^2} - \frac{dV_{BE}}{dT} \{ R_1 + (1 + \beta) R_3 \}}{\frac{d\beta}{dT} \frac{R_1 + R_3}{R_1 + (1 + \beta) R_3} (E_i - V_{BE}) - \frac{dV_{BE}}{dT} \beta} \frac{R_2}{1 + \beta}$$

となる。

R_4 以外の値を既知として R_1 で補償効果を調節する。ただしここで、 β , V_{BE} は温度に関して直線的に変化すると仮定した。この近似式によって決定した定数を用いた結果、実験とよく一致した。この補償方法の欠点は入力のレベルにより利得の温度係数が若干変化することであるが実用上さしつかえない程度である。

図 4.2 に温度変化に対する炉出力指示メータの指示値、およびスクラム入力レベルの変化の測定結果を示した。測定時の炉出力指示は 110% でスクラムするように調整し、その点が入力電流値約 $20 \mu\text{A}$ に相当する。炉出力指示値の温度ドリフトは入力電流 0, $15 \mu\text{A}$ の場合についてパネルメータの指示を読み取った結果で示した。スクラム入力レベルのドリフトは $-10 \sim 50^{\circ}\text{C}$ で約 $0.5 \mu\text{A}$ 、これはトリッパ入力レベルに対し約 2.8% に相当する。

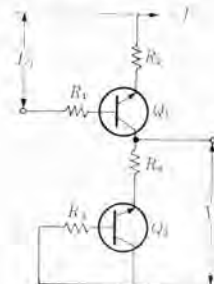


図 4.1 直流増幅回路の温度補償
Fig. 4.1 DC amplifier with temperature compensation circuit.

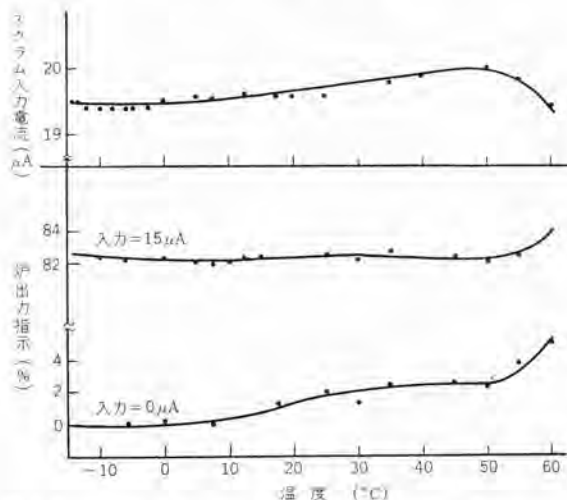


図 4.2 スクラム入力レベルおよび炉出力指示の温度ドリフト
Fig. 4.2 Temperature drift of input scram level and of power level indication.

4.2 安定性, 精度

動作の安定していることが重要な点であるが長時間の使用に対しても通常の使用状態ではドリフトは入力換算で約 $\pm 0.1 \mu\text{A}$ 以下である。使用した直流安定電源の安定度は 4×10^{-3} であるから、交流電源電圧変動の影響はほとんど受けない。直流電源電圧の温度による変動は $25 \sim 55^\circ\text{C}$ で 60 mV である。過大に評価した直流電源電圧の変動、 $\pm 100 \text{ mV}$ に対するスクラム入力レベルの変動は $\pm 0.1 \mu\text{A}$ 以下、また、炉出力指示値の変動は $\pm 0.4\%$ 以下である。

また炉出力指示の直線性はスクラムレベル以下の入力に対しては2%以下である。

安全増幅器ではスクラム動作が確実であることが重大な点であるので繰り返し動作試験を行なった。試験はリレーによるシーケンス回路を用い、図4.3のシーケンスによった。

シーケンス回路は動作が確実にこなわれなければ次のステップへ進めない構成になっており動作不良の場合シーケンスは停止する。試験は10万3千回まで行なったが停電以外無事故であった。

4.3 スクラム時間

スクラム動作の応答時間も重要な要素である。スクラムの時間おくれは方形波入力の結合コンデンサ C_{11} , C_{12} と入力抵抗によるときの定数、および結合コンデンサ C_{45} , C_{46} と R_{415} , R_{416} の時定数によって決まる。測定はスクラム設定値の5%増しのステップ状入力を投入して、励磁出力のシャ断される状況をオシロスコープで観測して

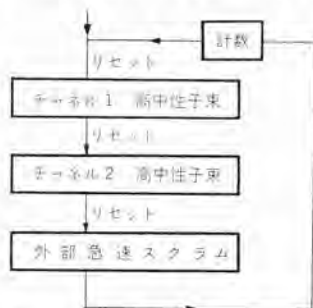
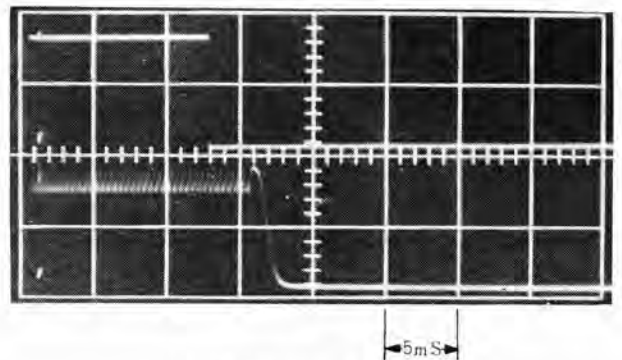


図 4.3 スクラム動作繰返し試験シーケンス

Fig. 4.3 Sequence diagram of scram repetition test.



(上) 入力波形 (下) 励磁出力波形

図 4.4 スクラム応答波形

Fig. 4.4 Photograph of scram response wave form.

行なった。図4.4は入力電流波形と励磁出力電圧波形(抵抗負荷)の写真である。スクラム設定値を変えても時間遅れに大差はないが、ステップの高さを低くして設定値にさらに近くした場合には遅れはやや大きくなる。図4.4からわかるように時間遅れは5mS以下である。これはリレー、磁気増幅器などに比べ早くなっている。また外部スクラムについてもこれと同じてどの遅れであるが後備スクラムはリレーを2個経由するので20~30mS遅れる。

5. む す び

ここで述べた安全増幅器は完全に半導体化され、かつ従来のものに比べ fail safe の度合いを高めた点が特長である。応答時間も十分短く動作も安定である。

ここでは2中1 (1 out of 2) のトリップ構成をとったが大形実用炉に使用する場合に普通用いられている、3中2 (2 out of 3) その他の構成も可能である。

なおこの安全増幅器は三菱研究用原子炉で使用される予定である。(昭 38-7-5 受付)

参 考 文 献

- (1) 八島：原子炉の計測制御 (1)「三菱電機」33 No. 7 (昭34)
- (2) 八島：原子炉の計測制御 (2)「三菱電機」34 No. 8 (昭35)

三菱 FM ラジオ

藤木 一*・岡本春樹*・藤田恒雄*

Mitsubishi FM Radios

Electronics Works

Hajime FUJIKI・Haruki OKAMOTO・Tsuneo Fujita

FM broadcasting is reported to have a number of merits to the old familiar AM broadcasting. Its excellent characteristics against noise, good reproduction of sound and steady propagation of electric wave are well commented by the circles. It will not be long before Japan will follow suit after America and Europe, making use of this new technological finding by overcoming various troubles. Japanese products built on FM system are already finding their market overseas. Mitsubishi has developed several models, transistor type radios for export and tube type for domestic use. Their production is showing marked increase. This is a brief report on the FM radio designed and produced by the company.

1. ま え が き

FM 放送はすぐれた耐雑音性と、良好な原音再生と、安定した電波伝搬などのみならずの特長を有し、第3のマスメディアとして各方面からその普及が期待されている。すでにアメリカおよびヨーロッパでは著しい発達を見せているが、わが国では FM ステレオの技術的問題やその他の事情によって、やや立ち遅れの状態にあった。しかし現在ではこれらの問題が解決し、いっせいに普及することは時間の問題と考えられている。

当社では、このような FM ラジオの需要に備えて、数年前から開発を行ってきたが、最近ではおう盛な輸出需要に対応して、とくにトランジスタ式 FM ラジオの生産が盛んである。

以下に FM ラジオ設計時の考慮すべき点や、当社ラジオの概要について簡単に紹介する。

2. 真空管式の場合

2.1 ブロック線図と利得配分

現在では、トランジスタ式 FM ラジオが普及するようになったが、家庭での据え置き用として真空管式 FM ラジオは今後普及するものと思われる。日本においても本格的な FM 放送が近く始まろうとしており、ホームラジオの場合には従来の中波あるいは、短波放送と FM 放送が兼用で受信できることが第1の条件となる。

この回路構成を考えると、図 2.1、2.2 に示すように真空管の組み合わせによって二つのタイプに分けることができる。

図 2.1 はアメリカタイプであり、普通のラジオの真空管に高周波用の TV の真空管を組み合わせたものであり、これに比べて図 2.2 のほうは FM 放送の発達したヨーロッパのラジオに多いもので、特別に作られた複合管を使用して真空管の数を極力少なくしている。しかし、日本においてはアメリカタイプが多くその標準のラインアップは図 2.3 のようなものが考えられる。このラインアップについて考えると、アンテナ回路は 300 Ω 平衡または 75 Ω 不平衡であり、続いて RF 増幅を 1 段がならず使用する。これは FM の特長としての S/N を良くする点とともに、局部発振器の不要電波がアンテナへ漏れるのを防ぐためである。この段の利得は約 14 dB である。

周波数変換にはオートダイナミック方式とセパレート方式の二つが考えられるが、簡易形のラジオでは 3 極管を用いてオートダイナミックとし AFC

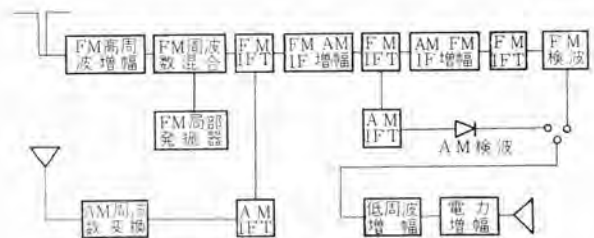


図 2.1 真空管式 FM/AM ラジオ ブロック線図 (A)
Fig. 2.1 Block diagram of tube type FM/AM radio (A).

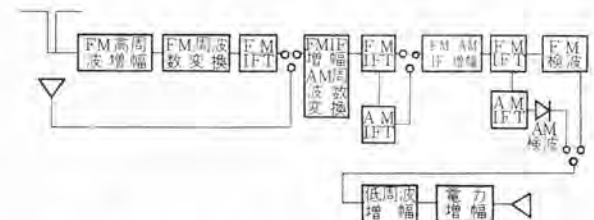


図 2.2 真空管式 FM/AM ラジオ ブロック線図 (B)
Fig. 2.2 Block diagram of tube type FM/AM radio (B).

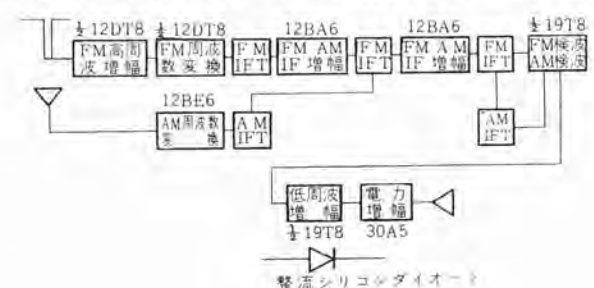


図 2.3 真空管式 FM/AM ラジオ ブロック線図 (C)
Fig. 2.3 Block diagram of tube type FM/AM radio (C).

をもつ高級なものにはセパレート方式が使用される。変換利得は約 27 dB である。10.7 Mc の中間周波増幅回路は普通 2 段増幅されるが、この段では AM の 455 kc の中間周波も増幅せねばならないからそれぞれの中間周波トランスは直列に接続される。

この影響は中間周波数の差が大きいため問題にならない。続く検波回路には、レショデクタ、ホスターシーレなどの FM 検波回路が考えられるが、価格の面から AM 抑圧比の大きいレショデクタ回路を使用する。アンテナからここまでの利得が約 72 dB、検波の損失が 30% 変調の場合 -4 dB、低周波の利得が約 62 dB で合計 132 dB の利得となる。

2.2 感 度

FM 放送の サービスエリアとして現在は雑音の少ないところで $50 \mu\text{V/m}$ の電界がその範囲にはっているが、真空管式ホームラジオでは、 $20 \text{ dB} (\mu\text{V})$ の最高感度を目標としている。この感度の定義としては、標準信号発生器に受信機の入力インピーダンスに整合する擬似アンテナを接続し低周波出力を 50 mW 得るときの、標準信号発生器の開放端子電圧をもって感度としている。

S/N を良くするためにはこの種ラジオでは RF 増幅をつけるが、普通この真空管には雑音の少ない 3 極管が使用される。しかし、カソード接地では C_{pg} による帰還のために不安定であり、グリッド接地では利得が小さくなるため、この中間の形をとり中間接地形回路を使用している。このようにして最大感度、実用感度ともに $26 \text{ dB} (\mu\text{V})$ 以内におさめることができる。またこの種ラジオの雑音指数は約 9 dB である。

2.3 実効選択度

実効選択度とはラジオの妨害電波に対する混信排除能力を表わすものであるが、FM ラジオにおいては AM の場合のように 1 信号の選択度特性によって推定することはできないため 2 信号選択度特性によって推定される。この特性は妨害信号出力 P_f と希望信号出力 P_s との比が -30 dB になるときの希望信号入力レベル E_s と妨害信号入力 E_f の関係を表わしたものである。この選択度の良し悪しは、中間周波増幅器の帯域幅および混変調に注意しなければならない。中間周波増幅器の帯域幅は、音質（検波出力）の忠実度、ヒズミに大きく影響することは当然であるが、このうえに簡易形においては局部発振周波数の ± 1 に対する中間周波数の ± 1 も考慮しなければならない。帯域幅だけを問題にするならば、今最大周波数変移を 75 kc 、最高可聴周波数を 15 kc とし、非変調時搬送波の振幅の 1% 以上の側帯波を通すものと考えれば、通過帯域幅は 240 kc が必要となる。このうえに発振器の変動を $\pm 20 \text{ kc}$ みると合計 280 kc の帯域幅となる。こんなに広い帯域幅は選択度の点で不可能であり、実際 50% の変調を平均変調とするならば、もっと狭くてもよいはずである。現在約 200 kc の帯域幅としている。この場合の選択度特性はグラフを参照願いたい。

2.4 安定度

ラジオの安定度を考える場合、まず局発周波数の変動がある。これにより中間周波数が変動して、その帯域の影響および検波器の直線性の問題に關係して低周波にヒズミを生ずることになる。簡易形ラジオでは始動 10 分後からの局発周波数の $\pm 20 \text{ kc}$ 以内と定めているが、高級形においては $\pm 10 \text{ kc}$ 以内に押える必要がある。また、一方中間周波トランスの温度に対するその特性の変化にも注意をはらわねばならない。これらはすべて温度補償用コンデンサで補正されている。この局発周波数のズレはリアクタンス管、バリキャップなどを用いて AFC をきかせれば安定にすることができるが、この場合には中間周波増幅を 3 段にして、検波には検波出力の大きい フォスター・ロー回路を使用せねばならない。レショデクタを用いてリアクタンス管を働かせた場合には、見かけ上の帯域幅が 60 dB 入力の場合に $\pm 70 \text{ kc}$ 、 80 dB 入力の場合に $\pm 100 \text{ kc}$ ほど広がる。

各回路について考えてみると、3 極管を用いた RF 回路、中間周波回路では、完全に中和をとる必要があり、ヒータ回路からの帰還および発振回路へのハムの影響も無視できないから、バスコンおよび発振管のカソードアース、ヒータ電位などに注意が必要である。ハウリングも実際に製作する場合大きい問題であるが、キャビネットが小

さいときは音響帰還が大きく発振回路への機械的振動の伝達が大きいが、ラジシャシを作りバリコンへの振動を防ぐとともに、発振コイルの振動防止および各部品の固定をしっかりとしなければならない。

3. トランジスタ式

3.1 ブロック線図

VHF 帯を利用する FM 受信機では、後述するように、局部発振器からの不要放射を抑止しなければならない。また使用するロッドアンテナのキ電点インピーダンスは全帯域内では相当に変化するのので完全に整合を取って SWR を小さい値に抑えることは困難である。このため入力側は Q の低い固定同調式の高周波増幅を 1 段設け、出力側に可変同調回路を設けるのが普通である。

周波数変換器は、セパレート式にしたほうが不要放射の点ではさらに有利ではあるが、オートダイナミックでも十分安定な利得が得られ部品配置に注意をすれば不要放射も問題ない。中間周波増幅は利得および選択度特性を支配するので重要であるが、AM と併用する場合、検波直前の段は多少リミッタ特性を持たせるので、レベルの大きい検波直前より、もっと前段を用いるのが AM の振幅ヒズミを防止する意味で良い。高入力時には RF 部が過負荷となり、周波数変換器の局発動作を妨害するから、FM でも AGC を適当に掛けないと入力レベルによるヒズミを増大する。AFC はトランジスタのコレクタ容量または可変容量ダイオードを用いれば簡単である。中間周波トランスは、欧米向けなどの場合、選択度を要求されるから適宜複同調式を使用する。また FM、AM を同一トランジスタで併用するので、安定に動作しうるよう両方に中和をかける方式を考案し好結果を得ている。

図 3.1 は最も代表的な AM、FM トランジスタラジオのブロック線図を示す。図 3.2 はやや高級な代表機種のものであるが、AM の中間周波増幅を別に 1 段設けているので、短波受信時の障害がなく安定である。短波受信時に局発周波数が FM の中間周波である 10.7 Me 付近になると、局発の出力成分は初段の 455 kc の中

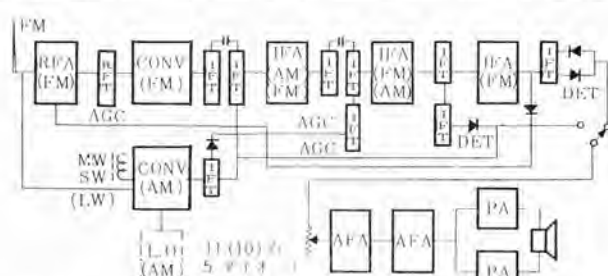


図 3.1 ブロック線図 FX-955 (LW 付のときは L.O なし)
Fig. 3.1 Block diagram of FX-955.

