

MITSUBISHI DENKI GIHO 三菱電機技報

Vol.41 February 1967

電気車電機品特集

2

スペイン国鉄向け大容量直流電気機関車





電気車電機品特集

目次

《特集論文》

スペイン国鉄納め直流電気機関車	河野正七・武田達男・山下孝之 小川清一・河村寿三・白庄司昭	271
国鉄向けサイリスタ制御 ED 75501 号交流電気機関車	三橋英一・矢野昌雄・芦谷正裕・黒田幸男	281
最近の車両用変圧器の諸問題	南角英男・鶴田敬二・黒田幸男・高樹康英・渡辺次男	293
最近の車両用主電動機	浅趣泰男・河村寿三	302
サイリスタによる電車用チョッパ制御装置	小原太郎・永岡 栄	310
列車自動運転装置	北岡 隆・六藤孝雄・鳥居健太・山崎英蔵	318
新幹線 ATC 用自動試験装置	石田哲爾・鳥居健太	325
車両用サイリスタインバータ	宮内圭次・太田幹雄・民井精三・徳富義宏・小原太郎	331
ウズ電流式レールブレーキ	衛藤 護・片岡正博	340
車両用ラインデリヤ	炭竈 忠一	345

《普通論文》

ME-2H 301 形 2GC 帯多重無線機	阿部 修・嶋田 正・陶山昌雄	351
Sバンド広帯域パルスクライストロン	岡田武夫・小野寺俊男・神生忠興・大野昭郎・家喜洋司	356
ダンバレス同期電動機	東海林恵二郎	361
電気用接着剤	伊藤公男・進藤紘二	367
第2法による電気鉄板の層間抵抗試験機	土屋英司・大村俊次	374

《電子計算機シリーズ》

キングズベリ形スラスト軸受の作動特性解析	山本 明	380
----------------------	------	-----

《技術解説》

シリコン制御整流素子のスイッチング特性上の問題 (その1)	船川 繁・飯田隆彦・小島鈴夫	389
-------------------------------	----------------	-----

《新製品紹介》

G-23S 形警報接点付 3要素記録計完成 (直動形ペン書式)・三菱 (貫通形・一次巻込形) 変流器 CW シリーズ完成・携帯用電気カンナ・携帯用電気ミソ切機・携帯用電気丸ノコ	400
--	-----

《ニュースフラッシュ》

405 PS 4,500/4,500 rpm 超音速精密 ED ダイナモメータ完成・電々公社見通し外回線用 2Gc 帯大電力サーキュレータ完成・ユーロランド国鉄より交流式ディーゼル電気機関車 55 両を受注・相模川水系に MELCOM-1600 オンライン計算制御システム納入・フイリピン・マニラ電力庁向け三相 750 kVA ボールト形一次側三位置スイッチ付“ネットワーク変圧器”3台を納入	403
--	-----

《特許と新案》

エレベータ制御装置・列車制動装置・複合特性を有する継電装置	349
-------------------------------	-----

《表紙》

1. スペイン国鉄納め直流電気機関車

三菱電機ではスペイン国鉄から直流 3,000 V/1,500 V の複電圧式電気機関車の完成車 2 両、主要部品 14 両分を受注していたが、完成車 2 両は 1966 年 12 月無事引渡しを終了し、現在優秀な成績で就業中である。この機関車は複電圧サービスの機関車であることのほか、1 台車 1 電動機方式である。主電動機はタンデム形電機子であり、客貨両用サービスのために歯車比切り換えを行なっている。制御装置はパーニヤ式超多段の自動進段、抑速発電ブレーキつきであるなど多数の特長を有している。重量 80 t 出力 2,700 kW の重連可能な機関車である。

わが国はインド国鉄ほかに多数の機関車の輸出を行なってきたが、ここにさらにヨーロッパ大陸に初めての日本製機関車が活躍することになったわけで、きわめて意義深いものである。

2. ラインデリヤ
3. 自動食器洗い
4. 洗たく機 CW-780 形





SPECIAL COLLECTION OF ELECTRIC APPARATUS FOR ROLLING STOCK

CONTENTS

SPECIALLY COLLECTED PAPERS	
DC Electric Locomotives for R. E. N. F. E. (Spanish National Railways).....	271
Shohshichi Kohno • Tatsuo Takeda • Takayuki Yamashita • Seiichi Ogawa • Toshimi Kawamura Akiya Shirashōji	
Thyristor Controlled AC Electric Locomotive Type ED 75501 for the Japanese Railways	281
Eiichi Mitsuhashi • Masao Yano • Masahiro Ashiya • Yukio Kuroda	
The Latest Problems on Main Transformers for Rolling Stock.....	293
Hideo Nankaku • Keiji Tsuruta • Sachio Kuroda • Yasuhide Takahashi • Tsuguo Watanabe	
Recent Traction Motor for Electric Rolling Stock.....	302
Yasuo Asagoe • Toshimi Kawamura	
Thyristor Chopper Controllers of Electric Cars	310
Tarō Ohara • Sakae Nagaoka	
Automatic Train Operating Equipment.....	318
Takashi Kitaoka • Takao Muto • Kenta Torii • Hidezō Yamazaki	
Automatic Test Equipment for Automatic Train Controls of the New Trunk Line.....	325
Tetsuji Ishida • Kenta Torii	
Thyristor Inverters for Rolling Stock.....	331
Keiji Miyachi • Mikio Ōta • Seizō Tamii • Yoshihiro Tokutomi • Tarō Ōhara	
Eddy Current Rail Brake.....	340
Mamoru Etō • Masahiro Kataoka	
Linedeliver for Railway Cars.....	345
Chūichi Sumigama	
TECHNICAL PAPERS	
Type ME-2H 301, 2 Gc Band Radio Equipment for Multiplex Communication.....	351
Osamu Abe • Tadashi Shimada • Masao Suyama	
S-band Wide Band Pulse Klystron.....	356
Takeo Okada • Toshio Onodera • Tadaoki Shinsei • Akio Ōno • Hiroshi Ieki	
Damperless Synchronous Motors.....	361
Keijirō Shōji	
Adhesive Agents for Electric Machines.....	367
Kimio Itō • Koji Shindō	
Testers for Surface Insulation Resistance of Electrical Sheet Steel Based on Method 2.....	374
Hideshi Tsuchiya • Toshitsugu Ōmura	
APPLICATION OF COMPUTERS FOR USER-SERIES	
Characteristic Analysis of Kingsbury Type Thrust Bearing Performance.....	380
Akira Yamamoto	
TECHNICAL EXPLANATION	
Switching Characteristics of Silicon Controlled Rectifier and their Utilization for Application.....	389
Shigeru Funagawa • Takahiko Iida • Suzuo Kojima	
NEW PRODUCTS	400
NEWS FLASH	403
PATENT AND UTILITY MODEL	349
COVER EXPLANATION	

The Mitsubishi Electric Corporation, receiving an order for two complete locomotives rated at double voltages of 3,000/1,500 V DC and fourteen car sets of principal components of them from the Spanish National Railways, made successful delivery of two complete units in December, 1966. They are now in service with excellent results.