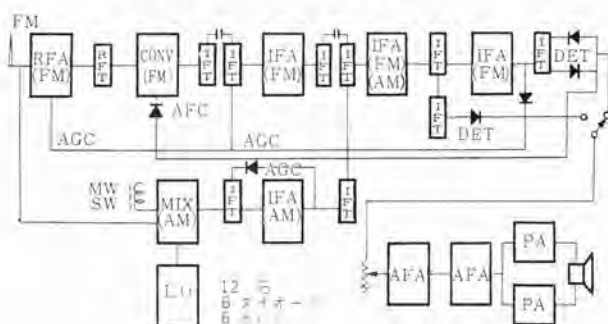


図 3.2 ブロック線図 FX-233
Fig. 3.2 Block diagram of FX-233.

間周波トランスのみでは完全に除去できないで FM の IF 部に至り、増幅され、帰還などを伴って一種の発振状態となり受信に障害を与える。図 3.1 の方式では、第 1 段の中間周波増幅器入力に簡単なフィルタを設けたりスイッチにより FM 用 IFT の短絡をしたり、AM 用 アンテナ への帰還を防止するなどにより安定化を計っている。

3.2 感度

FM チューナにはベース 拡散形の 2SA235 を 2 本使用している。この石は 100 Mc 付近ではベース 接地にするほうが利得が大きいのでベース 接地で使用している。アンテナコイルは一次側が 75 Ω で、二次側は 100 Mc に同調している。Q が小さくしてあるので感度差は問題がない。RF 段はコレクタに同調回路をもちミキサ段とはコンデンサで整合をとっている。RF 段は S/N が最良で AGC が良好に働くように 1.2 mA の電流を流している。ミキサ段は 2SA235 をベース 接地で使用し出力をコンデンサでエミッタに返している。代表的な当社のセットではオートダイナを使用し、発振の条件を少し犠牲にして変換利得を上げている。そのため電流は 0.9 mA にとどめ注入電圧を 100~150 mV にしている。このようにしてチューナの電力利得は 23 dB ある。中間周波増幅器はベース 拡散形の 2SA234 を 2 本、ドリフト形の 2SA350 を 1 本使用している。初段は AM の AGC をかけるため 0.4 mA ほど流している。この回路においては 30% 変調の場合、検波器の損失も含めて 35 dB 前後の利得を得ている。これに続く低周波段で

の利得約 60 dB (NF を含む) を加えて合計 110~120 dB の電力利得となる。50 mW の低周波出力を得る入力 17 dB (μ V) となり、このときの S/N は 31 dB を得ることができる。

3.3 不要放射

FM 放送の日本国内の使用周波数は、一応 76~90 Mc となっており、現在の電波法では、FM ラジオの不要放射は問題とならないが、欧米に輸出する場合認定を取る必要のある場合が多い。不要放射の測定法としては IEC 法と IRE 法とあり、アメリカの FCC では IRE 法を採用している。他は IEC 法が多い。両者の重要な差異は、被測定受信機と電界強度計のアンテナの距離が IRE では 100 フィートであるのに IEC では 3 メートルであること、およびアンテナの高さが異なる点である。実際の調整点検の時には後者のほうが便である。放射を防止する基本的な注意事項としては、チューナ部のシールドおよび引出リード線の布線とパコンの位置およびその容量、プリント板のパターン形状がループを形成しないこと、アースを十分に効果的にすること、などがある。

3.4 中間周波増幅

中間周波増幅器はベース 拡散形の 2SA234 を 2 本、ドリフト形の 2SA350 を 1 本使用した 3 段増幅器で、中心周波数は 10.7 Mc である。1 段目 2 段目の石は AM と併用されている。IFT は前段を複同調形とし帯域幅を十分にとるとともに選択度の改善をはかっている。このようにして、IFT の帯域幅は 6 dB 減で 200 kc を得ている。また 2SA350 のコレクタからこの出力の一部を

表 4.1 トランジスタ式 FM AM ラジオ仕様一覧

項目 機種	外形重量	トランジスタ数 回路 (FM)	アンテナ	受信周波数	最大感度	30 dB S/N 感度	実効選択度 (54 dB)	イメージ IF 妨害	ヒズミ (変調率) 30% 100%	AM 抑圧比	実用 最大出力	電池
FX-955	W 20 cm D 5 cm H 12 cm 950 g	11 石 5 ダイオード RF 1 段 オートダイナ IF 3 段 レシオ検波	FM ロッド SW 1 MW ステイック	FM 87~108 Mc MW 530~1605 kc SW 3.9~12 Mc	20 μ V 以下 200 μ V/m 300 μ V	20 μ V 以下 300 μ V/m 100 μ V	± 200 kc 54 dB ± 400 kc 64 dB	20 dB (FM)	3% 以下 4% 以下	25 dB	200 mW	UM-3 $\times 4$
	W 23.5 cm D 5.3 cm H 14 cm 1.5 kg	12 石 6 ダイオード RF 1 段 オートダイナ IF 3 段 レシオ検波	FM ロッド SW ロッド ステイック MW ステイック	FM 87~108 Mc MW 530~1605 kc SW 3.8~12 Mc	20 μ V 100 μ V/m 20 μ V	20 μ V 300 μ V/m 30 μ V	± 200 kc 54 dB ± 400 kc 64 dB	20 dB (FM)	3% 5% 以下	25 dB	400 mW	UM-2 $\times 4$
FX-570	W 19 cm D 4.8 cm H 11 cm 850 g	9 石 RF 1 段 オートダイナ IF 2 段 レシオ検波	FM ロッド MW ステイック 10 $\phi \times 140$	FM 76~90 Mc MW 530~1605 kc	20 μ V 100 μ V/m	20 μ V —	± 200 kc 54 dB ± 400 kc 60 dB	20 dB (FM)	3% 5% 以下	25 dB	250 mW	UM-3 $\times 4$
	W 28 cm D 7.5 cm H 15 cm	14 石 6 ダイオード RF 1 段 オートダイナ IF 3 段 レシオ検波	FM ロッド SW 1 SW 2 MW ステイック	FM 87~108 Mc MW 530~1605 kc SW 1 3.3~10 Mc SW 2 10~27 Mc	20 μ V 100 μ V 20 μ V 20 μ V	20 μ V — — —	± 200 kc 54 dB ± 400 kc 64 dB	20 dB (FM)	3% 5% 以下	25 dB	700 mW	UM-1 $\times 4$
TR-443F	W 36 cm D 15 cm H 23 cm 2.6 kg	10 石 7 ダイオード RF 1 段 オートダイナ IF 3 段 レシオ検波	FM ロッド MW ステイック	FM 86~104 Mc MW 525~1550 kc	20 μ V 100 μ V/m	20 μ V 300 μ V/m	± 200 kc 60 dB ± 400 kc 80 dB	25 dB 50 dB	3% 5% 以下	25 dB	700 mW	UM-1 $\times 4$

表 4.2 真空管式 FM AM ラジオ仕様一覧

項目 機種	外形重量	球数回路 (FM)	アンテナ	受信周波数	最大感度	30 dB S/N 感度	実効選択度 (60 dB)	イメージ IF 妨害	ヒズミ (変調率) 30% 100%	AM 抑圧比	実用 最大出力	周波数特性 400 c/s を基準として	その他
7H-456	W 58 cm D 19 cm H 29 cm 5.5 kg	7 球 2 ダイオード セパレート IF 2 段 AFC マジック付 レシオ検波	FM 300 Ω 75 Ω MW ステイック SW 外部アンテナ	FM 76~90 Mc MW 535~1605 kc SW 3.8~12 Mc	20 μ V 以下 200 μ V/m 50 μ V	20 μ V 以下 2 mV/m 250 μ V	± 200 kc 60 dB 以上 ± 400 kc 80 dB 以上	28 dB 以上 50 dB 以上	2% 2% 以下 以下 以下	30 dB	1.2W	100 c/s 0 dB 以上 10 kc/s -15 dB 以下	-40 dB 以上
	W 39 cm D 17 cm H 17 cm 3 kg	6 球 オートダイナ IF 2 段 レシオ検波	FM 300 Ω MW ステイック SW 外部アンテナ	FM 76~90 Mc MW 535~1605 kc SW 3.8~12 Mc	20 μ V 以下 200 μ V/m 50 μ V	20 μ V 以下 2 mV/m 250 μ V	± 200 kc 60 dB 以上 ± 400 kc 80 dB 以上	23 dB 以上 40 dB 以上	3% 3% 以下 以下 以下	30 dB	0.8W	100 c/s -8 dB 以下 10 kc/s 18 dB 以下	-35 dB 以上
6P-616	W 38 cm D 15 cm H 15 cm 2.5 kg	—	FM 300 Ω MW, SW 外部アンテナ	FM 76~90 Mc MW 530~1605 kc SW 3.8~12 Mc	20 μ V 以下 50 μ V 50 μ V	20 μ V 以下 250 μ V 250 μ V	— — —	— — —	— — —	— — —	— — —	— — —	— — —

□測定法はムシキ 8133 参照のこと

取り出して、RF 段へ AGC をかけている。このため 100 dB 程度の高入力においても ヒズミ なく受信することができる。

検波器は 2 SA 350 の リミッタが動作するのに高レベルの入力が必要とするので振幅感度をもちないレシオデテクタを使用した。検波ダイオードには IN 60 を使用し不平衡を補うために 1.5 k Ω の抵抗を直列に入れるとともに、バランス形のレシオデテクタを使用している。S カークの直線部分は 54 dB 入力で 180 kc を得、出力のヒズミは 2% 以下になっている。また、AM 抑圧比は入力 54 dB の場合 25 dB 得られる。

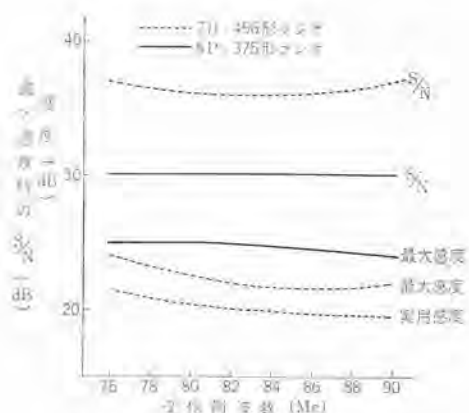
ディエンファシス回路は、1 k Ω と 0.02 μ F から構成されているが、検波出力段でみて 50 μ s のディエンファシス特性を有している。

4. 当社製ラジオ

最初開発を完了し製品化した機種としては、真空管式が 4 機種、トランジスタ式が 7 機種あるが、代表的なものの仕様を表 4.1, 4.2 に示す。

5. 特 性

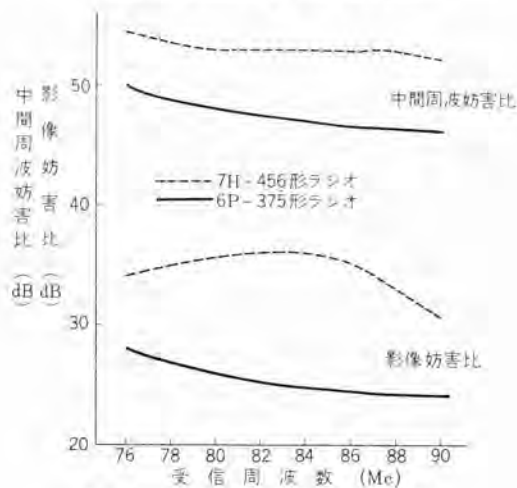
主要な特性については、図 5.1, 図 5.2 に真空管式ラジオの感



変調周波数 400 c/s 変調率 30% 出力 50 mW

図 5.1 最大感度 (S/N) 特性
実用感度特性

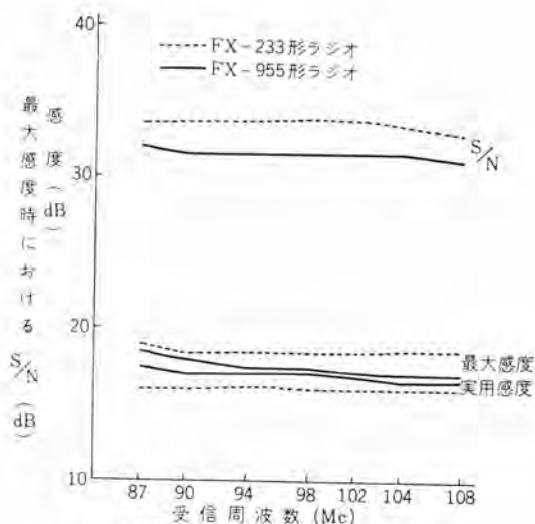
Fig. 5.1 Maximum sensitivity (S/N) characteristic.
Practical sensitivity characteristic.



変調周波数 400 c/s 変調率 30% 出力 50 mW

図 5.2 中間周波妨害特性
映像妨害特性

Fig. 5.2 Intermediate wave interference characteristic.
Video interference characteristic.



変調周波数 400 c/s 変調率 30% 出力 50 mW

図 5.3 最大感度 (S/N) 特性, 実用感度特性
Fig. 5.3 Maximum sensitivity (S/N) characteristic.
Practical sensitivity characteristic.

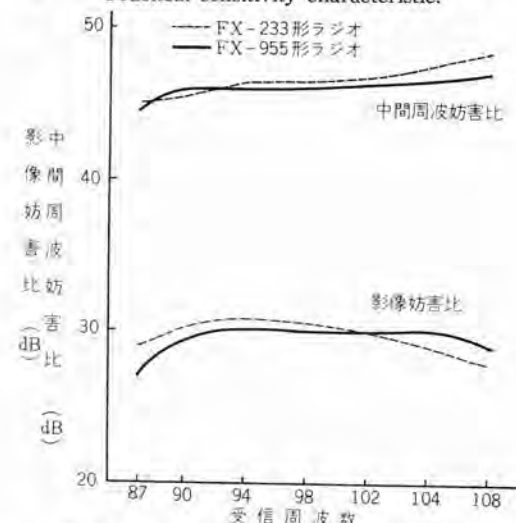


図 5.4 中間周波妨害特性, 映像妨害特性

Fig. 5.4 Intermediate interference characteristic.
Video interference characteristic.

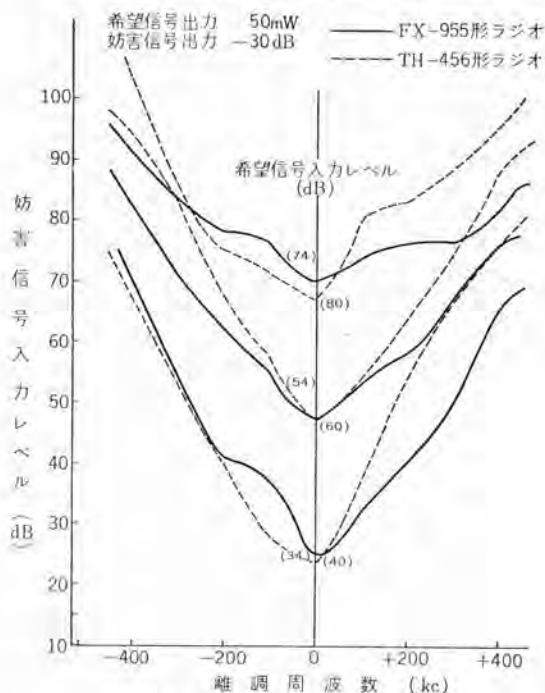
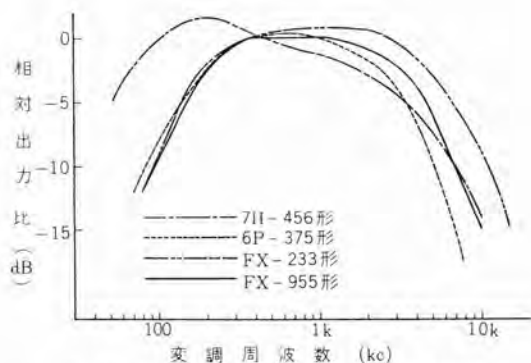


図 5.5 実効選択度特性

Fig. 5.5 Practical sensitivity characteristic.



変調率 30% 出力 50 mW 入力 (線 60 dB 石 54 dB)

図 5.6 電氣的忠実度特性 (音質 high)

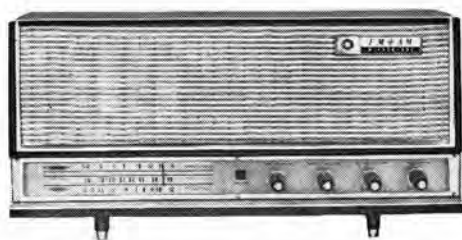
Fig. 5.6 Electrical fidelity characteristic.

度特性を、図 5.3, 5.4 にトランジスタ 式の感度特性を、また図 5.5 には真空管式および トランジスタ 式のそれぞれの実効選択度特性を示している。図 5.6 は忠実度特性を示す。

6. む す び

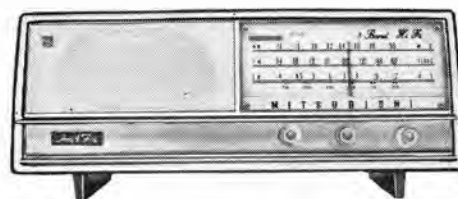
FM 放送受信機としては、上記のような ホームラジオ、ポータブル 式のほか ステレオ 装置、FM チューナ、オートラジオ など各種のものがあるが、これらについては次の機会に述べることにしたい。また教養のあるすぐれた番組が良質な FM 放送によって数多く楽しむことができる日の一日も早からんことを願ってやまない次第である。

(昭 38-7-16 受付)



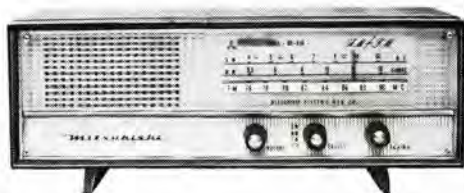
7H-456 形 ラジオ

Type 7H-456 radio.



6P-375 形 ラジオ

Type 6P-375 radio.



6P-616 形 ラジオ

Type 6P-616 radio.



FX-570 形 ラジオ

Type FX-570 radio.



FX-955 形 ラジオ

Type FX-955 radio.

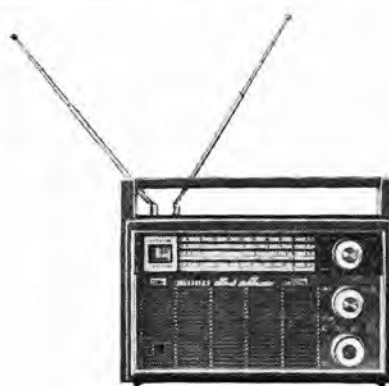


FX-233 形 ラジオ

Type FX-233 radio.



FX-443 形 ラジオ
Type FX-443 radio.



FX-801 形 ラジオ
Type FX-801 radio.

プログラムによる列車の自動運転

小原 太郎*・喜多 稔*・石田 哲爾**・鳥居 健太**

Automatic Train Operation with a Program

Itami Works

Tarō OHARA・Minoru KITA

Electronics Works

Tetsuji ISHIDA・Kenta TORII

As trains become highly efficient and more and more speedy, demand arise to increase traffic capacity by automatic and logical operation. Automatic train operation on a program was taken up for study in 1961. After going through equivalent tests by trial manufacture and investigation on a system by simulation with computers, building of apparatus was started in 1962 and completed in the fall of the year with factory test. In the spring of 1963 the field test was finally conducted with success after the lapse of two years from the commencement of the study. The magnificent project of running long distance trains according to predetermined programs thus came in reality. This article deals with outlook on the automatic train operation and reports on the results of field tests.

1. ま え が き

最近の激増する輸送量に対し列車をますます高性能・高速化して運行時分を短縮するとともに、その運転密度を大きくして合理的に輸送能力を向上することが非常に重要な課題である。

このため、列車自体はもとよりその運転業務に新しい構想や技術を導入していわゆる運転の近代化を図り、合理的に輸送力の増大を図ることが必要で列車運転の自動化もその一つの大きな現われということができる。

列車運転の自動化を行なうためには、列車特性のほか線路条件や架線電圧の変動あるいは運転条件などの制御因子を定量的には把握することが必要であるが、最近の電子工学技術や自動制御理論の急速な進歩はこれらの複雑な制御を巧妙に可能とすることができ、いろいろな自動運転方式が研究、試作されるようになった。

幸い、当社は各種方式の自動運転装置を実用化に供してきたが、今回、国鉄当局のご指導を得て、完全な自動運転方式ともいふべき画期的な“プログラムによる列車自動運転装置 (Program Train Operating Apparatus 略称 PTO)”を試作し、さる2月末に、東京三鷹の国鉄技術研究所のルーラ線で、さらに3月22・23日には東海道新幹線のモデル線区において、“夢の超特急”を用いて現

車試験を行ない、鉄道史上最初の本格的な自動運転のテストにみごとな成績を納めることができた。

以下、これらのあらましならびに現車試験の結果についてしるしご参考に供しよう。

2. 特 長

(1) 列車の出発から停車まで完全に自動化したもので、しかも定時運転が可能である。

すなわち、走行位置や速度がつねにプログラムによる基準の位置と速度で照査され、指令速度 v_r と走行速度 v が一致するように制御されるため、運転時分精度を大幅に向上できるほか、走行抵抗や架線電圧変動などのいわゆる外乱に対しても自動的に修正しうる機能を有している。

(2) 安全運転である。

先行列車への接近や、線路条件による制限速度に対してはプログラム および地上の保安信号により走行速度を制限することもできるため安全に定時運転ができる。

(3) ノッチ 選択を行なっている。

交流電車の特長であるノッチ 選択を行ない、最適のノッチを選ぶことによって ツライ 運転域を大きくし、制御ひん度を少なくしてある。なお、起動的にはノッチ 選択速度の利得を大きくし、ノッチ 追従を早くしてある。

(4) 制御の自由度が大である。

全自動運転のほか半自動運転も行なうことができるほか、従来の主幹制御器による運転も可能で制御扱いの自由度が大きい。

(5) 定位置停車も可能である。

駅停車その他を考慮して、プログラム により定位置停車を行なえる装置を設けてあるので、進入速度いかにかわらず、一定位置に乗りごちよく停車しうる。

(6) プログラムに Digital Tape を用いるため、運転ダイヤ変更の場合でも容易に作成しうる。

しかも安価に。

(7) 装置はトランジスタなどの無接点要素を主体としているため応答が早くコンパクトに車内に装備できる。

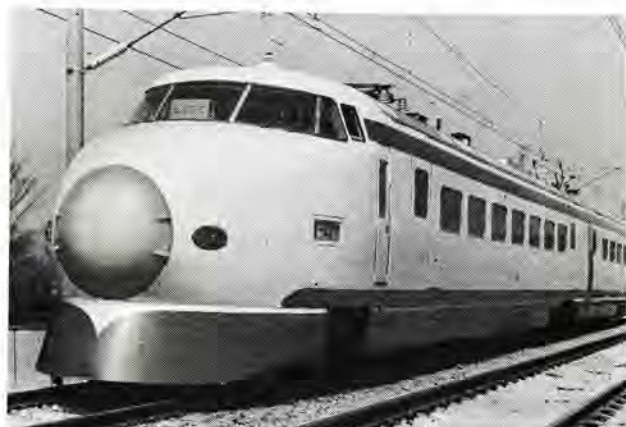


図 1.1 自動運転中の“夢の超特急”

Fig. 1.1 Dream ultra express train in operation.

(8) 運転台用制御板には必要な時間、速度などを表示してあるから運転扱いの判断が容易で運転手の疲労が少なく、この面からも保安度を向上しうる。

3. 装置の概要

PTO 方式は、所定の区間を与えられた運転 タイム 通りに自動的に走行することを主目的とするため、原理的には運転 タイム で示された距離 (S)、速度 (V)、時間 (T) をパターンとし、列車で検出した S 、 V 、 T と比較しながら、つねに両者が一致するように自動的に制御する方法で次の要素から成り、図 3.1 にその系統図を示してある。

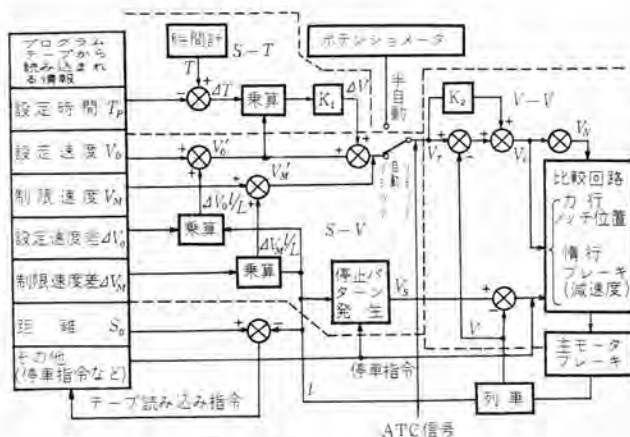


図 3.1 PTO 系統図
Fig. 3.1 PTO system diagram.

(1) S-V 制御部

列車の走行位置に応じて必要な速度は、運転線路や タイム によってあらかじめ与えることができるので、これを S-V プログラム として テープ に読み込んでおく。

したがって、走行した距離が検出されると テープ で指定された距離ごとに テープ が送られ、走行した距離 S に対する設定速度 V_0 が得られる。

一方、線路条件によって当然、制限速度があるが、この場合も S に応じた最大速度 V_m を読み込んでおき、後述の指令速度 $V_r (=V_0 \pm \Delta V)$ を制限するように与えておくから、つねに $V_r < V_m$ で安全が確保される。

なお、先行列車に対する保安信号 (ATC) も同様に扱ってある。

(2) S-T 制御部

走行距離 S における所要時間 T_p は、タイム によってきめられているので、前者と同様、これを S-T プログラム として テープ に読み込んでおく。

したがって、 S が検出されるとこれに応じた タイム 時間 T_p が求められるので、これと時間計で計数した時間 T_r と比較し、その差 ΔT を検出し ΔT に応じた速度信号 ΔV を発生させる。すなわち、時間差 (= 距離差) により $-\Delta T$ のときは増速、 $+\Delta T$ のときは減速する指令信号 ΔV がえられる。

したがって、制限速度 V_m を加味した $V_0 \pm \Delta V$ を列車への指令速度 V_r として与えるようになっている。

このようにすることによって、走行抵抗や架線電圧の変動などの外乱に対しても自動的にこれを補償して定時運転を可能としてある。

これら S-V、S-T 制御部は テーラリダ、トランジスタ 論理装置、レジスタ、D-A 変換器から構成されている。

(3) V-V 制御部

指令速度 V_r と検出速度 V を演算増幅装置およびサイバック装置から成る指令制御部で比較し、それぞれ次のような制御を行なっている。

(a) $V_r > V$ の場合 力行運転

なお、この場合 ノッチ 選択を行なっている。

(b) $V_r = V$ の場合 ツライ運転または惰行運転

(c) $V_r < V$ の場合 ブレーキ運転

すなわち、これらの制御選択や ノッチ 選択のひん度は制御系の安定度にもからんで、PTO の性能を左右することにもなるので、回路や定数の設定には、十分な考慮が払われている。

まず、制御選択は、指令速度 V_r と V の差に V_r を加味した制御選択速度 V_c をもって行ない、力行 ノッチ V_c に定数をかけた値をもって 1~10 ノッチ の選択を可能としている。

なお、新幹線旅客電車は高速で相当時分の ツライ運転を行なうことから力行制御には、必要にして十分な ツライ運転域を設けてある。

(4) PTS 制御部

駅などにおける停車はプログラム および地上から定位置停車の指令を与えることにより所定の減速度 パターン に沿って乗りごちよく定位置に停車しうようになっている。

4. 構成

この PTO は次の装置から構成されている。

1. プログラム 指令装置
2. 速度-距離検出装置
3. 指令制御装置
4. 制御板

4.1 プログラム指令装置

この装置は次の要素から構成されている。

- (1) 情報処理部
- (2) アナログ演算部
- (3) 操作表示部
- (4) 電源部

(1) 情報処理部

この部分はトランジスタを主体としたもので、次の動作を行なう。



図 4.1 プログラム指令装置 Fig. 4.1 Program directions device.

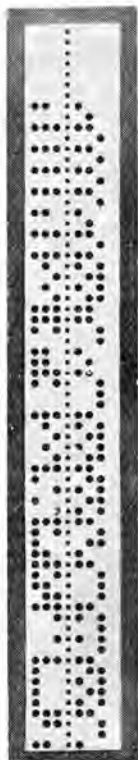


図 4.2 プログラムテープ
Fig. 4.2 Program tape.



図 4.3 指令速度の直線補間
Fig. 4.3 Linearity compensation section of instructed speed.

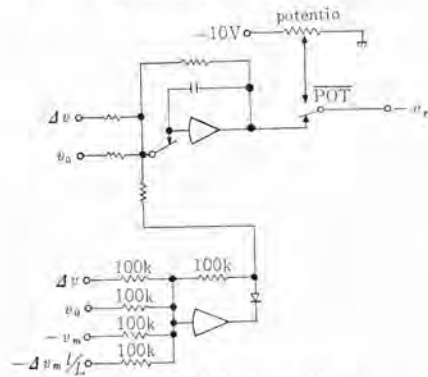


図 4.4 速度制御回路
Fig. 4.4 Speed control circuit.

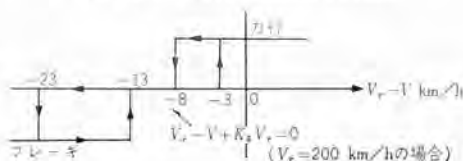


図 4.5 制御選択の様子
Fig. 4.5 Selection of control.

(a) テーラリーダーの読み込みを制御し、サンプリング距離ごとに自動的に新しい情報を読み込む。

(b) テーラリーダーから読み込まれた情報は定められたレジスタに蓄積される。

(c) 始動時からの時間を計算する。

(d) 時間計とテーラから読み込まれた設定時間の差を計算蓄積する。

(e) テーラから読み込まれた設定速度、制限速度、設定速度差、制限速度差をそれぞれ蓄積する。

(f) 車輪の回転から車輪径を補正した走行距離を計算する。

(g) サンプル距離の間設定速度差および制限速度差を直線補間する。

(h) 指令速度を計算するに必要なレジスタの数値をアナログ量に変換する。

(2) アナログ演算部

この部分はトランジスタを主体とした演算増幅器と比較器からなり、次の動作を行なう。

(a) デジタル指令部で D-A 変換されたアナログ信号を演算増幅器で演算し指令速度電圧を発生する。

(b) 速度検出器の出力電圧と指令速度電圧を比較するとともに、これと指令速度電圧と加算して制御選択 (含力行ノッチ選択) の指令信号を発生する。

(c) 直線補間距離計数回路 (l/L カウンタ) はテーラ読み込み開始時から 12.5 m 単位で計数を開始し 500 m まで計数する。直線補間により図 4.3 のように V_0 はイ点からロ点まで一定の傾斜 $\Delta V_0 \text{ km/h}/500 \text{ m}$ でなめらかに変化させることができる。 V_m についても同様のことができ、テーラの長さを短くするの

プログラムによる列車の自動運転・小原・喜多・石田・鳥居

に有効である。直線補間の長さは最大 500 m であり、500 m 以上になる場合または傾斜が変化する場合 500 m 以内にテーラを読み込み l/L カウンタを再出発させる。

l/L カウンタの値は D-A 変換回路で計数値に比例した電圧 $(l/L)v$ に変換され v_0 , v_m の出力と同様、指令演算盤の入力となる。

ΔV_0 , ΔV_m レジスタの値は D-A 変換回路に加えられるが、D-A 変換回路の基準電圧が別に加えられるから、出力としては ΔV_0 と (l/L) , ΔV_m と (l/L) の積に比例した電圧 $\Delta v_0(l/L)_v$, $\Delta v_m(l/L)_v$ が得られる。これが直線補間の電圧となる。

(d) 演算増幅器で $V_0' = V_0 + \Delta V_0(l/L)$, $V_m' = V_m + \Delta V_m \times (l/L)$ の演算を行ない v_0' , v_m' を作る。

(e) ΔT レジスタの値を D-A 変換する。そのとき D-A 変換器の基準電圧として (d) で得られた v_0' を加えると、出力として $V_0' \Delta T$ に比例した電圧 $v_0' \Delta t$ が得られる。

(f) 演算増幅器により $\Delta v = K_1 v_0' \Delta t$ を作る。この場合 $|\Delta t|$ がいかにかくても出力は 30 km/h でリミットされる。

(g) 演算増幅器で $v_0' + \Delta v$ の演算を行ない、図 3.4 のように v_m' および保安信号で振幅制限し、三者のうち最低のものを指令速度 v_r とする。

POT とあるのは制御板の切り換えスイッチを手動にしたとき制御板側面のポテンシオメータにより指令速度を与え、半自動運転ができることを示してある。

(h) 演算増幅器で $v_c = \{v_r(1 + K_2) - v\}$ の演算を行なう。停車指令をうけたときはさらに $4v_r(1 + K_2)$, $-4v$ を加えて指令選択の感度を上げて定位位置停止 (PTS) の制御精度を向上してある。

(i) 演算増幅器によって $v_n = K_3 \{v_r(1 + K_2) - v\}$ を作る。同時に利得を 4 倍とっている。

(j) (h) で得られた信号 v_c は制御選択用比較回路に加えられる、設定電圧と比較される。

設定電圧 (速度) は列車の特性により可変調整できる。

信号	出力	制御
15B	$V_c < -15$ で 1 $V_c \geq -15$ で 0	ブレーキ ON
5B	$V_c < -5$ で 1 $V_c \geq -5$ で 0	ブレーキ OFF
5P	$V_c > 5$ で 1 $V_c \leq 5$ で 0	力行 ON
0P	$V_c > 0$ で 1 $V_c \leq 0$ で 0	力行 OFF

図 4.5 のようにヒステリシスを作り安定な動作をさせている。

(k) (i) で得られた $v_n = K_3 \{v_r(1 + K_2) - v\}$ をノッチ選択用比較回路に加えて設定電圧と比較し力行ノッチを選択する。この場合ノッチは図 4.6 のように選択される。

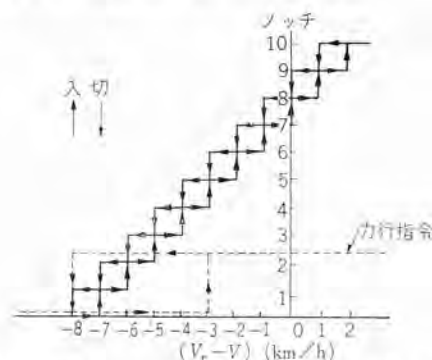


図 4.6 ノッチ選択の様子 Fig. 4.6 Notch selection

(3) 定位置停車制御回路 (PTS)

列車を駅の定位置に停止させる回路である。PTS の制御にはいるための速度制御はプログラムで行なう。

構内にはいる際に減速指令を読み込み力行制御を切る。

30 km/h まで減速させたところで停車指令を読み込み、 V_0 , V_m を 30 km/h に設定し、停車 50 m 前で地上安定を検知すると距離パルスが PTS 用カウンタに入り D-A 変換器を経てパターン発生器に距離電圧として加わる。パターン発生器は距離に応じて減速度一定のパターンを発生するがこのパターンを分圧して所定の β パターンを作り、それぞれのパターンと速度 V とを電圧比較し、減速度を選択する。

走行速度	PB10	PB5	減速度
$V < \text{パターン 2}$	1	1	$\beta = 1.4 \text{ km/h/s}$
$\text{パターン 2} \leq V < \text{パターン 1}$	1	0	$\beta = 2.48 \text{ \#}$
$V \geq \text{パターン 1}$	0	0	$\beta = 3.58 \text{ \#}$

速度が 5 km/h になるとさらにブレーキ力をゆるめて乗りごちよく停車させる。図 4.7 に停止パターンを示す。

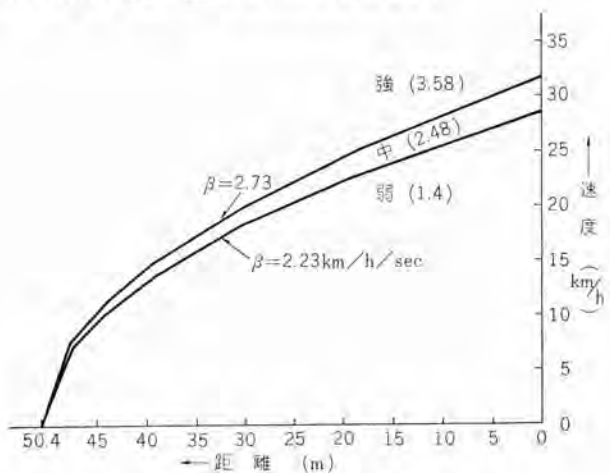


図 4.7 PTS 停止パターン
Fig. 4.7 PTS stop pattern.