The locomotive, in addition to the feature of double voltage operation, is on a system with one traction motor for one truck. The motor is provided with tandem armatures. In operating the locomotive for both passenger and freight cars, the gear ratio is changed over to meet the conditions. The locomotive has a number of merits, control equipment with automatic step advancing of vernier type super multistages and dynamic brake of speed suppression being among them. It weighs 80 tons and delivers an output of 2,700 kW, permitting tandem coupling with other unit. The company has exported many locomotives to several enterprises including the Indian National Railways, but it is a significant event to have Japanese locomotives run for the first time in the European Continent.

UDC 621.335.2.024

スペイン国鉄納め直流電気機関車

河野正七・武田達男・山下孝之・小川清一・河村寿三・白庄司昭
三菱電機技報 Vol.41・No.2・P 271~280

当社ではこのほどスペイン国鉄から直流3,000V/1,500V複電圧式電気機関車を受注し、技術の粋をつくして製作中であつたが、1966年11月に無事積出完了した。契約はスペインの3メーカーとの共同受注で、一部は日本で完全組立、または部品供給の形をとる。

特長は複電圧であること、粘着係数を改善しかつ複電圧の切り換えを容易にするために一台車一電動機方式、主電動機はタンデム電機子形、駆動方式はWNドライブで客貨両用サービスのために歯車比をそれぞれ切り換え、旅客ケン引時は最高 130 km/hのサービス、出力は2,700kW、重量80tの超軽量、制御装置はパレーキつき、重連可能



ビスのために歯車比をそれぞれ切り換え、
一ニヤ式超多段制御自動進段、抑速発電などである。

UDC 621.337:621.314.63

サイリスタによる電車用チョップ制御装置

小原太郎・永岡 栄
三菱電機技報 Vol.41・No.2・P 310~317

ここ、1~2年の間に急速に開発され発展した、DCサイリスタチョップ制御装置は、電圧的には1,500V、電流的には1,000Aの制御が可能となり、制御性能の技術では実用化の域に達した。今後、誘導障害対策とコストの低下を計ることが検討される段階である。前者は、制御方式として多相多重制御の導入とコンデンサの開発とともに、小形フィルタの出現によって、後者はサイリスタの大量生産によるコスト低下によって実現されるであろう。ここに開発されたDCサイリスタチョップ制御装置の技術は、電鉄関係ばかりではなく他の分野にも応用されるであろう。電車の回生制動もこの装置の出現によってさらに大きく実用化へと展開するであろう。



UDC 621.335.025:621.314.63

国鉄向けサイリスタ制御ED75501号交流電気機関車

三橋英一・矢野昌雄・芦谷正裕・黒田幸男
三菱電機技報 Vol.41・No.2・P 281~292

国鉄北海道函館本線が50%20kV電化されることになり、サイリスタ制御のED75501号交流機関車を新しく製作完成した。

この機関車は今まで交流車両につきものであつたタップの切換器を追放して大容量サイリスタを用いたノッチレス制御方式とし、制御回路も従来の継電器を静止機器化しており、円滑な加速性能、高粘着特性、高信頼性および保守の簡易化において画期的なものである。また、-35℃の低温および雪の侵入を考慮した設計となっている。主要圧器は2次4分割式フォームフィット形で、サイリスタは250 A, 1,000V素子を使用し、静止制御機器は機能別にトレイとして納めてある。



UDC.621.337-52

列車自動運転装置

北岡 隆・六藤孝雄・鳥居健太・山崎英蔵
三菱電機技報 Vol.41・No.2・P 318~324

自動運転装置は最近とみに活発に論じられるようになり、国内、外を問わず、これを実用しようという試みがなされるようになった。その代表的な例としてはアメリカのサンフランシスコBARTDがあるが、国内においても地下鉄とか新幹線に大幅に適用しようとする気運が大である。ATCはすでに実用実績があるが、さらに高度な自動運転装置が適用される日は近いであろう。なお当社では多くのATCの納入実績を有しているが、ATOについてもすでに約2年の実用実績を有しており他社にさきかけてこれの実用化に研究を進めている。



UDC. 621.314.21:621.335

最近の車両用変圧器の諸問題

南角英男・鶴田敬二・黒田幸男・高橋康英・渡辺次男
三菱電機技報 Vol.41・No.2・P 293~301

車両用変圧器の具備すべき第一の条件は小形、軽量であることおよび信頼性が高いことである。筆者らはこの条件を満足すべく、最近の車両用変圧器について、温度上昇分布、短絡機械強度、耐雪耐寒性能などの試験をする機会を得て、好結果を得たので、紹介し参考に供したい。



UDC 625.2.066

新幹線 ATC用自動試験装置

石田哲爾・鳥居健太
三菱電機技報 Vol.41・No.2・P 325~330

東海道新幹線用自動列車制御(ATC)装置の車上装置(受電器・受信器・制御装置・速度計)がその仕様を満足しており、以後の使用に耐え得るかどうかを試験し判定するための装置であり、昭和40年3月国鉄浜松工場に設置された。工場における試験は基地における日常の試験に比べ、あらゆる角度から精密に行なう必要があり、相当の時間を要し複雑で手間がかかるため、試験手順を紙テープにプログラムしておき、これを機械にかけ起動スイッチを押すだけで正確で能率のよい試験を行ない、試験結果を作表記録することができるようにした。



UDC 621.313.13:621.333

最近の車両用主電動機

浅越泰男・河村寿三
三菱電機技報 Vol.41・No.2・P 302~309

最近の車両用主電動機は日本の交通事情を反映して、その出力および比出力(主電動機の重量あたり出力)はとみに増大したが、これを与える技術は高速度電車電動機的设计技術のほかにF種無溶剤エポキシ樹脂ポイド・フリー一体固化絶縁の技術が大きく貢献している。さらに構造上の新機軸、メンテナンス・フリーの問題、およびフェノリック・アルキッド、エポキシにつく第三次の絶縁技術の革命をもたらすと考えられる新耐熱絶縁物の問題をほらんで主電動機の進歩はとどまるところを知らない、本論文ではこれらの問題に吟味を加え最近の主電動機の傾向、新技術の詳論を試みるとともに、将来の主電動機のビジョンにつき考察を試みた。