4.2 速度—距離検出装置

(1) 速度検出装置

主電動機用減速歯車と組み合わせた誘導子形発電機の出力を速度電圧発生回路により周波数—直流電圧に変換し車輪の回転数すなわち速度に比例した速度信号電圧 V を得る。速度と発電機出力周波数の関係は歯車の歯数によって決まり次式により定まる。

$$f \text{ (c/s)} = \frac{Nv}{\pi \times D \times 3.6} \times 10^3$$

D : 車輪径 (m/m) v : 速度 (km/h) N : 歯数

新幹線用の場合は $D=910 \text{ mm}$ $N=63$ である。

車輪径が摩耗したときは車輪補正スイッチにより常に正確な速度電圧を得るよう考慮されている。すなわち車輪径が摩耗したとき同一速度においても周波数が変化するため、直流に変換された速度電圧も変化する。この変化に対して演算増幅器の増幅度を変えて同一出力を得ている。

補正車輪径は次のとおりである。

911, 900, 889, 878, 867, 857, 847, 837, 827 mm

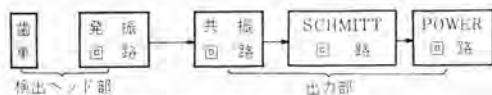


図 4.8 距離検出器構成図
Fig. 4.8 Block diagram of distance detector.

(2) 距離検出器

距離検出器は検出ヘッド部と出力部に分かれ、そのブロック構成を図 4.8 に示す。

動作原理は共振回路の L, C, R を適当に選び、共振回路を並列共振状態にしておくと、検出部である発振コイルに車軸につけた歯車の歯が接近すると、そのコイルのインダクタンスが歯車の金属で変化し発振周波数も変化する。

したがって共振回路は共振状態よりはずれ、インピーダンスは急激に小さくなり、出力信号は非常に小さくなる。

この信号を SCHMITT 回路を通して確実なるスナッチアクションをさせて POWER 回路から ON, OFF 信号を取り出すようにしたものである。

このようにして車軸の回転により得た距離パルスを距離カウンタ (以下 S カウンタという) で計数して距離を検出する。なお車輪径補正は分周比を切り換えて行なっている。一方車輪の空転や滑走を考慮して地上子による定点補正も行なえるようになっている。この補正信号は S カウンタが $(2N \pm 0.1) \text{ km}$ のとき有効な補正信号として S カウンタを $2N \text{ km}$ に補正する。 (N は整数)

(3) 時間

64 c/s の水晶発振器の出力を 64 分周して時間計 (T カウンタ) に加え計数する。

4.3 指令制御装置

プログラム指令装置により演算された出力はこの指令制御装置により論理継電され電車制御装置へ指令制御を行なう。

装置としては次の部分から構成されている。

- 1 制御選択部
- 2 ノッチ選択部
- 3 保護リレー部

(1) 制御選択部

力行、ブレーキ指令を行なう PR_0 , BR_0 および PTS 用減速度制御 PB_1 , PB_2 のリレー部からなる。プログラム指令装置からの入力力は 13 V 10 mA 程度であるのでサイバックを主体とした論理継電回路を組んだのち増幅しておののリレーを駆動するようにしてある。

(2) ノッチ選択部

1~10 ノッチあり、前者と同様増幅後補助リレーを駆動し力行ノッチの選択指令を行なう。

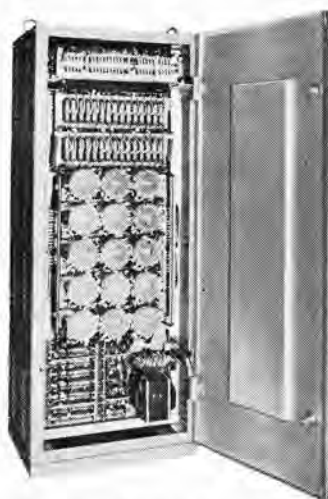
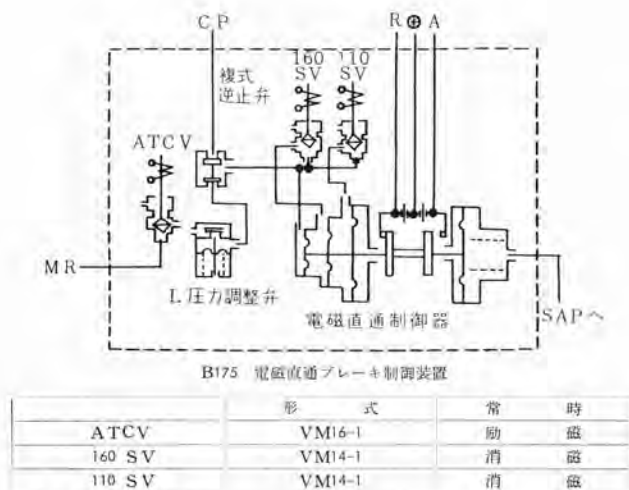


図 4.9 指令制御装置
Fig. 4.9 Directions control device.



常時は力行運転中の意

図 4.10 PTS 用減速度制御原理図

Fig. 4.10 Principle of deceleration control for PTS.



図 4.11 制 御 板
Fig. 4.11 Control board.

(3) 保護継電部

指令演算部の故障に対しては EX リレーにより動作時は非常ラザーを鳴らすとともに 10 秒後 PTO をオフし非常ブレーキをかける。読み取りミスその他の準事故に対しては ET リレーにより動作後 10 秒経て PTO をオフする。

このほか手動によりマスコ または ブレーキ 弁を扱ったときは MX リレーにより PTO をオフし、また入後でないと自動運転ができぬようになっている。

(4) PTS 制御部

プログラムからの指令により所定の パターン に対し 3 膜板の空気制御装置を介して減速度制御を行なっている。図 4.10 はその原理図である。

4.4 制御板

運転台に設けるもので運転に必要な次のような スイッチ および表示を行なっている。その外形は図 4.11 のとおりである。

(1) 表 示

時 刻	自動運転
時 間 差	力行
走行距離	ブレーキ
指令速度	惰行
検出速度	非常
	事故

(2) スイッチ 類

- プログラム スイッチ
- 列車起動 スイッチ
- 自動-手動切換 スイッチ
- 半自動運転 スイッチ

プログラムによる列車の自動運転・小原・喜多・石田・鳥居

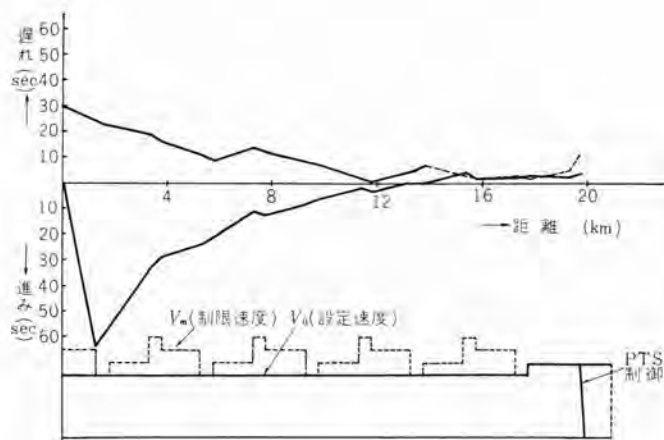


図 5.1 プログラム および外乱補償特性 (鉄研構内線)
Fig. 5.1 Program and outer disturbance compensation characteristic.

5. 現車試験結果

この PTO 装置を用いた現車試験は先に述べたように 38 年 2 月末、鉄道技術研究所構内の ルーラ 線および同年 3 月末東海道新幹線モデル線区において行なわれ、所期の成績を得ることができた。

5.1 鉄道技術研究所での試験

新幹線モデル線区に対する予備試験として行なったもので、試験車は直流電車 (ツモハ 100) であったため、ノッチ選択は行なわず力行、惰行、ブレーキのオン、オフ制御であり、またルーラ線一周が 1.4 km、最高許容速度が約 30 km/h であったため回路定数を変更して 20 km 区間相当の運転試験を行なった。

このときのプログラムおよび外乱補償特性の例を図 5.1 に示してある。

すなわち 30 秒遅れの場合約 12 km で、60 秒進みの場合には約 16 km で回復して定時運転に入り、約 3 秒の遅れで停車地点に達している。回復に時間を要しているのは線路条件から走行速度が制限され回復余力が小さいためである。

一方、PTS の試験も合わせて行なったが空気ブレーキの遅れ時間が相当大きく、PTS 単体の試験を進入速度を種々変えて行なったときはバラッキが多いが、PTO と連動の場合には、プログラムにより約 30 km/h の定速で停止区間に進入するため、常に同一の距離-速度のパターンを描いて止まり、±30 cm の範囲に停止した。停止区間では、まずブレーキの立ち上がりの遅れにより、減速度最強のゾーンに入り、「強」→「中」→「弱」と減速度が切り換わって停止した。減速度をゆるめるときの時間遅れがあるため、減速

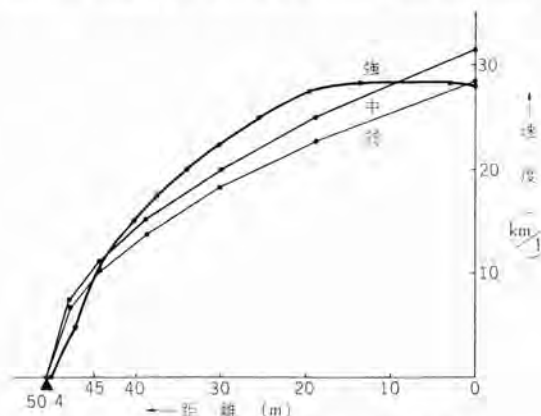


図 5.2 PTS 動作例 (停止誤差—45cm)
Fig. 5.2 PTS operation example (stop errors—45cm).

度「中」のゾーンから「弱」のゾーンにまで減速してしまい、減速度「中」一定で停止することはできなかったが、乗りごちは良好であった。今後、空気ブレーキを制御して定位置自動停止を行なう場合、このブレーキの時間遅れを補償できる方式をさらに検討する必要がある。

図5.2にPTS試験時のデータの一例を示してある。なお、停止時のショックを緩和するため、常に停止寸前に減速度を最弱にするようにしてある。

5.2 新幹線モデル線区での試験

東海道新幹線モデル線区において「夢の超特急」A編成を用い、綾瀬(42.66 km 地点)―鴨宮(70.94 km 地点)間約28 kmで現車試験を行なった。このときの最大制限速度は180 km/hで、途中30 km/h制限区間が1 kmはあるほか、定点補正およびATC

の運動なしという条件であり、図5.3に当日の運転ダイヤを示してある。図5.4は、その運転プログラムおよび線路コウ配を示したものであり、コウ配はL、D、Uの3段階に分けて示してある。つまり±5%以内をL、5%以上の上りコウ配をU、5%以上の下りコウ配をDとしてコウ配を分類してある。

試験区間はコウ配の変化がはげしく、とくに出発直後の10%以上の下りコウ配では110 km/hの制限速度を越さないようにするために最初80 km/hの指令としたほかコウ配条件を入れて運転プログラムを描き列車の加速にしたがって直線補間により指令速度をあげるという方法で、惰行または力行で走行するようにし、停止時または30 km/h制限区間進入時以外はブレーキが作用しないよう考慮した。

図5.5および5.6にペン書きメモの記録紙からプロットした走行試験結果の一例を示してある。これからわかるように走行中のノッチ扱いの回数はきわめて少なく、指令速度にしたがって安定した運転を行なっている。

図5.7は定時運転や30秒延発の場合の時間誤差を示すもので、サンプリング地点ごとにプロットしてある。最初の2 kmまでに時間遅れが出ているが、これは起動時の時間遅れが現われているもので、以後回復して6 kmから20 kmまで若干時間進みの結果を示している。理想的には遅れ、進みなしで定速運転に入るはずであるが、検出速度が若干低めになっていたため、一定の進みがたまたまでバランス運転を行なう結果となったが、時間進みの約10

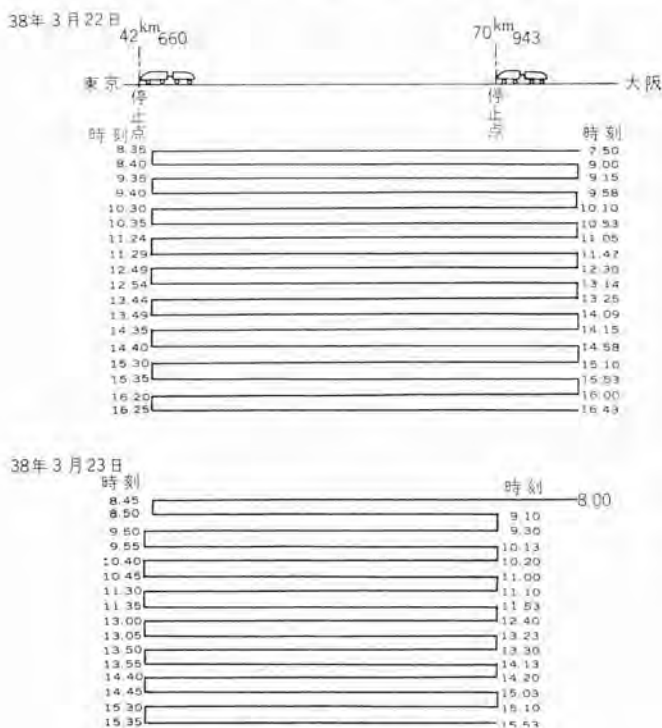


図 5.3 PTO 現車試験ダイヤ
Fig. 5.3 PTO field test diagram.

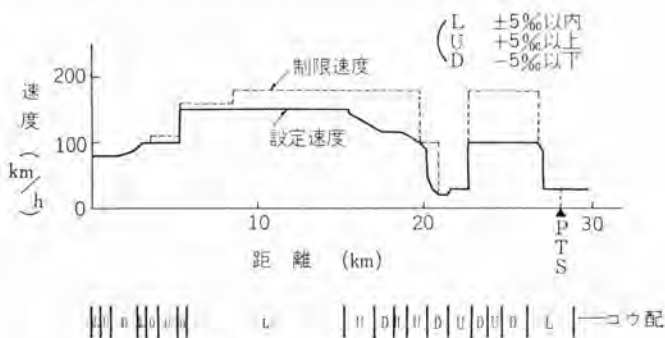


図 5.4 プログラムランカーブ(新幹線モデル線区)
Fig. 5.4 Program run curve (in a new trunk line model section).

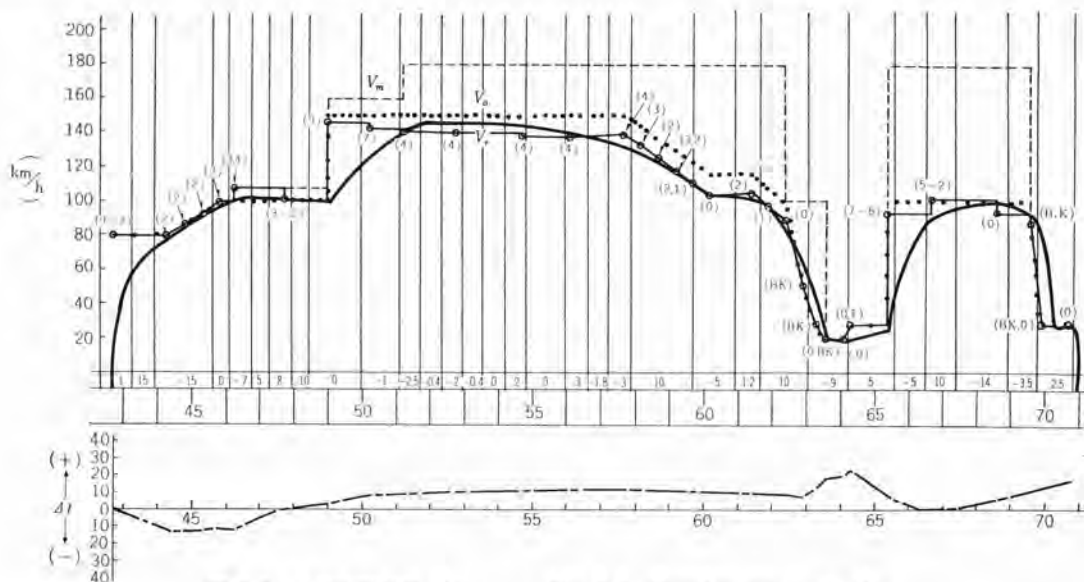


図 5.5 走行試験結果(1)

Fig. 5.5 Running test result (1).

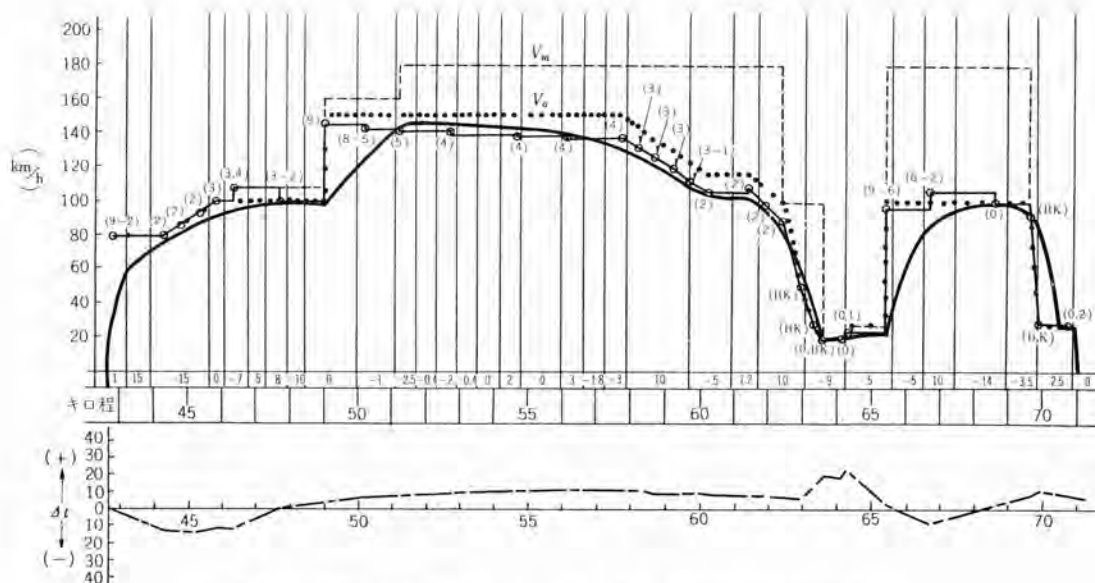


図 5.6 走行試験結果 (2)

Fig. 5.6 Running test result (2).

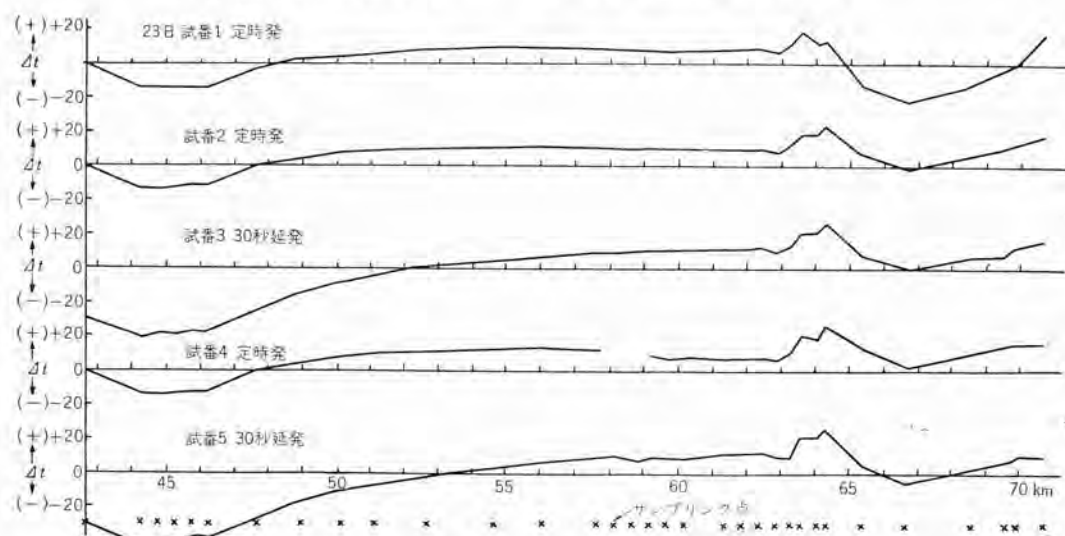


図 5.7 時間誤差 (ΔT)

Fig. 5.7 Time errors (ΔT).

秒を バランス 点とすれば、起動時の遅れをとりもどす回復特性は設計値とおりの漸近特性を示していることがわかる。また、64km 地点で 20 秒前後の時間進みが生じているがこれはブレーキの時間遅れにより生じたものである。これら加減速時の時間誤差はいずれも系の本質的な問題でなく今後、プログラムの作り方に左右されるものである。

このようにモデル線区での試験は2日間で、予備運行を除き10運行の完全な自動運転であったが、走行中の動作はきわめて安定でありまた、定時運転の誤差は各場合とも10秒前後という、きわめて良好な運転時分精度が得られた。

また、この試験では PTS (Program Train Stop) 用の地上定点信号の設備がなかったため、PTS 信号を手動で与えたが乗りごちよく定位位置に停止させることができた。

6. む す び

新幹線用“夢の超特急”を用い、わが国最初のプログラムによる完全な自動運転の試験を行ない予期以上の成果をあげ、数々の貴重なデータを得ることができたのは誠に幸いであった。今後この成果をもとにして自動運転の実用化に微力をつくしたいと考える。

最後に、この試験に際しご指導された関係各位に厚くお礼申し上げる。

参 考 文 献

- (1) 小原, 白庄司, 真鍋, 上村: 列車自動運転の シミュレーション, 「三菱電機」36, No. 6 (昭 37)
- (2) 小原, 北岡: 国鉄新幹線試作車用自動運転装置, 「三菱電機技報」36, No. 11 (昭 37)

高周波誘導加熱装置 (VI)

—— 自動加熱機械装置と各種応用 (1) ——

東 田 孝 彦*

1. ま え が き

金属の熱処理工程に高周波誘導加熱を用いることは、作業時間の短縮化、機械加工工程を一貫して連続的に工程・品質管理ができ、量産に適するなど多くの利点があるため、とくに自動車・機械工業などではひつすの熱源として活用されている。被加熱物の形状・寸法・熱処理条件上から最も能率のよい周波数・電力を用いることはすでに本誌の技術解説⁽¹⁾に述べてきたとおりであるが、加熱用途目的に最も適した機器や加熱コイル、作業手順などについては、数多くの実際に使用している実施例・データを基礎にして、より多くの発展が期待される。三菱電機では社内設備総計約2,000 kW (10 kc 以上について) 100 余台による生きたデータを分類研究して、高周波加熱熱処理要覧を作成し、データシート集に登録して社内の技術向上をはかってきたが、高周波の加熱電力応用は単なる加熱だけでなく生産性の向上のため多く経験の蓄積と熱処理に対する総合技術が必要である。

ここに前回までの技術解説の続きとして、誘導加熱用自動機械装置の当社の製品や、文献に発表された数々の例と、その応用例をあげて具体的に一部データを述べ、最後に設備に関する事項も言及して、この高周波誘導加熱装置の技術解説を一応完結することとする。

2. 自動加熱機械装置の一般性

高周波加熱装置の使用上において、加熱時間がきわめて短いため、この特長を生かした生産性の向上を計るよう、被加熱物を順次加熱コイルへ能率よく運びこみ、加熱後の処理もすべて連続に自動送りで次々と移動させる装置が必要である。

被加熱物の自動送り機械装置の処理速度は高周波加熱電源の出力に応じて決まるが、この処理能力は高周波加熱設備の生産量に直結するので、自動加熱機械装置の特性はきわめて重要である。

このために被加熱物の取り付けに要するハンドリング時間と加熱処理に要する時間や、熱処理の前後工程のコンベヤ送り速度とその作業性などの条件によって自動加熱機械装置は選ばれる。

高周波加熱用自動送り機械装置について、加熱目的により分類すると

- a. 高周波焼入用
- b. 高周波ロー付用
- c. 高周波鍛造加熱用
- d. その他用機械装置 の四つに分けられる

中でも焼入用がその過半数でしかも種々な形式のものが実用化されている。焼入用機械装置は高周波出力と被焼入物の材質に応じて、加熱、放冷 (空冷)、冷却 (焼入液、水) の諸動作が一貫して自動的に行なえるが、ロー付、鍛造用加熱などの機械では、単に加熱のみの時間的な送り制御である点は異なる。ここでは主として高周波焼入用自動機械装置について述べる。

高周波加熱設備の中で、高周波発生機器は最初に設置する際の電力源として大切ではあるが、それよりも実際に生産に直結して作業上日常必要なのは、この自動加熱送り機械装置と加熱コイルで、この設備中でも最もたいせつな役割を果すものであるといえる。

2.1 被加熱物の取付け取除き

数多くの被加熱物を短時間に自動的に処理するための機械装置であるが、一つの品物を取り付けて処理が完了するまでの1サイクル時間中には、高周波電源の出力に応じた加熱時間、自動送り時間と被加熱物の取付け取除き時間が含まれている。高周波電源の有効な利用時間が1サイクル中長いことが望ましいが、(1サイクル中の $\frac{1}{2}$ ～ $\frac{1}{3}$ 以上) 加熱時間が数秒間程度となると、取付け取除きのハンドリング時間も極力短縮し、作業性が便利にする必要がある。小さな被加熱物を数秒間に1個ずつ作業者が取付け取除きすることは作業上好ましいことではない。このために、たとえば、被加熱物数10個を一度にホッパに投入して、被加熱物の方向などを自動選別しながら取付け取除きさせる全自動式のものがある。また加熱電源の出力に応じて2～6個を同時に加熱して加熱時間を1サイクル中で長くすることによって、取付け取除きのハンドリング時間が1サイクル中の比率を低減させる方法もある。

この作業時間は1人の作業者が取付け取除きができ、疲労度を低減させるために30秒～1分以下に1回の割合に被加熱物をチャージさせるような方法が好ましい。

ハンドリング時間は作業者の作業性にもよるが、この機械装置の前後工程の方式によって、コンベヤ送りで1個ずつ流れ込まれて送り出すか、一度にまとまって搬入搬出されるかによって、またそのときの被加熱物の方向などによっても異なる。

被加熱物の取り付けは、取付位置精度が正確にかつ容易に行なえるようになっていたことが加熱後のヒズミや、均一な加熱分布などをうるために必要である。

大形の重量物が被加熱物である場合には、加熱軸の位置出しが容易になるよう、また搬入搬出が便利のように特別な設備を併用しないと、ハンドリング時間を長く費やすこととなる。1サイクル中の加熱時間の比率が $\frac{1}{2}$ 以上となるように、高周波電力稼働率を向上するために、ハンドリングは作業性上たいせつである。

2.2 機械構造の形式

被加熱物の形状、大きさから加熱の送り方向が決まるが、一般に焼入機械では冷却液の噴射は水平方向に掛けて、液は下方に落下するため (図2.1, 2.2参照)、被焼入物は相対的に上下駆動して、下降しながら連続に加熱冷却させる立形機械装置の方式が最も多い。図2.3は細長い軸状の連続表面焼入機械の代表的な例で、被焼入物は取付後、急上昇して後下降の際その下部端側から加熱冷却されてラックレブに連続移動焼入される。これを立形移動焼入機械装置と呼ぶ。図2.3の被焼入物は加熱コイル中を駆動させて行なっているが、反対に被焼入物を停止固定して加熱コ

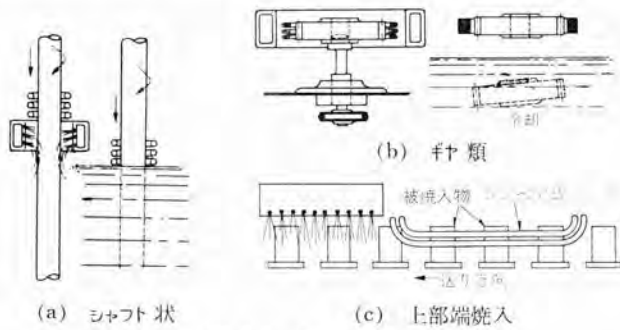


図 2.1 焼入れの方向

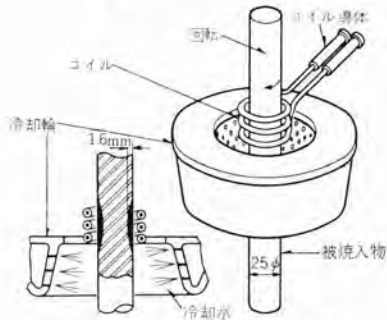


図 2.2 シャフトの垂直送り焼入



図 2.3 立形焼入機械装置一般例

イルと冷却輪側を駆動する方法も大形の立形焼入機械にはある。被焼入物移動か、加熱コイル類の移動かの2方式の得失を考察すると、被焼入物移動方式は被焼入物が軽量で長さ1.5m以下の場合には機械全体の構造上大形化されない。また加熱コイル類や高周波変流器類の重量とその駆動力からすれば、被加熱物駆動力のほうがはるかに少なく得策である。しかし被焼入物が大きな直径で、加熱コイル類や高周波変流器類の全重量よりも重いような場合には、たとえば、高周波電線損失の若干の増大を見越してでも被焼入物固定式としたほうがよいようである。たとえば大形のロール表面焼入の場合の図2.5が一例である。当社では非常に長い焼入物で、焼入送り速度変化範囲の広い万能形として、被焼入物および加熱コイル類ともに移動できる焼入機械装置を開発した。

軸状の被焼入物が立形機械で一般に処理されるのは、機械の据付面積を少なくし、焼入液の自然落下上から必然的に要求されることによるが、さらに大きな利点は軸状の被焼入物の支持方向により、焼入後のヒズミがきわめて少ないことである。軸状のも



図 2.4 立形焼入機械装置 (外国品)



図 2.5 立形加熱コイル移動式焼入機械装置 (外国品)

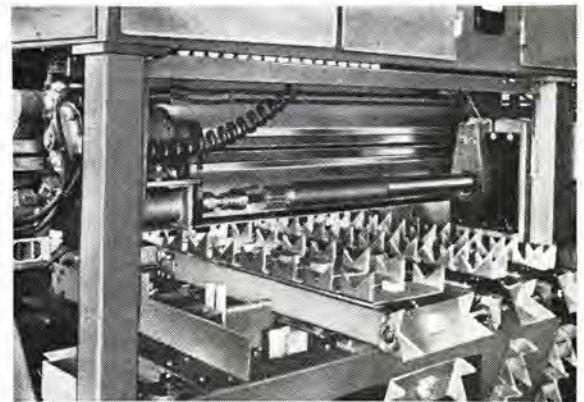


図 2.6 トラクタ アクスルシャフト 焼入機械装置 (アメリカ製)

のを水平方向にささえて加熱することは軸ヒズミの原因となる。もっともウエスチングハウス電機会社ではシャフトを水平方向にささえて、特許によりヒズミが生じないようなシャフトの横形焼入機械装置(図2.6)を製作している例⁽²⁾もある。この場合は焼入機械に送り込まれる前工程や処理後の後工程のコンベア設備との関連上から横送り方向での高周波処理がなされた。またブルツ用キャピラリックなどのようなへん平状のものは前後工程上から水平送りコンベアによって加熱冷却する横形焼入機械装置もある。(図2.1(c)参照)

ロー付用や鍛造用加熱の自動送りは、焼入れの場合と異なり冷

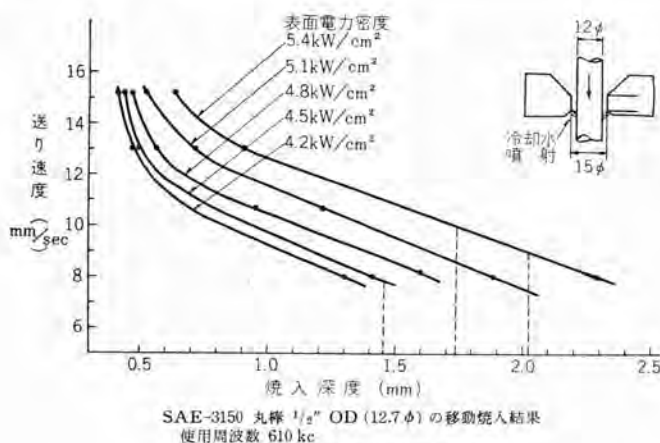


図 2.7 焼入送り速度の一例

却水をかける工程がないので、ほとんどが水平送り方式の横形加熱機械装置である。

立形横形以外に小さな被加熱物を短時間 (30 秒以下) で断続的に自動加熱するもので、ターンテーブル式がある。これは被加熱物の取付け取除きを一作業者が同一位置で短時間に多数個を処理するのに適している。高周波焼入用機械ではターンテーブル上の被加熱物は加熱コイルに回転して送り込まれるが、加熱時は被加熱物が上下動するか、加熱コイルが上下動して加熱され、冷却はその位置かまたは次の位置に移動する際冷却される。わが国の小物焼入用にはターンテーブル方式は比較的多い。ロー付用もターンテーブル式は多く使用されている。