UDC 621.314.57:621.337

車両用サイリスタインバータ

宮内圭次・太田幹雄・民井精三・徳富義宏・小原太郎
三菱電機技報 Vol.41・No.2・P 331~339

サイリスタインバータとは、直流電力を交流電力に変換する静止機器であつて、そのスイッチング素子として近年発展の著しいサイリスタを使用したものであり、小形、軽量で高効率でしかも制御性がすぐれている特長により急速に開発実用化されたものである。

車両用においても、当社は高圧、低圧の各種インバータを実用化し数多く納入しているので、最近のインバータの実用例を中心にその問題点、特性について概要を報告する。



*このアブストラクトカードは、資料カード(A7または76×127mm)へ切りぱりしてご利用いただけるサイズになっております。

UDC 621.3.014.4-59

ウズ電流式レールブレーキ

衛藤 護・片岡正博

三菱電機技報 Vol.41・No.2・P340~344

人命をあずかる交通機関においては、ブレーキ方式の信頼性はきわめて重要な問題であり、最近の高速大規模化した電気鉄道では、ブレーキ事故は大惨事をひき起こす。

この文は、従来のブレーキ方式に代わる新しい方式としてウズ電流式レールブレーキの実用性と信頼性を紹介し、高速車両を対象とした基礎実験の成果を中間報告するものである。

このウズ電流方式は、 新幹線のような都市間高速車両のみに限らず100km/h程度の電気鉄道にも適用可能な方式であり、今後の研究成果が大いに期待される

UDC 621.313.323

ダンパレス同期電動機

東海林恵二郎

三菱電機技報 Vol.41・No.2・P361~366

ダンパレス同期電動機とは磁極に単一の鋼塊を使用し、起動特磁極に流れる渦電流によって電動機トルクを発生し、自己起動する同期電動機の当社商品名で、いわゆる「カゴ形起動巻線」は存在しない。

ダンパレス同期電動機は、起動回路の熱容量が大きく、またガン丈だという長所を持っているが、その反面効率が若干低下する、起動時のスリップトルク特性を任意な形に自由に設計できないなどの欠点を有する。これらの長所を十分考慮して適用すべきであり、この論文は、ダンパレス形の適用基準を中心に記述し、 わせて当社が富士製鉄㈱に納入した4,500kwダンパレス同期電動機の概要を紹介している。

UDC 621.63:625.2

車両用ラインデリヤ

炭電忠一

三菱電機技報 Vol.41・No.2・P345~348

車両の近代化、乗客へのサービス向上のため経済的に効果ある簡単な車内通風装置の必要性が要求されているが、今回F.C.社との技術提携によるLine flow fan と称する新しいタイプのファンを応用した車内送風機“Linedelier”を完成、近畿日本鉄道および国鉄に納入した。

“Linedelier”の概要ならびに開発研究結果について述べる。



UDC 668.3:621.79

電気用接着剤

伊藤公男・進藤紘二

三菱電機技報 Vol.41・No.2・P367~373

電気用接着剤として、エポキシ樹脂系接着剤の用途は多い、しかしエポキシ樹脂にも種類が多く、ビスフェノール系、環状脂肪族、多官能形など多くのエポキシ基を含有する化合物が合成されている。そこでこれらの多くのエポキシ樹脂の接着強度について、とくに温度特性を主として測定した。そのうちノボラックエポキシおよびシアヌル酸エポキシは200℃においてもおのおの、150kg/cm²、250kg/cm²と非常に高い接着強度を示し、電気特性もすぐれており、接着性の良好な絶縁材料である。

 また低温度用接着剤についても実験し、-150℃ぐらいまでは引張接着強度に大きい変化がないことを見いだした。

UDC 621.396.611.62:621.396.4

ME-2H30I形 2GC帯多重無線機

阿部修・嶋田正・陶山昌雄

三菱電機技報 Vol.41・No.2・P351~355

2Gc帯300CH容量全固体多重無線機の概要・主要性能・特長・試作実験結果につき述べる。600kmの標準回線およびその雑音規格を明示し、無線回線の設計の便をはかった。無線機は高能率の送信テイ(連)倍変換器を用いた送信出力0.5Wのヘテロダイン中継をおよび端末機を構成できる。打合わせ電話および無人局監視信号を多重電話番号の下部帯域に配置し、とくに中継局では水晶制御FM変調器による変調波を送信局発振回路にそう入している。その他無線機各部の動作および特性

 を試作機の試験結果をまじえて説明する。

UDC

第2法による電気鉄板の層間抵抗試験機

土屋英司・大村俊次

三菱電機技報 Vol.41・No.2・P374~379

非破壊で能率よく試験できるので、電気鉄板の層間抵抗管理用に広く用いられているこの試験機は、従来から測定値のバラツキが大きかった。現用機に対しおもに電極部を改良した試作機によって行なった各種実験の結果、バラツキは従来の $\frac{1}{4}$ ~ $\frac{1}{5}$ に減る可能性が示され、再現性の向上が立証されると共に、皮膜自体もかなり不均一なものがあることが示された。この改良機の仕様はJISにとり入れられたので、国内各社において同形機を多数設置中であるが、その実験データからも改良の効果が認められた。この実験は日本電機工業会磁気材料技術常任委員会

 の活動の一環として、行なわれたものである。

UDC 621.385.6

Sバンド広帯域パルスクライストロン

岡田武夫・小野寺俊男・神生忠興・大野昭郎・家喜洋司

三菱電機技報 Vol.41・No.2・P356~360

5空洞Sバンド広帯域クライストロンの設計および動作特性について述べている。とくに出力空洞のQextの選定および中間空洞のスタガー同調法について詳しく論じている。

140kV×105Aのビーム入力と一定の高周波入力とで100MCの帯域にわたって5MW以上の出力が得られた。帯域幅内の飽和利得は41~42.5dBで、最大効率率は45%であった。この結果、大電力パルスクライストロンは線形加速器等の用途以外に広帯域特性を必要とする特殊レーザ等の分野にも、その用途を拡大し得るものと期待される。