2.3 被加熱物の駆動

連続移動焼入機械装置では、被焼入物が加熱コイル側かを相対的に移動させ、被焼入物自体も回転させることが多い。被焼入物の相対的送り速度は図 2.7 に一例を示すように、均一な硬化深度を得るためには加熱電力、加熱時間は電源電圧などの変動に対しても一定であることが必要である。このために加熱コイル中の通過時間である加熱時間、すなわち送り速度の偏差は、焼入硬化深度の許容変化範囲が $\pm 16\%$ 以下とされる場合には、速度偏差は約 $\pm 10\%$ 以下が電源電圧変動に対しても必要となる。同一の被焼入物で硬化深度を位置によって変える必要がある場合や硬化深度一定で被焼入物の径の異なる場合には、焼入位置によってプログラムされた送り速度に自動的に変えられる速度制御器を備えるものもある。自動車用リアアクスルシャフト焼入機械では、速度変更が 8 段階にプログラミングされるものを当社では製作した。⁽³⁾

被焼入物の回転駆動は、被焼入物の軸心が加熱コイル軸心に対して偏心した場合でも、全周にわたって均一な硬化深度を得るために回転させる。この回転数は加熱時間 (移動のときはコイル幅の通過時間) 中に加熱ムラが生じない程度以上の回転数を与える。

相対移動源と被焼入物の回転駆動源には一般に電動機または空気圧が用いられるが、大きな駆動力を必要とする場合には油圧と油圧モータを使用する。回転用駆動モータは焼入液の防湿のため注意が必要で、焼入液を浴びない位置に設けるか、場合によっては電動機を用いず、油圧モータ、水タービンなどを使用する例もある。

歯車の表面焼入の場合には、冷却中のみ回転を止める方法があり、これで大形歯車の歯先と歯底の均一な冷却を行なって焼きッ

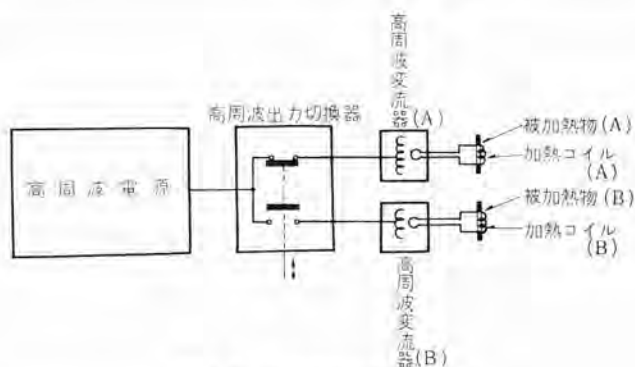


図 2.8 高周波出力切換方式

しを防止している例⁽⁴⁾がある。

2.4 加熱機械の交互運転

高周波電源一式の出力を 2 台の自動加熱機械装置へ交互に供給して加熱作業をする方式である。これは加熱機械の 1 サイクル動作時間中、高周波出力を発生して加熱する時間が、その $1/2 \sim 1/3$ になるような場合にこの方式を用いることにより、高周波電源の利用時間率は 95~60% に稼働させることができる。この方式は二つまたはそれ以上の加熱ステーションで交互に加熱するものであり、たとえば一方は焼入用に加熱中で他方では焼入物を取付け取除き、および冷却の作業が同時に行なえる。図 2.8 のように一式の電源と 2 台の自動焼入機械装置の組み合わせによって生産量は 1 台の焼入機械装置の組み合わせによる生産量の 200% 以上に倍増でき、作業者は 2 台の機械に対して 1 名ですむなど多くの利点がある。とくに大形のギヤの一発焼入れやロー付加熱などのように加熱時間が 1 サイクル中短いわりに、取付け取除き時間が長くを必要とする場合にしばしば用いられる。

2.5 全自動制御

自動加熱機械の制御は主として電気リレー回路により制御している。起動スイッチの始動により、被加熱物の自動送り (急上昇、停止、下降速度可変、停止) 被加熱物の回転停止、高周波電力の投入、電力可変、シャ断とその時間制御、放冷時間の可変設定、焼入液の噴射停止とその可変時間制御などその他機械構造物の制御などすべて一連のシーケンスを全自動で停止まで行なうものが一般的である。また被加熱物の大きさ長さ方向の位置検出によってそれらの位置制御ができるようになっている。

また保守点検やためし焼入れのときのために位置制御に無関係に各動作が各個に操作できるものも備えている。高周波加熱は加熱電力の応動特性が他の加熱設備に比して早いので、被加熱物のコイル内での温度を検出し、加熱電力や加熱時間 (送り速度) を制御して一定温度となるように制御しているものも最近は多くなりつつある。たとえば半導体の精製の場合には、 $1,420^{\circ}\text{C} \pm 0.2^{\circ}\text{C}$ の高精度の温度制御を行なっている例がある。

品質を一定に保つための制御としては、加熱電力、加熱時間、送り速度、焼入液の量、液圧、温度、冷却時間、位置出し精度などがあり、1 サイクル中の諸動作を、電源電圧や周囲条件の変動に対しても自動制御することにより安定に保つことができる。これは最近の自動計測制御技術の発達とともに従来の他の加熱設備で得られなかったことであり、均一な熱処理作業は、誘導加熱装置と自動加熱機械装置を利用することによって達成できる。

■ EH 形高圧コントロールセンタ

近時、3 kV 級の高圧回路の電源設備としては、油入または気中シヤ断器を装備したメタルクラッド形配電盤が多数使用されているが、その持つかずかずの機能を取り入れる一方、シヤ断器の代わりに電力可溶器と電圧電磁接触器を組み合わせる配電盤内に装備した、主として高圧小容量の電源設備用としてこの EH 形高圧コントロールセンタが開発された。この配電盤は高度の縮小化、安全性、保守、点検の便利さ、低コストを目的に新しく開発されたもので 3 kV 級の中容量以上を対称とするメタルクラッド形配電盤と並んで 3 kV 級小容量電源設備の中心となることが期待される。

この配電盤では電力可溶器と高圧電磁接触器を同一台車に装架し、これを自動連結式の引出構造にしてキ電ユニットに収納している。このため狭い空間にもこれらの機器を有効に収納でき、しかも保守、点検はきわめて便利である。高圧電磁接触器には、標準として SH-105 形または SH-205 形を使用して電回路の開閉および過電流保護を行なわせる一方、電力可溶器には新開発の CLS 形限流形電力可溶器を使用してキ電回路の短絡に対して限流的に溶断させて故障回路を切り離す。このほか変流器をも含めて各キ電回路ごとに単一のキ電ユニットを構成するが、このキ電ユニットは他のキ電ユニットおよび後部の補助ユニットとは、高電圧の面からは完全に隔離され独立しているなどメタルクラッド配電盤の機能を取り入れている。このキ電ユニットは外形寸法がその高さにおいて、従来の配電盤のその半分としてあるのでこれを上下に 2 段積み重ねることにより従来の配電盤と同一の高さで配電盤 1 面を構成することができる。これにより床占有面積が相当するメタルクラッド配電盤の約 1/2 とすることができる。

キ電ユニットを基準ユニットとして設定するとともに、ED 形パフセンタに使用されているところのユニバーサルフレームで構成する後部ハウジングを補助ユニットとして置き、前部のキ電ユニットに連結して 1 面の配電盤を構成するのが普通である。この後部ハウジング内



EH 形高圧コントロールセンタ

に、母線、引込ケーブル端子およびその端処理、計器用変圧器、制御用変圧器、高圧可溶器、低圧制御回路器具などが収納されるが、ハウジングがユニバーサルフレーム構造のためこれら器具および回路の特殊仕様に比較的容易に応じることができる。

各キ電ユニットにはそれぞれ次のようなインタロック装置およびシヤッタ装置を有している。すなわち、各キ電ユニットの前面トビラは台車上の高圧電磁接触器および電力可溶器が盤外より操作される操作棒により規定絶縁距離まで引出されると同時にシヤッタが閉じて電源から完全にこれらの機器をシヤヘイした後、前面トビラの鎖錠が解ける構造となっている。このために、常にシヤッタが閉じた状態で前面トビラの開閉、盤外への機器引出、盤内取付器具の点検などが行なえるので安全である。

このほかに、前面トビラを閉じたまま高圧電磁接触器および電力可溶器をいわゆる断路位置に置いておくことができるのでこのキ電回路に別に断路器を備える必要はなく、かつ前面トビラの開放のために保守員の作業のじゃまになったり、周囲の美観をそこなうこともない。

このように EH 形高圧コントロールセンタは、その設計はメタルクラッド配電盤ならびに ED 形パフセンタの製作経験に基づくもので、その各種機能の採用の上に独自の設計を加えることにより生れたものである。

なお、既に製作納入済の三菱レーヨン豊橋工場向け 1 群 4 面 8 キ電ユニットのほかに、現在、住友機械、大阪造幣局、三菱化成水島工場など数社向けのものが製作中である。

■ 発信電報中継装置

国際電報中継業務の自動化は、諸外国では、RCA を中心として活発に取り上げられているが、国際電信電話株式会社においてもその実現化をめざして、着々と、開発が進められている。このほど発信電報の自動中継を行なうための一構成機器である、発信電報中継装置の試作機が完成、今年 3 月、国際電信電話株式会社研究所に納入された。この装置を含む発信電報自動処理系のブロック図は、下図のとおりである。

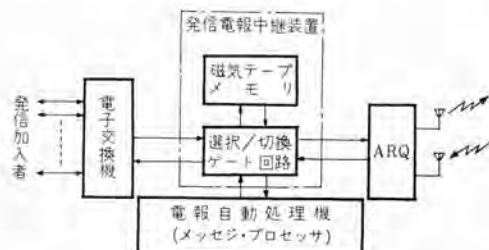


図 1. 発信電報自動処理系のブロック図



図2 発信電報中継装置“本体”

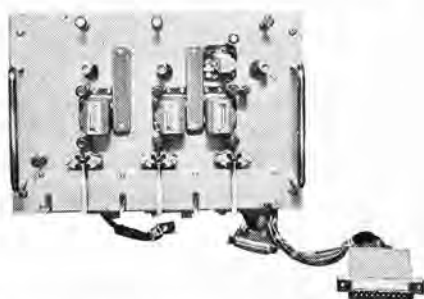


図3 発信電報中継装置磁気 テープメモリ（沖電製）

この装置は、NOR カードによる選択/切換 ゲート回路と磁気テープメモリとから構成されており、発信加入者から送られる電報を順次処理し、磁気テープメモリに記録する。記録された電報は、この装置から送られる信号で動作制御を行なう電報自動処理機（メッセージ・プロセッサ）からの指令信号に従って読み出され、サンプリング、順位判定、そう入文付加、回線状態判定などの動作後 ARQ を通って、着信加入者へその順位に従って、送り出される。

この装置のおもな仕様は、次のとおりである。

電源入力	電圧；100 V/200 V $\pm 10\%$
	消費電力；200 VA
信号	レベル；+10 V/0 V
	入力抵抗；2 k Ω
符号	入力；調歩式5単位
	出力；同時式5単位
速度	50 Bauds, 7.5 単位
制御信号	+10 V/0 V, 20 μ S \pm 5 μ S
テープ読出信号	3 mV/0 V

■ ORC-6C 無線機納入

当社は従来防衛庁海幕の艦船搭載用無線機として、ORC-6B 無線機を納入してきたが、昭和36年に電波法が改正されたので、

改正後の電波法に合致するように改造検討を進めた結果、ORC-6C 無線機として、今年8月にその最初の製品を海幕に納入した。

この無線機は、改正された電波法に合致することはもちろんであるが、それ以外に下記に述べるような特長を有している。

- (1) 指定された管制器によって、遠隔制御を行なうことができる。
- (2) 操作が非常に簡単である。
- (3) 送信部および受信部は、縦横の両方向に取り付けることができるので、装備上非常に有利である。
- (4) 送信部および受信部は、それぞれ二つのチャネルをもっていて、送信部は周波数切換スイッチによって、1挙動で切り換えて、そのうちの1チャネルで送信することができる。受信部は、2チャネルの同時受信ができるし、また、そのうちの1チャネルをミュートすることもできる。

この無線機的主要性能は下記のごとくである。

- (1) 周波数範囲 28~35 Mc
- (2) 電波形式 F3
- (3) 送信出力 12 W
- (4) 送信周波数偏差 $\pm 0.002\%$ 以内
- (5) 送信スプリアス -60 dB 以下
- (6) 受信方式 水晶制御 ダブルスーパーヘテロダイン方式
- (7) 受信感度 入力 2 μ V で S/N 15 dB 以上
- (8) 通信方式 ラレストーク方式
- (9) 電源 単相 50/60 c/s 115 V
- (10) 遠隔制御 所定の管制器により、電源の開閉、通話およびガードチャネルのミュート可能



無線機 ORC-6C

■ トリニスタを用いた自動電圧調整器

自励交流発電機用自動電圧調整器は従来大容量機に対しては磁気増幅器式が用いられており、航空機用など小容量機にはトランジスタ方式のものが製作されていたがこれらの改良形としてシリコン制御整流素子を用いた自動電圧調整器を船舶用 1,000 kVA 2P AC 450 V 60 c/s タービン発電機向けとして製作納入した。

引き続き 350 kVA 用ディーゼル発電機および 950 kVA ディーゼル発電機向けとして製作している。

本 AVR は、電圧検出部、SCR 点弧パルス位相回路、SCT 励

磁回路およびダンピング回路から構成されており、SCR 点弧回路には速応性の高いレミ-形磁気増幅器を用いて応答度を高めるとともに信頼度の高いものとしている。

おもな特長と性能は、

- (1) 磁気増幅器方式に比べて回路構成が速応性要素からなっているため応答度がきわめて早い。
- (2) 小形軽量で磁気増幅器方式の1/3程度の大きさである。
- (3) 電圧変動率がきわめて小さい。電圧変動率は、定格電圧の $\pm 1.0\%$ 以下である。
- (4) 並列運転用、横流補償回路、力率限定回路も容易に併加できる。しかもダンピング回路が簡単で特性もよい。
- (5) AVR 出力としては下記2とおりがある。

AVR 入力: AC 100-110 V 1 ϕ または 3 ϕ 50/60 c/s

AVR 出力:

SE-22 CR I 形 DC 50 V 3 A

II 形 DC 100 V 8 A

トリスタには高性能の当社製 CR-10 A および CR-20 A を採用している。



図1 トリスタを用いた自動電圧調整器(外観)

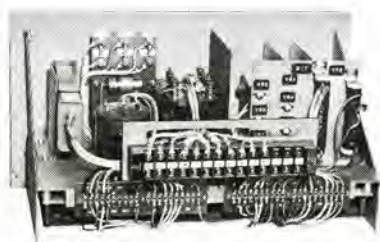


図2 トリスタを用いた自動電圧調整器(内観)

■ 自動同期投入装置および自動セン(揃)速装置

交流発電機の自動同期投入装置、自動セン速装置として当社では電子管式 XT-B 形 自動同期投入装置、XT-E 形 自動セン速装置を製作しており、広くその実績が認められているが、今回電子管部分を全トランジスタ化して小形軽量しかも高信頼度のものを製作し、船舶用 400 kVA \times 4 台用自動同期装置を納入した。

引き続き、連輸出船向け 350 kVA \times 3 台用 4 船分を製作中である。

特長

- (1) 自動セン速装置、自動同期装置およびその電源部分を一体化してコンパクトにまとめた。電圧平衡装置は必要に応じていつでも付加できるようになっている。
- (2) 船舶用としての特殊条件に十分満足できるようにとくに耐振動、衝撃特性を向上させ、さらに周囲温度 55 $^{\circ}$ C でも誤動作しないよう、トランジスタにはシリコンレナ形を採用している。
- (3) 発電機駆動機がタービンまたはディーゼルいずれの場合でも、ガバナ特性にマッチしたセン速動作が得られるようにしている。
- (4) 簡単なインターロック回路を付加することにより異系統またはル-ヲ系統の並列も行なえるようになっている。

この装置の性能は下記のとおりである。

1. 自動セン速装置

- (a) ガバナ駆動時間の設定範囲(周波数差 2 c/s にて) 4.5"~1.0" まで可調整
- (b) ガバナ最小停止時間の設定範囲 0.05"~3.0" まで可調整
- (c) 不動作限界周波数差の設定範囲 0.125~0.3 c/s まで可調整

2. 自動同期投入装置

- (a) シ-断器投入時間(投入指令前進時間)の設定範囲 0~0.4" まで可調整
- (b) 投入可能周波数差(動作限界周波数差)の設定範囲 0.3~0.05 c/s まで可調整



自動同期投入装置

■ 近鉄新車用電機品完成

かねて近畿日本鉄道から受注し、鋭意製作中であった新車用電機品一式が完成し納入された。今回納入されたおもな電機品は、ピスター用、エ-スカー用およびラビットカー用各主電動機、駆動装置制御装置、空制装置、ラビットカー用集電装置、および新ラビットカー用主電動機、駆動装置、空制装置、集電装置である。このうちピスターは名阪特急として、ラビットカーは南大阪線の各停車としてすでに実績のあるものであるが、エ-スカーおよび新ラビットカーは今回新しく設計されたものである。

エ-スカーは大阪-名古屋、大阪-宇治山田間を走る特急車であり、MMTT 編成でも高速度運転できるように主電動機は 145 kW と画期的な大容量であり、制御装置も従来のピスター用を大容量

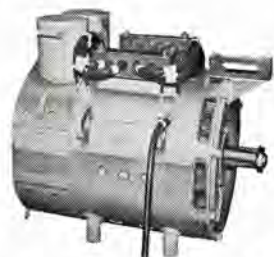


図 1 エスカー用 MB-3064-AC 2 形主電動機



図 2 エスカー用 CB-46 C-4 主制御器

化したものとなっている。

新ラビットカーは TMMT 編成としても、従来の全 M 車編成のラビットカーと匹敵する性能が得られるように、最新の技術を駆使して大容量の主電動機が製作された。

これらの新車はいずれも完成してすでに順調に営業運転に入っている。

■ 阪神電鉄納め通勤車用制御装置 10 組完成

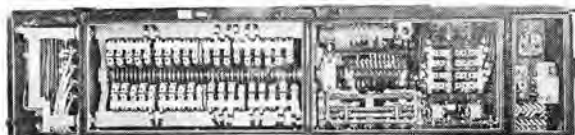
今回、製作した ABFM-114-15 MA 形制御装置は、MT 編成に対し 1 組装備し、通勤車用として第 1 表に示すような高性能を有するとともに完全無接点方式による限流値制御のほか、将来の 1,500 V 昇圧に対しても容易に切り換えるなど多くの新機軸を有しており、そのおもな特長は次のとおりである。

特 長

- (1) 簡単な電圧切換方式である。
- (2) 簡潔でしかも多段式制御である。
- (3) ショックがない、ノッチオフである。
- (4) 無接点制御である。
- (5) 装置はコンパクトである。

制御装置要目

用 途	通勤用（急行、準急、臨急）
駅間距離	最大 6.5 km
軌 間	1,435 mm
架線電圧	DC 600 V/DC 1,500 V （DC 700～450 V/DC 1,700～1,100 V）
自 重	M=35 t T=25 t



主制御器外観

定 員	M=140 人 T=150 人（満員客 250%）
編 成	MTc（最大 4 編成）
主 モ ー タ	110 kW, 600 V
制 御 方 式	ABFM-114-15 MA（複電圧切換方式）
加 速 度	2 km/h/s
減 速 度	3.9 km/h/s
ステッパ 数	22 ステッパ
制 御 電 源	DC 100 V, AC 100 V, 60 c/s
制 御 空 気 圧	5 kg/cm ²
ブレーキ 方式	HSC 空気 ブレーキのみ

■ 交直両用長限時時継電器

従来、長限時時継電器としては TKB 形限時時継電器があるが、これは交流専用である。直流用（交直両用）としては、JD-60-F 形限時時継電器 60 秒限時が最大であった。

用途によっては、直流電源により動作する限時時継電器の方がこのましい。そのため今回直流電源に使用できる精度の高い長限時時継電器として、JD-300-F 形限時時継電器を開発し製品化した。

これは交直両用形で最大整定 300 秒、使用電圧範囲は定格電圧の 80～130%、時限精度は前記使用電圧範囲にて、最大限時の ±5% 以下である。原理、構造は JD-60-F 形とほとんど同じであるが、制動用 マグネット が JD-60-F 形よりも強力になっている。

なお JD-300-F 形のほか、JDA-300-F も製作している。

写真は新形 JD-300-F 形限時時継電器の正面である。



JD-300-F 形限時時継電器
（カバーを取り除いたところ）

■ OU 形操作スイッチ標準系列の完成

従来より主として電磁開閉器、電磁時継電器などの操作スイッチとして一般工業方面に多数使用されてきた OT 形押しボタンスイッチにかわる新しい OU 形操作スイッチの標準系列を完成した。

開発にあたって行なった信頼できる市場調査の結果を十分製品

に反映し、少ない種類の部品で多くの機種が組立てできるように、各部品の共通化をはかって在庫管理の容易さと原価低減を考慮し、かつ高性能を目標に設計したものであるから使用者各位に満足していただけるものと確信する。後日発表予定の ランプ付、ランプトランス付系列も同様の考え方によっており多くの工業所有権の出願中である。

写真に示すように OT 形に比較して、OU 形は次のような特長がある。なお取付寸法は OT 形と同一のため互換性がある。

- (1) 高性能：表1のとおり JIS C-4503 の1号1種を十分保証するすぐれた性能である。
- (2) 広い使用範囲：標準機種が2倍に増加し、切換スイッチは当社独特の直接カム制御式で、カムも2種類増加したのでより広範囲の制御回路に便利に使用できる。
- (3) 小形、優美：とくにヘッド部分は背を低くし、意匠的にも統一されているので、盤面につけたとき体裁優美である。

表2に OU 形と OT 形操作スイッチの機種比較表を示す。

表1 性能表

定 格 表		
電 格 電 圧 (V)	定 格 電 流 (A)	連続通電容量 (A)
AC 250	5	10
AC 600	3	10

性 能 表	
投入シャ断電流量	定格電流の10倍で100回以上
電 気 的 寿 命	定格電流の5倍投入、定格電流シャ断で50万回以上
機 械 的 寿 命	500万回以上

表2 OU-OT 形 機種比較表

OU 形	OT 形	内 容
OU-A	OTA	L 形 押しボタンスイッチ
OU-B	OTB	キノコ形 押しボタンスイッチ
OU-C	OTC	2ノッチ 切換スイッチ
OU-D	OTD	3ノッチ 切換スイッチ
OU-E	OTE	選 択 押しボタンスイッチ (半ストローク)
OU-F	—	平 形 押しボタンスイッチ
OU-G	—	トツ形 押しボタンスイッチ
OU-H	—	選 択 押しボタンスイッチ (全ストローク)
OU-J	—	鍵 付 2ノッチ切換スイッチ
OU-K	—	鍵 付 3ノッチ切換スイッチ



図1 OT 押し ボタン 標準系列 OT 形



図2 OU 形操作 スイッチ 標準系列

■ 400 MVA 超高圧変圧器 2 台オーストラリアより受注

当社では、このほど オーストラリア・ニューサウスウェールズ電力局から、同局 マンモラ 発電所向け 400 MVA 348 kV 変圧器 2 台を受注した。マンモラ 発電所は、シドニー 市から約 120 km はなれたマンモラ 湖畔に位する火力発電所で、この変圧器は発電機電圧を 348 kV にてい昇するために使用される。変圧器の定格事項は次のとおりである。

特別三相 50 サイクル 400,000 kVA 連続定格

送油水冷式 外鉄形 フォームフィット 形 負荷時 タッチ 切換器付き

一次 17.5 kV

二次 348 kV

この変圧器は、定格的に記録的な大容量器であるので、各国メーカーの間に激しい受注戦が展開されたが、当社が受注に成功したのは、きびしい輸送制限を特別三相方式の採用によって解決したこと、さらに当社が同電力局 シドニーウエスト 変電所に納入した 145 MVA 変圧器7台が、きわめて優秀な成績で工場試験を終了したことから当社の技術が高く評価されたこと、などが大きな力となった。いずれにせよ、当社がオーストラリアにおいてさきの 145 MVA 7 台に引き続いてこのような大容量器の受注に成功したことは、今後の同国での受注活動に大きな実績を作ったこととして、きわめて意義深いことと考えられる。

■ 東北線向け試作 ED 75 形交流機関車受注

国鉄では、交流電化の進む東北線向けとして、シリコン整流器式の新形交流機関車を大量に製作されることになり、量産に先立って、このほどその試作車両を受注した。

この機関車は、従来のわが国交流機関車技術の集積のうえに、さらに画期的な最新技術を取り入れて設計された、四動軸機関車の決定版ともいふべき高性能機関車で、次のような特長を有している。

(1) 高い粘着性

交流機関車は直流機関車に比べて良好な粘着特性が得られる特長があるが、再粘着特性をさらに向上するため低圧タッチ切換方式を採用して主変圧器の内部インピーダンスの低下をはかってある。また磁気増幅器を用いて直流電圧を連続制御できるので、空転発生の誘因となるノッチ進段時の引張力のピークがなく、円滑な運転が行なえる。台車は軸重移動を抑制するため特殊なリンク構造となっている。

(2) 無電弧タッチ切換方式の採用

主回路にそう入した磁気増幅器により無電流とした後、タッチを切り換えるので、タッチ切換スイッチは最大通電電流が約 4,200 A に達するにもかかわらず、投入シャ断責務はわずか数 A でよく

タップ 切換器が簡単になり、保守も容易である。

(3) 制御回路の無接点化

制御極付 シリコン 整流素子 (SCR) や磁気増幅器を用いて大幅に無接点化し、性能の向上と保守の簡易化をはかっている。

(4) 機器の標準化

機種統一と互換性、60 c/s 地域への転用についても考慮してある。機関車の主要要目は次のとおりである。

方式・用途 シリコン 整流器式 客貨两用 重連総括制御付き

電気方式 単相交流 20 kV 50 c/s

重量・軸配置 67.2 t (運転整備) B-B

機関車寸法 (長) 13,600 × (幅) 2,800 × (高) 3,600 mm

機関車性能 最高運転速度 100 km/h

一時間定格引張り 14.0 t

一時間定格速度 49.1 km/h

一時間定格出力 1,900 kW

主電動機 MT 52 形 4 極 他力通風 F 種絶縁

一時間定格 (脈流) 475 kW, 900 V 570 A
1,070 rpm

駆動装置 ツリカケ式 弾性歯車使用 歯車比 4.44

主変圧器 外鉄形送油風冷式 フォームフィット 形

一次容量 2,330 kVA (冬期 2,710 kVA)

■ 気象庁向け富士山頂気象用レーダ装置受注

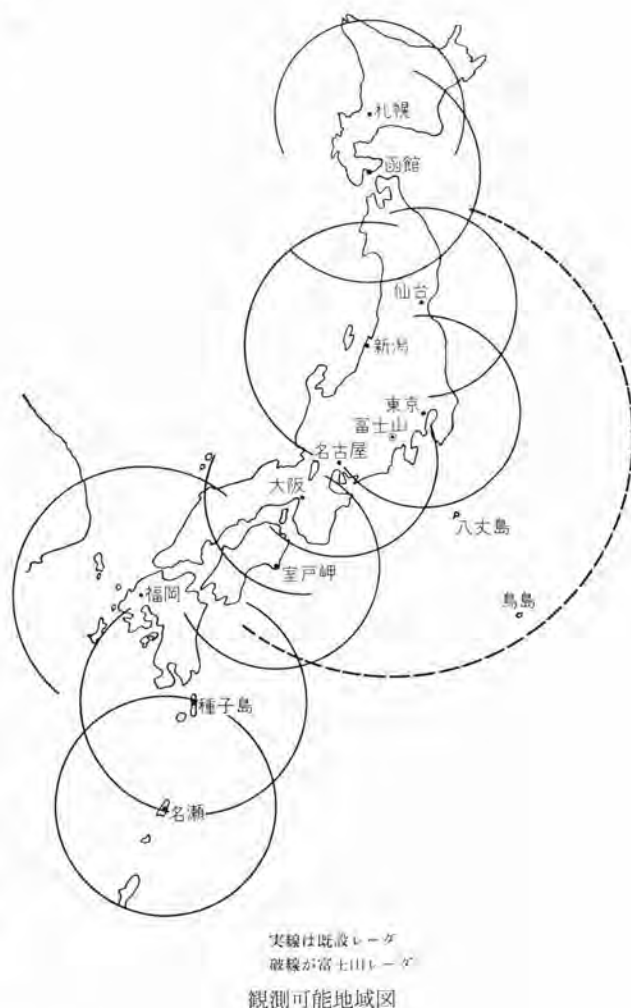
気象庁では十年来各地に気象用レーダを設置し (当社は東京、名古屋、札幌向けを納入) 気象予報につとめてきたが、レーダの性質上地形的な制限をうけ、1 台のレーダの有効範囲はおのずから限界がある。数年来、地形の制限をうけない富士山頂に大形レーダを設置し、太平洋上はるかに台風をほそくし災害防止の一威力とする計画が進められてきたが、遂に本年度予算で実施の運びとなり、当社の優秀な技術が認められ受注に成功した。

世界に類をみない高所レーダのため幾多の技術的な問題が予想され、その対策が着々進められているが、このレーダの特長としてその一端を紹介すると、強風、降水、降雪、凍結、落雷など山頂のかくくした気象条件に耐えるよう冬期 2 回にわたる登山実験の結果、わが国最初のスペースフレーム式 レードーム を採用して直径 5 m の大形アンテナを保護している。

また、富士山頂-東京間 100 km に専用 マイクロ 波 レーダリレー回線を用いて、レーダ 影像とそのデータを伝送し、東京気象台で同時観測できるとともに山頂レーダの遠隔制御ができるシステムを採用し、とくにアンテナ 角度の伝送方式に新技術を駆使してその精度を発揮させている。

さらにこのレーダの特殊条件として機器搬入が夏季に限定されるため、その輸送にはヘリコプタをはじめあらゆる機動力を用いて、集中的に行ない、来年秋、降雪期前に完成しようと社内外の絶大な努力が注入されている。

これが完成の暁には、従来ほとんど無防備に近かった鳥島南方より急速に北上して関東地方を襲う大形台風に対して、その早期予報を可能とし、防災上著しく貢献するであろうと期待されている。



磁気軸受付 MU-31 形 積算電力計

電力の公平な取引を行なうには取引に使用する積算電力計の精度が長期間変化しないものでなくてはならない。積算電力計の特性の経年変化を生ずるおもな原因として次のものがあげられる。

- (1) 軸受の摩耗および油のガム化
- (2) 計量器の摩擦増加
- (3) 制動磁石の磁力の変化

この内制動磁石に関しては、磁鋼の発達によりほとんど問題がなくなり軸受部および計量器の二点がさらに改良を要する問題として残っている。この軸受部に関して従来広く用いられているピボット（またはボール）軸受のように回転子を機械的にささえるのではなくして磁石の反発力でささえる反発形磁気軸受（マグネスラスト軸受）を用い、計量器に関してはウォームホイールの直径を大きくしその軸受に宝石を使用して、計量器の摩擦の経年変化を小さくしたマグネスラスト軸受付 MU-31 形積算電力計（図 1）を開発したので紹介する。



図 1 MU-31 形積算電力計

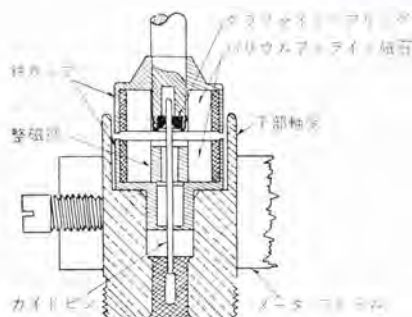


図 2 マグネスラスト軸受構造図

■ マグネスラスト軸受の構造

磁気軸受には吸引形と反発形の 2 種があるが MU-31 形には図 2 のごとく反発形磁気軸受（マグネスラスト軸受）を採用しており、その構造は図示のごとく鉄カウで保護された二つの小さいリング状の軸受磁石の反発力で回転子をささえ、回転子の上下両端に横推力を受けとめるためにグラファイトベアリングとガイドピンからなるガイド軸受がついている。

■ マグネスラスト軸受の特長

- (1) ピボットまたはボール軸受のように大きな機械的圧力の加わる部分がないので寿命が長い。
- (2) 軸受磁石間ギャップと荷重との関係が図 3 に示すごとく安定している。
- (3) 軸受に油を用いていないので油のガム化を生じない。
- (4) 軸受磁石として抗磁力の大きいバリウムフェライト磁石を用いているので種々の周囲条件に対し回転子は安定で経年変化はほとんどない。

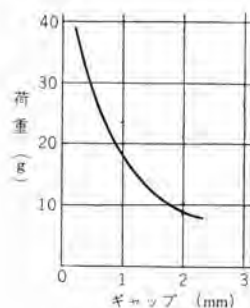


図 3 マグネスラスト軸受の反発力特性

三 菱 マ イ ク ロ ポ ンプ VP-35 形 (50 c/s 用) VP-36 形 (60 c/s 用)

当社では、今まで給排水の不可能なところでも手軽に操作でき断続的に使用する場合にも呼び水の必要がなく、しかも、片手で持ち運びができる携帯用ポンプ“三菱マイクロポンプ”を開発いたしました。

■ 特 長

- (1) 手軽に持ち運びできる小形携帯ポンプ。
- (2) 再々呼び水をする必要のない逆止弁つき。
- (3) 自吸式。

■ 仕 様

モートル

- (1) 種 類 SL-FT 形 オートカット付コンデンサモートル
- (2) 消費電力 50 c/s ~ 70 W, 60 c/s ~ 80 W
- (3) 極 数 2 極
- (4) 電 圧 100 V

- (5) コンデンサ 10 μ F

ポンプ

- (1) 種 類 自吸式



- (2) 吸上高さ 1.5 m
- (3) 全揚程 3.5 m
- (4) 標準揚水量 15 l/min
- (5) 吸込管呼び径 15 mm
- (6) 吐出管呼び径 15 mm
- (7) 重量 5.9 kg

■ 用 途

- (1) シャワー用

- (2) 噴水用として池に、喫茶店に、造園など
- (3) 他の給排水用
- (4) 太陽熱温水器への送水
- (5) 雨ぐつや自動車の洗浄
- (6) 簡易水道用
- (7) 金魚屋さんなどの業務用
- (8) その他給排水用

三菱エアタオル ET-1201 形 (殺菌灯つき)



スタンド式三菱エアタオル

エアタオルは、ハンカチーフやタオル、ペーパーなどで手をふく代わりにモータに直結されたファンで空気を吸い込み、ヒータであたためて熱風にし、送風口から送りだして手をかわかすしくみになっています。これは一般家庭はもとよりオフィス、工場、デパート、劇場、病院、駅などあらゆるところの洗面所、お手洗、食堂、台所などにご利用いただけます。