UDC 621.822.001.2:517.915

キングズベリ形スラスト軸受の作動特性解析

山本 明

三菱電機技報 Vol.41・No.2・P380~386

大形電子計算機を使用してキングズベリ形スラスト軸受の作動特性を、油膜厚さはパッドの油膜圧力と温度コウ配によるたわみから求め、レイノルズ式とエネルギー式を連立して解き、結果により油膜厚さの計算に使用した仮定値を修正して再計算するという繰り返しの解析により、解析することが可能になった。この方法により従来不明であった油膜圧力分布・油膜温度分布・油膜厚さ・流量・摩擦損失などが求まることを例をあげて説明し、ピボットの位置やパッドのワン曲度、またパッドの形状で軸受特性の良否が決まり、このプログラムを使用して最適特性をうるということが可能であるということも例をあげて説明している。



UDC 621.382.3:621.318.57:621.374

シリコン制御整流素子のスイッチング

特性と応用上の問題(1)

船川 繁・飯田隆彦・小嶋鈴夫

三菱電機技報 Vol.41・No.2・P387~397

サイリスタのスイッチング特性の一つであるターンオンを取り上げ、その機構とゲート電流、印加電圧、負荷電流などターンオン時間に影響をおよぼす諸パラメータおよび順電流上昇率 di/dt 、その他応用上の注意点とその解決法について述べた。

この技術解説ではサイリスタの各機種にわたってゲートによるターンオン時間の具体的な実測データ、 ターンオン波形を示して回路設計者へ有用な設計資料を提供した。

スペイン国鉄納め直流電気機関車

河野 正七*・武田 達男*・山下 孝之*
小川 清一**・河村 寿三**・白庄 司 昭**

DC Electric Locomotives for R. E. N. F. E. (Spanish National Railways)

Mitsubishi Heavy Industries, Ltd.

Shohshichi KOHNO・Tatsuo TAKEDA・Takayuki YAMASHITA

Mitsubishi Electric Manufacturing Corp., Itami Works

Seiichi OGAWA・Toshimi KAWAMURA・Akira SHIRASHŌJI

In September of 1965 Mitsubishi participated in a tender for the supply of 16 electric locomotives of the Spanish National Railways and accepted an order in cooperation with Spanish manufacturers. The condition is to supply complete locomotives partly and to supply the components partly. The contract was made in February, 1966 and the first delivery was fulfilled in November the same year. The features of the loco. are : it is of dual voltage service of 3,000/1,500 VDC, each truck is provided with one traction motor to improve the adhesion coefficient and facilitate dual valage change over, the traction motors are of a tandem armature type, the WN driving system is in use, and the gear ratio is changeable to suit both passenger and freight trains. In hauling the passengers, the loco. runs at a speed of 130 km/h max., the output is 2,700 kW, the loco. weighs only 80 tons. Automatic current limiting control with vernier ultra-multi step is employed, balancing rheostatic brake is provided and multiple operation is feasible.

1. ま え が き

1965年9月スペイン国鉄直流電気機関車16両の入札が行なわれた。その仕様は1963年フランスALSTHOM社が製作した同国鉄向け機関車とほぼ同様であるが、機関車出力は約20%増しとなり、しかも機関車重量はほぼ同じに押える必要があった。またスペイン国産品をできるだけ使用するというスペイン国鉄方針に沿って、スペイン電気メカCENEMESAおよび機械CAFメカ社、NAVAL社と共同応札することになった。

欧州の有力な多数メカとのはげしい競争の結果、受注の栄冠を勝ち取ることができたが、機関車2両は納期11ヵ月でスペイン・オン・レール、残り14両は制御装置、駆動装置等を支給し、その他の部品はCENEMESAおよびCAF社、NAVAL社で製作、組立てられることになった。

日本国鉄機関車製作の高度の技術とインド国鉄機関車製作の経験と自信によって各種の新しい形式の機器をまとめることができ



図 1.1 スペイン国鉄納め直流電気機関車
Fig. 1.1 DC electric locomotives For R. E. N. F. E.

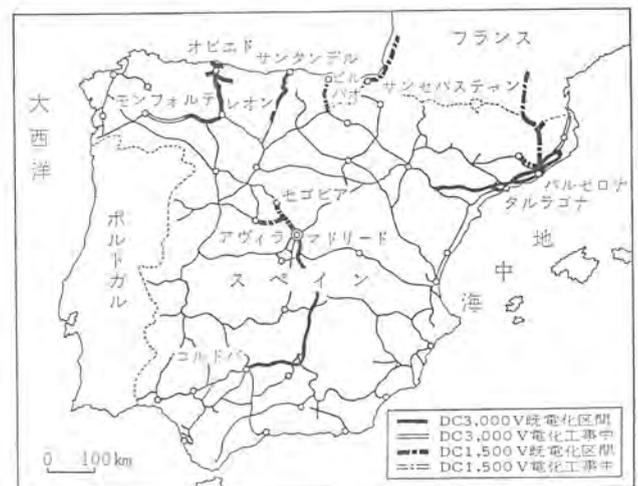


図 1.2 スペインの鉄道電化状況
Fig. 1.2 Railway map of Spain.

た。その間スペイン国鉄より検査機関の指定が遅れたため設計、製作が先行し、国鉄監督当局にご迷惑をおかけしたことを深くお詫びしなければならぬ。

1966年2月3日契約、11月5日には三菱重工業三原にスペイン大使臨席のもとに展示会を催し、予定どおり12月中旬にはスペインに陸揚げされ、三菱マークをつけた機関車が欧州の一角の原野を躍進する日も近い。ここに本機関車の概要を紹介する。

2. 機関車の性能と特長

2.1 特長

この機関車のおもな特長はつぎのとおりである。これらの中には従来のわが国の機関車には見られないものも多い。

(1) 直流 3,000 V/1,500 V 複電圧式

スペイン国鉄では、直流 3,000 V および 1,500 V の 2 種類の電化

方式が採用されているので、どちらの区間でもまったく同一の性能が発揮できるような回路、機器の設計となっている。

(2) 大出力の4動軸機関車

運転整備重量 80t の B-B 形軸配置 4 動軸機関車で、連続定格出力は 2,700 kW である。すなわち機関車単位重量あたりの出力は 35 kW/t となり、在来のが国の機関車（通例 25~30 kW/t）にくらべて格段に大きな出力を有している。このように大きな出力に対し安定なけん引特性を得るために、設計上以下各項に述べるような種々の考慮が払われている。

(3) 歯車比切換え可能

この機関車は旅客列車と貨物列車の両用途に使用される。旅客列車けん引時は高速性が要求されるが引張力は小さくてもよく、貨物列車の場合は反対に速度は低くてもよいが大きな引張力を必要とする。一定の出力に対し、速度と引張力の大きさを旅客列車、貨物列車にそれぞれ適した値に選べるように、この機関車は伝導キヤユニットに歯車比を 2 段に切換える機構を備え、用途に応じて運転士が容易に歯車比を選択できるようになっている。

(4) 大容量 タンデム 形主電動機を用いた 1 台車 1 電動機式

粘着性能のよい 1 台車 1 電動機 2 軸駆動方式を採用し、主電動機は各台車中央部に装架されている。したがって主電動機は単機容量 1,350 kW（連続）という大容量のものが必要となった。一方 3,000 V と 1,500 V の両電圧に対していずれも直並列制御を行なうために、回路構成上最低 4 個の電動機が必要である。このため主電動機は 2 組の電機子および 2 組の界磁を 1 個の軸およびワックに取付けたいわゆる タンデム 形とし、1 台の主電動機が機械的には 1 台、電気的には 2 台の電動機として働くようにした。

(5) 最大容量の WN 駆動方式

駆動方式は、可とう歯車接手（WN カップリング）を用いた WN 駆動方式を採用したが、この方式では世界最大の伝達容量を有するものとなった。主電動機のトルクは、1 個の伝導キヤユニット、2 個の WN カップリング、2 個の WN キヤユニットを経て二つの車軸に伝達される。伝導キヤユニットは前述の歯車比切換え機構を内蔵している。

(6) 軸重移動のない引っぱり棒式台車

特殊な引っぱり棒とリンク機構を組合わせた構造を用いて、台車から車体への引っぱり力の作用点をレール面内にもってこることにより、台車内の軸重移動をなくした。この方式はすでに日本国鉄納め ED 74、ED 75 形機関車に採用され好成績をあげている。

(7) パーニア・ステッパによる超多段自動加減速制御

パーニア制御により力行直列 61 ステッパ、並列 49 ステッパの超多段制御を行ない、加速中の引っぱり力変化を小さくして空転の発生を防ぎ、粘着を最大限に活用できるようにした。限流値制御による自動進段方式を採用しており、限流値はけん引条件に応じて運転士が任意に選択できる。

(8) 抑速発電ブレーキ制御

下りコウ配区間における抑速用として発電ブレーキを備えている。

(9) 制御回路の無接点化

各種の保護検出回路をはじめ、制御回路を広範囲に無接点化し、性能向上と保守の簡易化をはかった。

(10) 重連総括制御可能

2 両以上を重連し、1 個所の運転台から総括制御ができる。

2.2 性能

この機関車はすべてスペイン国鉄仕様書の規定に従って設計製

作され、規格としては UIC コード（国際鉄道連合会規約）が適用されている。仕様書によって要求された機関車性能は次のとおりである。

(1) 力行

a. 16% 上りコウ配上で、客車 600 t を 65 km/h 以上の速度でけん引し、このときの電流は連続定格以下であること。

b. 20% 上りコウ配上で、貨車 800 t を 40 km/h 以上の速度でけん引し、このときの電流は連続定格以下であること。

(2) 発電ブレーキ

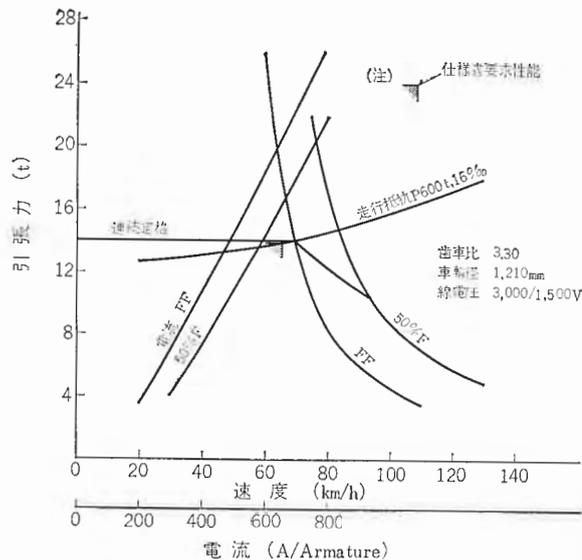
a. 16% 下りコウ配上で、客車 600 t をけん引し、速度を 75~12 km/h の範囲に保つこと。

b. 20% 下りコウ配上で、貨車 800 t をけん引し、速度を 40~7 km/h の範囲に保つこと。

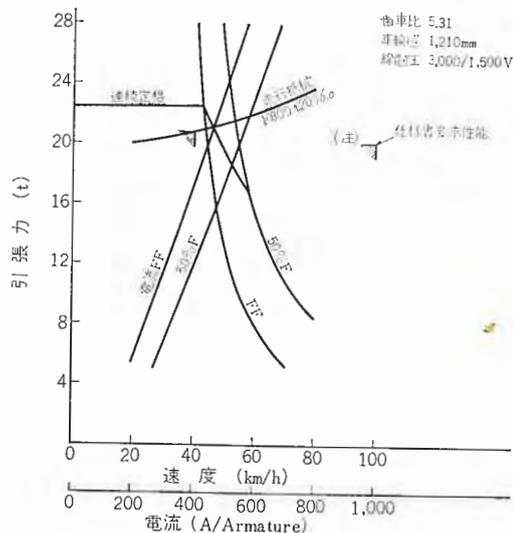
(3) 最高速度

客車けん引時 130 km/h、貨車けん引時 80 km/h。

(1) 項において客車および貨車に対して要求されている速度、引張力は大幅に差があるが、それぞれの所要出力はほぼ等しいので、最適容量の主電動機と 2 種の歯車比の組合わせて条件を満たす



(a) 客車けん引時



(b) 貨車けん引時

図 2.1 性能曲線
Fig. 2.1 Performance curves.

表 2.1 つりあい速度
Table. 2.1 Balancing speed.

けん引荷重 (t)	コウ配 (%)	界磁	客先仕様のつりあい速度 (km/h)	つりあい速度 (km/h)	つりあい電流 (定格に対する%)
客車 600	16	全界磁	65 以上	69	100
貨車 800	20	全界磁	40 以上	44	95

表 2.2 主要項目
Table. 2.2 Principal data.