■ 特 長

- (1) 温風乾燥なので衛生的、しかも 2,537 Å 紫外線を豊富に出す当社独特の殺菌灯付きですので、ぬれた手を完全に殺菌、消毒します。また紫外線は、ひふの若返りやしもやけ、ひびなどの予防にも役立ちます。
- (2) ぬれた手を触れずに電気の入切ができる、完全で使いやすい足踏みスイッチを採用している。
- (3) 強力で寿命の長い三菱モータに、独自の消音装置が内蔵されているので騒音がない。
- (4) 温度ヒューズによる安全装置付き。
- (5) 取付場所により壁掛式、スタンド式両方を用意しており、取り付けが簡単にできる。

■ 仕 様

- (1) 電 源 100 V, 50/60 c/s
- (2) 消費電力 モータ 110 W, ヒータ 1 kW
- (3) 回 転 数 10,000 回転/min
- (4) 風 量 10 m³/min
- (5) 吹出口風速 12.5 m/sec
- (6) 乾燥時間 約 40~45 sec
- (7) コー ド 電源側 2 m, スイッチ側 1.5 m (壁掛式のみ)
- (8) 製品重量 スタンド式 17.5 kg, 壁掛式 4.1 kg
- (9) 外形寸法 136 (幅) × 358 (高さ) × 171 (奥行) mm

三菱ランタン CL-75 形

このランタンは、登山、キャンプなどのレジャー用品として、また建設現場の灯火用としても好変なつり下げ、床置き、携帯兼用になっております。

■ 特 長

- (1) つり下げ、床置き、携帯兼用で登山、キャンプにはとくに好適。
- (2) 反射板付きなので非常に明るい。
- (3) ラスチック部分は、コップとしても使用できたいへん便利。

■ 仕 様

- (1) 単一乾電池 2 個使用
- (2) 予備球付き 反射板付き
- (3) 色 調 ブルー、ピンク、グリーン





計器用制御磁石装置

発明者 山 縣 穆

この発明は磁鋼と継鉄とを閉磁路を形成するように結合し、これを非磁性金属体で覆固して一体にし、上記継鉄の一部に切断部を設けてC字形とした計器用制動磁石装置の改良に関するもので、上記磁鋼の両磁極に定着された両継鉄の各一端を上記非磁性金属体から露出させ、この露出面にまたがり整磁鋼を定着し、上記磁鋼に整磁鋼を並設することにより、温度の変動による上記磁鋼の磁気抵抗の増減にかかわらず上記切断部を通る磁束量を常にほぼ一定にしようとするものである。

この装置の平面を示す図1、側面を示す図2、および断面を示す図3において、(1)はU字状の継鉄で両脚(2)、(3)、間に磁鋼(4)をその磁極で挟持し閉磁路を形成している。(5)は上記継鉄と磁鋼の外周を覆固する非磁性金属包被体で、図示のものはアルミニウムダイカストからなり、上記脚方向の両端は計器ツブ体への取付部(6)、(6)を形成している。(7)は継鉄の一脚たとえば脚(3)の一部に設けられ回転円板をそう入する切断部で、上記閉磁路は一部に空気を有するC字状の磁路をなしている。(8)は方形板状の整磁鋼で上記包被体の一部を切削して形成された上記継鉄両脚端の露出面(9)、(9)にまたがり定着されている。

したがって同上記この考案の装置の温度が上昇すると上記切

断部を通る有効磁束が減少しようとするも、この時整磁鋼の磁気抵抗も増大し整磁鋼を通っていた短絡磁束の一部が有効磁束になり上記減少磁束を補うので、温度の変動による有効磁束の増減を防止することができる。

この考案の制動磁石装置は非磁性金属ダイカストにより継鉄と磁鋼を一体に結合したものを相当長期にわたるエージング期間後に高価な整磁鋼を定着した後に計器に組み立て得るので、継鉄、磁鋼および整磁鋼を一体にダイカストするものに比べ、高価な整磁鋼を遊ばす期間が短く、そのため資金運転がよいほかに、整磁鋼の取り換えが容易などのすぐれた利点がある。

(特許第304820号) (小林記)

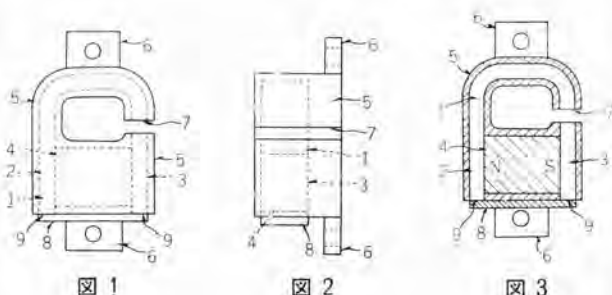


図1

図2

図3

扇風機翼車の塑造型

考案者 前田祐利・伊藤明・丸本智

この考案は、たとえば合成樹脂を塑造材として成型される扇風機翼車の塑造型に関するもので、金属製ボス心体(1)をカ(嵌)合支持する中心ピン(2)を軸心上に設けた固定形(3)と、中心ピン(2)の先端をカ(嵌)合支持する中心孔(4)を有しこの中心孔の同心上に塑造材を分岐して注入する3個の注入孔(5)を設けた可動形(6)とより構成され、この塑造型に塑造材を注入すると塑造材は注入孔(5)にて3経路に分岐されて塑造型内(7)に注入され、これの末端方向に均等に充てんされて中心ピン(2)の貫通部を軸孔(8)にした扇風機翼車(9)を形成することができるものである。

上述のように、この考案の中心ピン(2)は固定形(3)と可動形(6)間にまたがってカ(嵌)合支持されているので、塑造材の注入時にこれが傾き塑造翼車の軸孔(8)が偏心することがなく、また注入口(5)によって形成された3個の突起(9a)は細長い形状のためきわめて簡単に切断し得るので、これを切断する際翼車にキ裂が生じるおそれもなく、したがって従来のものに比べ塑造翼車の品質を飛躍的に向上することができるものである。

(実用新案登録第570110号) (藤田記)

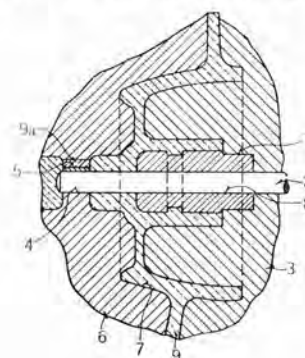


図1

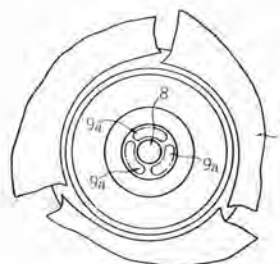


図2

次号予定

三菱電機技報 Vol. 37 No. 10

光源と照明特集

◎文化と照明

- 高速自動車道路における照明基準案
- 電気ルミネセンスランプ——その特性と応用
- 超高出力ケイ光ランプ
- 新形水銀ランプ
- 各種光源による建築材料の見かけの色
- 天然色写真の写場の照明と光源 (2)
- 各種の照明施設における経済照度に関する考察
- ケイ光灯の防塵に関する研究
- 名神高速道路尼崎インターチェンジの照明
- 冷凍室の照明
- 三菱電機スカイリングの照明設備と広告照明ランダム点滅制御装置
- 新しい住宅照明の考え方
- 広告照明に利用する偏光材料ムービングシート
- サンセットタイムの実動試験
- 技術解説: ケイ光灯および水銀灯の点灯回路
ケイ光体の理論と実際

三菱電機技報編集委員会

委員長 小倉弘毅
副委員長 宗村平
常任委員 明石精
" 安藤安二
" 大野寛孝
" 河合武彦
" 小堀富次雄
" 篠崎善助
" 高井得一郎
" 中野光雄
" 馬場文夫
" 宮内圭次
" 山田栄一
委員 岩原二郎
" 片岡高示
" 榎本俊弥
" 堀真幸
" 向井徳樹

(以上 50 音順)

昭和 38 年 9 月 22 日印刷 昭和 38 年 9 月 25 日発行
「禁無断転載」 定価 1 部 金 100 円 (送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 小倉弘毅

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 大日本印刷株式会社

印刷者

東京都新宿区市谷加賀町 1 丁目 高橋武夫

発行所

三菱電機株式会社内「三菱電機技報社」
東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 (三菱電機ビル内)
(電) 東京 (212) 大代表 6111

発売元

東京都千代田区神田錦町 3 の 1 株式会社オーム社書店
電話 (291) 0915・0916 振替東京 20018

本社 営業所 研究所 製作所 工場 所在地

本 社	東 京 都 千 代 田 区 丸 の 内 2 丁 目 12 番 地 (三菱電機ビル内) (電) 東京 (212) 大代表 6111
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内 2 丁目 12 番地 (三菱電機ビル内) (電) 東京 (212) 大代表 6111
大阪営業所	大阪市北区堂島北町 8 番地 1 (電) 大阪 (312) 大代表 1231
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町 8 番地 1 (電) 大阪 (312) 大代表 1231
名古屋営業所	名古屋市中区広小路通り 2 の 4 (電) 本局 (23) 大代表 6231
" 商品部	名古屋市中村区広井町 3 丁目 88 番地 (大名古屋ビル内) (電) 名古屋 (56) 大代表 (5311)
福岡営業所	福岡市天神町 58 番地 (天神ビル内) (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌営業所	札幌市北二条西 4 丁目 1 番地 (北海道ビル内) (電) 札幌 (6) 大代表 9111
仙台営業所	仙台市大町 4 丁目 175 番地 (新仙台ビル内) (電) 仙台 (22) 代表 6101
富山営業所	富山市総曲輪 490 の 3 (明治生命館内) (電) 富山 (3) 代表 3151
広島営業所	広島市八丁堀 63 番地 (昭和ビル内) (電) 広島 (21) 4411~8
高松営業所	高松市寿町 1 丁目 4 番地 (第一生命ビル内) (電) 高松 (2) 代表 5021・4416 (直通)
北九州出張所	北九州市小倉区京町 10 丁目 281 番地 (電) 小倉 (52) 8234
静岡出張所	静岡市七間町 9 番地 10 (電) 静岡 (53) 代表 9186
岡山出張所	岡山市上石井 174 番地 (岡山会館 4 階) (電) 岡山 (4) 0331~2
長崎出張所	長崎市江戸町 30 (電) (2) 0293
金沢出張所	金沢市田丸町 55 番地 1 (電) 金沢 (3) 6213
研 究 所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
商品研究所	鎌倉市大船 782 番地 (電) 大船 (6) 代表 3131
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町 3 丁目 (電) 兵庫 (67) 代表 5041
伊丹製作所	尼崎市南清水字中野 80 番地 (電) 大阪 (481) 8021 伊丹局 代表 2481
長崎製作所	長崎市平戸小屋町 122 番地 (電) 長崎 (3) 代表 3101
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 (88) 代表 0431
福山製作所	福山市神野上町 6 丁目 709 番地 (電) 福山 (2) 代表 2800
姫路製作所	姫路市千代田町 840 番地 (電) 姫路 (23) 大代表 1251
相模製作所	相模原市小山字久保 224 の 224 (電) 相模原 (0427) —(7)— 代表 3231・3241
静岡製作所	静岡市小島 110 番地 (電) 静岡 (85) 大代表 1111
中津川製作所	中津川市駒場 928 番地 2 (電) 中津川 2121~8
和歌山製作所	和歌山市岡町 91 番地 (電) 和歌山 (3) 代表 1275
大船製作所	鎌倉市大船 800 番地 (電) 鎌倉 (6) 代表 2121
郡山製作所	郡山市字境橋町 1 番地 (電) 郡山 (2) 1220~1223
群馬製作所	群馬県新田郡尾島町大字岩松 800 番地 (電) 尾島 270 番 太田 3981 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
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 4141
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 (92) 代表 1141
鎌倉製作所	名古屋市中区矢田町 18 丁目 1 番地 (電) 名古屋 (73) 代表 1531
札幌修理工場	札幌市北二条東 13 丁目 98 番地 (電) 札幌 (2) 3976

● 四国電力 新徳島火力線 保護用搬送 保護継電装置

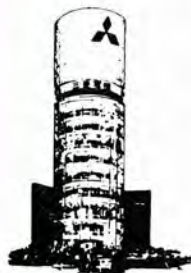
本装置は、四国電力新徳島火力線保護用として、新徳島発電所および国府変電所に設置されたものです。

新徳島火力線は、上記電気所間 28 km の超高压直接接地電流であり、とくに信頼性が高く、動作速度の早いことが要求されておりましたが、当社模倣送電線による厳密なテストを終了し、現在稼働中のものです。

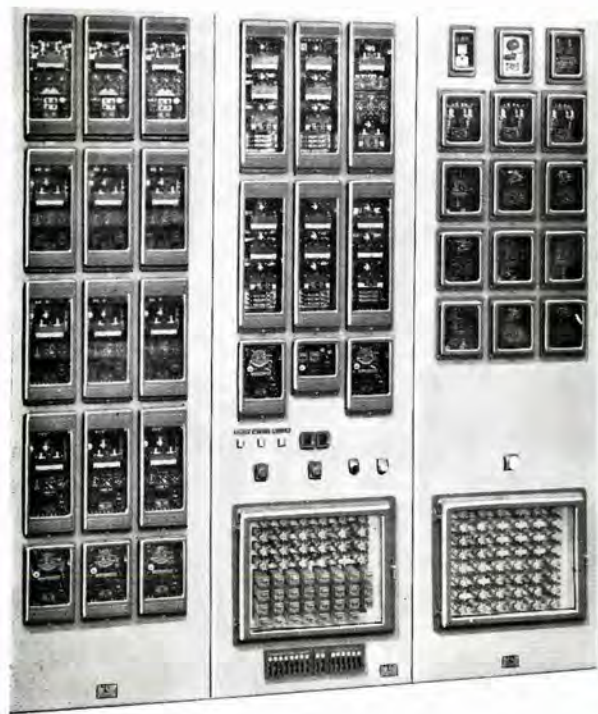
本装置のおもな特長は、次のとおりです。

- (1) 内部故障時、片端のみから短絡 5 A、地絡 3 A 以上の電流があれば 3 c/s 以内に両端トリップする。
- (2) 短絡、地絡兼用の距離継電器 KZG 形を使用している。
- (3) 単相面回路を行なっている。

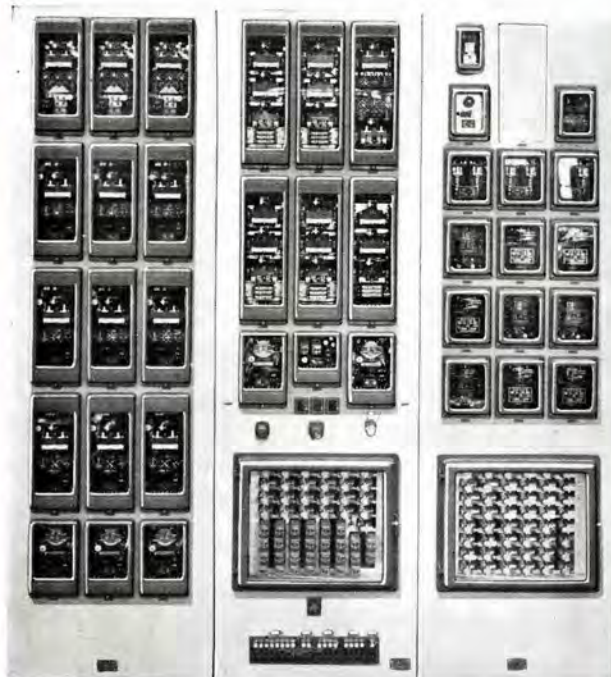
なお、直接接地電流のキャリヤ、リレーは、位相比較のものを九州電力刈田—西谷間に納入しておりますが、方向比較のものは当社として初めてであり、とくに (2) 項は、当社独自の技術であります。また搬送部は、オールトランススタ式で、当社無線機製作所で製作したものを使用しています。



社会と企業を結ぶPR施設
三菱電機スカイリング



四国電力新徳島発電所納め搬送保護継電器盤



四国電力国府変電所納め搬送保護継電器盤



名古屋大学プラズマ研究所納め 完全電離定常プラズマ発生装置マグネチックチャンネルおよびベリアルチェンバ

昭和 38 年 3 月 プラズマ 研究所に設置されたこの装置 (通称 QP) は、プラズマ 物性研究の対象とするのに適した「静か」な完全電離プラズマ を定常的に発生するためのものである。マグネチックチャンネル (以下 MC) の プラズマ 容器 (直径 150 ϕ , 長さ 530 および 670 の ガラ 管それぞれ 5 本および 2 本を、ステンレス 製角形管を介して接続したもの) には、この周囲をとりまく 7 個の水冷式 コイルによって発生した 3,000 ガウスの強磁界が軸方向に印加されている。PIG 放電管からこの MC に定常的に流入してくる プラズマ は、ベリアルチェンバ (以下 BC) に向う途中、MC の 6 個所に設けられた 10" 拡散ホップによる選択的排気によって次第に電離度を高められ、MC 最終段において 95% 程度の電離度に達し、その後 BC に入って中性化した後 26" 拡散 ホップにより系外に排出される。プラズマ の精密測定は角形管に設けられた観測孔を通じて行なわれる。この装置はわが国最大の プラズマ 装置として プラズマ 物性研究上かずかずの成果をもたらすものと期待されているが、昭和 38 年以降の計画では MC の プラズマ をさらに高周波加熱部に導きそこでイオサイクロトロン法による プラズマ 加熱を行なうことになっている。

装置の概略仕様は次のとおりです。

MC コイル	所要電力 600 V, 300 A, 磁界 3,000 ガウス (連続定格), 中心軸上磁界脈動 3% 以下, コイル 数 7 個, 全重量十数トン,
MC プラズマ 容器	到達真空度 10^{-6} mmHg. PIG 放電管よりの プラズマ 流入量 500 lusec のとき, 中性 ガス 分圧 (推定値) は PIG 側で 4×10^{-4} , BC 側で 8×10^{-6} mmHg.