電気方式	DC 1,500 V および 3,000 V	
軌間	1,668 mm	
用途	客貨両用	
運転整備重量	80 t	
軸配置	B-B	
主要寸法		
長さ×幅×高さ	16,100×3,126×4,310 mm	
連結面間長さ	17,270 mm	
パンク折タミ高さ	4,260 mm	
台車中心間距離	10,400 mm	
固定軸距	2,280 mm	
車輪径	1,250 mm	
機関車性能		
連続定格出力	旅客列車	貨物列車
出力	2,700 kW	
速度	69.1 km/h	43.0 km/h
引張力	14,000 kg	22,500 kg
最高速度	130 km/h	80 km/h
車体	箱形両運転台付	
台車	引張り棒式	
駆動方式	1台1車電動機2軸駆動式, WN ドライブ歯車比2段切換付	
歯車比	3.30 (旅客列車用) 5.31 (貨物列車用)	
主電動機	直流直巻タンデム形, 4極, 丸形, 他力通風式, F種絶縁	
連続定格	1,350 kW, 1,500/3,000 V, 970/485 A, 1,000 rpm	
制御方式	板電圧, ブリッジ渡り, 直並列制御, 超多段抵抗制御, 弱界磁制御, 発電ブレーキ制御, 自動進段方式, 重連総括制御付	
補機方式	低圧直流補機方式	
補助回転機	1—電動発電機 (75 kW, 1,500/3,000 V, -120 V) 2—主電動機用送風機 (20 kW, 110 V) 4—主抵抗器用送風機 (1.8 kW, 110 V) 2—真空ポンプ (8/11 kW, 107/105 V) 1—空気圧縮機 (8 kW, 107 V) 1—補助空気圧縮機 (0.75 kW, 72 V)	
ブレーキ方式	列車用真空ブレーキ, 機関車用空気ブレーキ, 手ブレーキ	
列車暖房方式	電気式	

性能を得ることができた。図 2.1 に機関車の性能曲線、表 2.1 につりあい速度を示す。また表 2.2 に機関車の主要項目、図 2.2 にノッチ曲線を掲げた。

2.3 回路の構成と制御方式

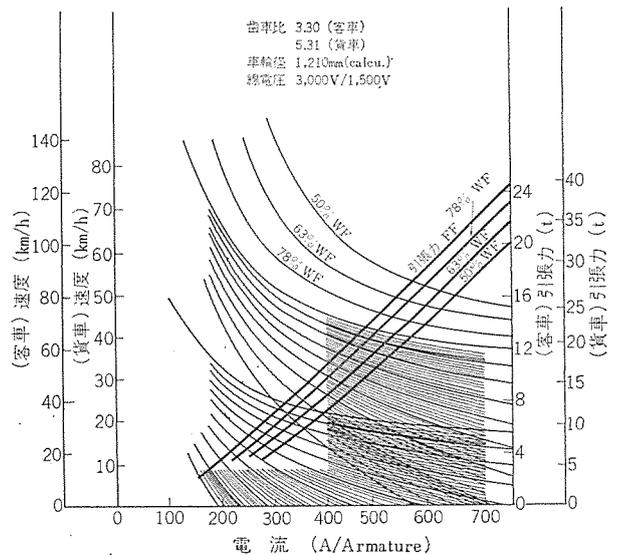
2.3.1 主回路

さきに述べたように、3,000 V と 1,500 V の両電圧で同一性能を得なければならないので、主電動機をタンデム形とし、1台の主電動機を構成する2個の電動機ユニットの端子電圧をおおの1,500 V に選定して、これを図 2.3 に示すように 3,000 V では直列に、1,500 V では並列に接続することにした。これはちょうど1台の主電動機の端子電圧が 3,000 V と 1,500 V に切換えられるのに等価である。このようにしてそれぞれ切換えられた主電動機2台を各電圧において直並列制御している。

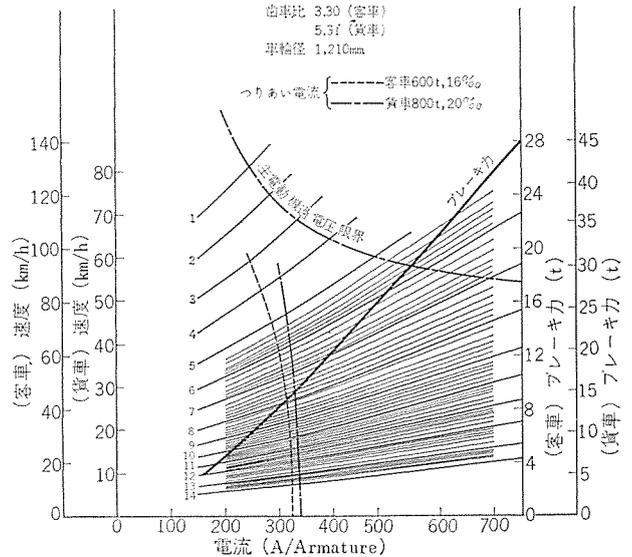
主抵抗器も各電動機ユニットに対応して4群にわけ、これらを電動機と同様に直並列に切換えて使用するの、各群の内部で抵抗値を調整しなくても、両電圧に対して等しい制御効果が得られる。主抵抗器はパーニア抵抗器と組合わせて超多段に制御される。

直並列の切換えは引っぱり力の変動が少ないブリッジ渡り方式を採用した。弱め界磁は3段で50%界磁まで使用する。

発電ブレーキにおいては、1台の主電動機内の2個の電動機ユニット



(a) 力行



(b) 制動

図 2.2 ノッチ曲線
Fig. 2.2 Notching curves.

ット相互間で界磁を交換し、2台の主電動機を主抵抗器とブレーキ用追加抵抗器を介して直列に接続する方式とした。

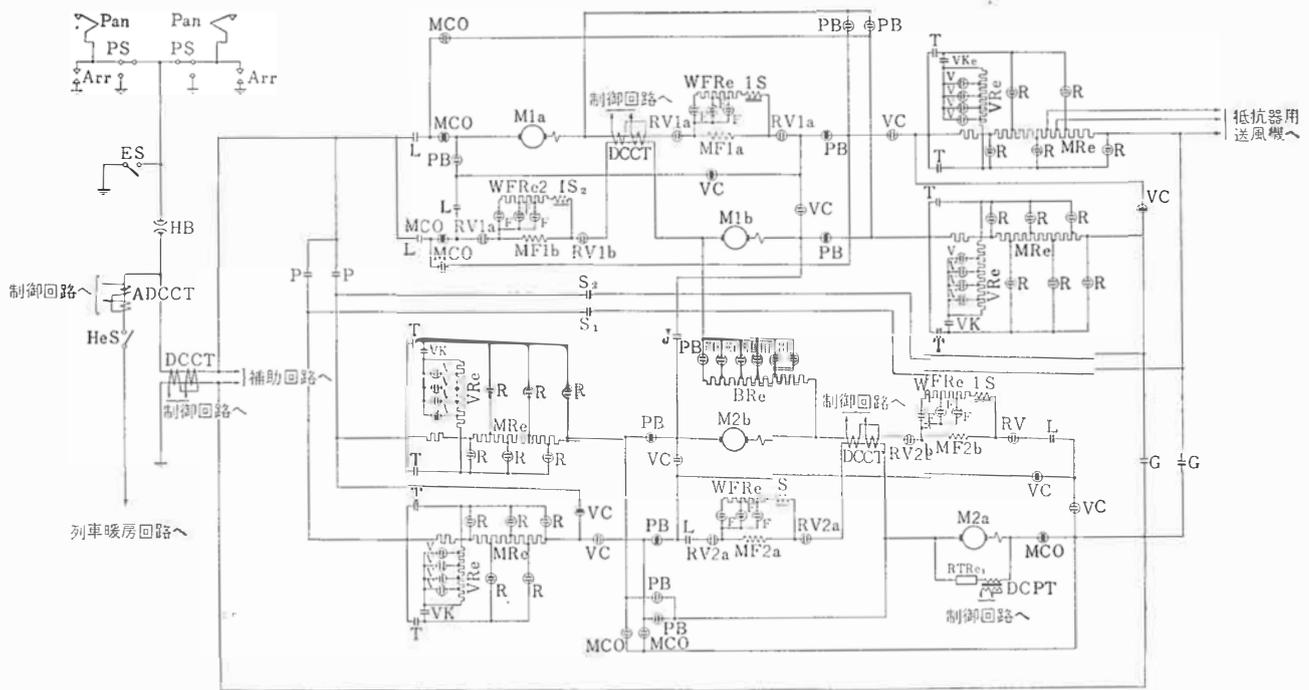
各回路状態に対するスイッチの組合わせは表 2.3 に示すとおりで、とくに断流器 (S. P. G を含む) はシャ断性能を高めるため 3,000 V においては各回路に常に3個直列に、1,500 V においては同じく2個以上が直列にそう入されるように考慮されている。

2.3.2 補助回路

主電動機用送風機、ブレーキ用真空ポンプ、空気圧縮機の駆動電動機はいずれも 75 kW 直流電動発電機の出 (DC 120 V) を電源としており、また主抵抗器用送風機の電動機は、主抵抗器の一部に接続されて主回路電流の一部を利用している。したがって 3,000 V / 1,500 V の切換えは電動発電機および運転室暖房器だけを考慮すればよい。

電動発電機は2個の電動機と1個の発電機より構成されており、2個の電動機の直並列切換えにより電圧切換えを行なう。容量が大きいため起動抵抗器は3段に制御してセン(尖)頭電流を押えている。

蓄電池は 192 Ah 55セルのアルカリ電池で、電動発電機から充電



Pan パンタグラフ
 PS パンタグラフ断路器
 Arr 遮断器
 ES 接地スイッチ
 HB 高速シャ断器
 L 断流器
 P, G, S 組合わせ単位スイッチ

M 主電動機電機子
 MF 主電動機界磁
 MRe 主抵抗器
 VRe パーニア抵抗器
 BRe 制動抵抗器
 WFRc 弱界磁抵抗器
 IS 誘導分流器

HeS 列車暖房回路断路器
 VC 電圧転換器
 RV 逆転器
 PB 力行制動切換スイッチ
 T パーニア切換単位スイッチ
 R 抵抗スイッチ
 VK パーニア開放スイッチ

V パーニアスイッチ
 RB 制動抵抗スイッチ
 F 弱界磁スイッチ
 MCO 主電動機開放スイッチ
 DCCT, ADCCT 各種検出器用直流変流器
 DCPT 直流変圧器

図 2.3 主回路ツナギ

Fig. 2.3 Main circuit diagram.

表 2.3 組合わせスイッチ動作
 Table 2.3 Combined switch operation table.

回 路		断 流 器			組合わせ単位 ス イ ャ ッ チ				転 換 器						
		L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	L ₅	S ₁	S ₂	P ₁ G ₁	P ₂ G ₂	PB 11 14	PB 21 26	VC 11 15	VC 31 35	
力行	3,000 V	直列	○		○	○	○					○			○
		並列	○		○	○	○			○		○			○
	1,500 V	直列	○	○		○	○	○				○		○	
		並列	○	○		○	○	○				○		○	
発電ブレーキ					○	○	○	○					○	○	

抵抗を通じて浮動充電され、制御回路電源(公称72V)を供給するとともに、停電などで電動発電機が停止した場合は、真空ポンプおよび空気圧縮機用電動機に約2時間の給電が可能のように設計されている。

蓄電池を電源とする静止形インバータを備え、無接点制御回路の交流電源(100V, 60c/s)および限流値パターン、高速度シャ断器保持コイルなどに対する安定化直流電源(100V)を供給している。

2.3.3 制御回路

電圧切換は運転士が切換スイッチを操作することによって行なう車上切換え方式を採用し、電圧検出器を設けて誤接続を防止している。電圧検出器、限流値検出器およびカム軸電動機制御回路は無接点化されている。

2.3.4 保護方式

各主電動機回路、電動発電機回路および列車暖房回路には直流変流器を介して過電流検出器が設けられているほか、主、補助回路には差電流検出回路も設けられ、過電流検出の不可能な抵抗接地事故も検出できる。これらの事故を検出した場合は直ちに高速度シャ断器および断流器を開放する。

過速度および空転は、各伝導ギヤユニットに取付けた速度発電機の電圧を検出器に導いて検出し、それぞれノッチオフおよびノッチ戻しを行なう。ブレーキ中の過電圧は主電動機電圧を直流変圧器を介して検出する。これらの検出回路はすべて無接点回路で構成され高い感度を有する。また直流変成器を使用してすべて低圧化されている。

各補助回転機、充電回路、静止インバータはじめ各制御、低圧回路の保護はノーヒューズシャ断器によって行っている。

3. 主電動機および補助回転機

3.1 主電動機

主電動機の設計にあたっては

- (1) 複電圧サービスであって、その切り換えが容易に行なえること。
 - (2) 粘着係数を高くとる必要があること。
 - (3) 重量制限がきわめて苦しいこと。
 - (4) 客貨両用で複速度とする必要があること。
- などの絶対条件から勘案して、特長としては
- (1) 出力は1,350kWでわが国記録品である。
 - (2) 1台車1電動機方式(モノモータ・システム)とした。
 - (3) タンデム電動機とし、一電機子を1,500Vに設計した。
 - (4) 4極機とし、絶縁はF種無溶剤エポキシ樹脂一体固化絶縁とした。
 - (5) 二つの電機子は整流子部分で、内側に向かい合わせに結合し、通風はこの部分から導いた。
 - (6) 客先要求によりブラシ保持器は点検時に回転できるようにしてある。
 - (7) 駆動方式はWN式であるが、複速度とするために途中

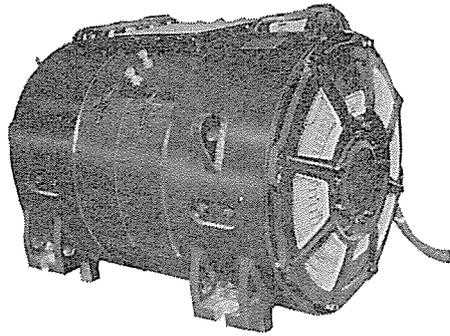


図 3.1 MB-3200-A 形主電動機
Fig. 3.1 Type MB-3200-A traction motor.

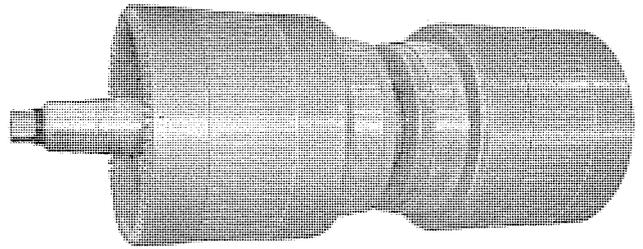


図 3.2 MB-3200-A 形主電動機のタンデム形電機子
Fig. 3.2 Tandem type armature of type MB-3200-A traction motor.

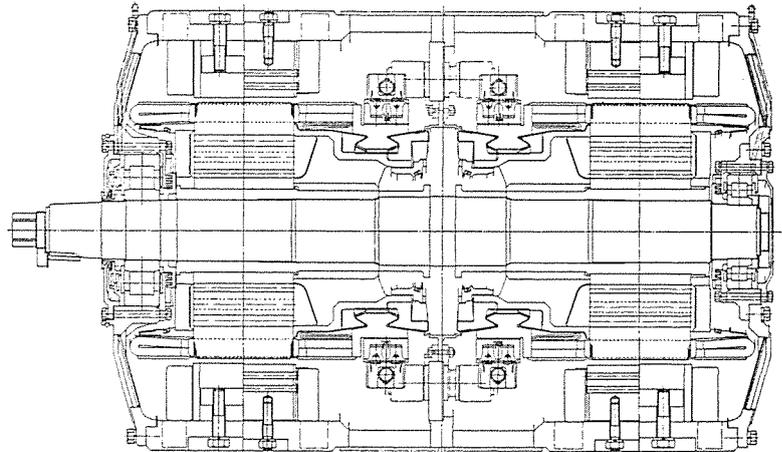
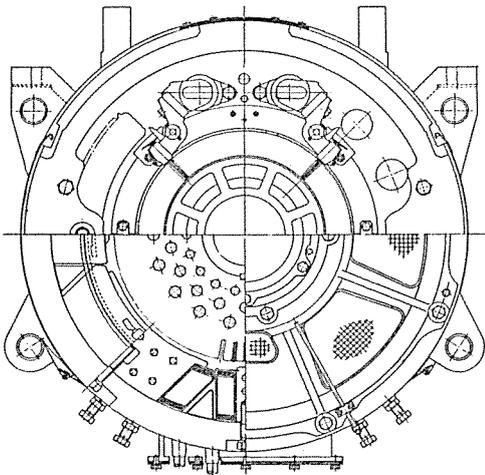


図 3.3 MB-3200-A 形主電動機 (その1およびその2)
Fig. 3.3 Type MB-3200-A traction motor.

にギヤ切換式伝導ギヤユニットをおいた。

わが国には 3,000 V 級の電気車主電動機は存在しないし、最近のエポキシ樹脂による 3,000 V 級絶縁も経験がないわけであるが、比較的よい設計特性値にもかかわらず妥当な温度上昇を示し、われわれの絶縁技術の優秀なことを示した。

構造上もっとも特長のある電機子は一軸の上にタンデムに圧入されており、片側の出力は 675 kW であるが、これは 1 極あたりの出力としてもまた 4 極機としての重量あたり出力としてもいずれも記録品である。固定子は中央で結合されたような形状を呈し風取入口風道はこの中央部に設けたので、タンデム形にありがちな風道さばきのむつかしさはない。すべてのコイルは F 種無溶剤エポキシ樹脂を真空圧入含浸し、コイルの絶縁壁は耐電圧、耐湿、耐汚損において理想的なものとした。

ブラシ保持器群は中央に円盤ロックをはめ、これに右左計 8 個をとりつけ、円盤の一部にギヤを切って点検時に回転駆動するピニオンをかみ合わせてある。この円盤はきわめてがんじょうなものとし、運転中の振動に十分たえるようにした。

軸の駆動端には通常の電動機のようにテーパー軸を出して、これにピニオンを焼きばめして伝導ギヤユニットの中に導くようになっている。

3.2 電動発電機

電動発電機は、直流 3,000 V/1,500 V の架線電圧を直流 120 V に変換するもので、送風機や圧縮機などの補機駆動用直流電動機、制御装置および蓄電池充電の電源として使用される。

電動発電機の仕様を表 3.2 に、外形を図 3.4 に示す。

直流 3,000 V の区間で使用される電動発電機であるため、絶縁方式にはとくに注意が払われているほかに、次のような特長を有

表 3.1 MB-3200-A 形主電動機要目

Table 3.1 Principal data of type MB-3200-A traction motor.

形方	式	MB-3200-A 直流直巻補極つき 丸形 タンデム電機子式
主通風力装絶	極方方式 伝導方式 荷方式 の種類	4 開放保護他力通風式 伝導歯車装置つき、WN ドライブ 1 台車 1 電動機式、台車装荷式 F 種 (エポキシ 一体固化)
定出電回効風	格力圧流 率量	連続 1,350 kW 3,000/1,500 V 485/970 A 1,000 rpm 92.8 % 260 m ³ /min
高速試験回 最高許容端 試験電圧耐	電数 子電 電電	2,350 rpm 3,600/1,800 V 8,750 V
重	量	7,270 kg

している。

(1) 3,000 V 用の電動発電機としてはわが国最大容量の記録品である。

(2) 3,000 V と 1,500 V の両区間で運転されるので、電動機は複整流子構造とし、直並列の切換えを行なっている。

(3) 架線電圧が 3,600 V から 2,000 V (または 1,800 V から 1,000 V) まで広範囲に変化するため、磁気外ワクを積層して磁束の遅れを少なくするとともに、電機子回路に永久直列抵抗をそう入して突入電流を押さえることによって、電圧の急変化に対する過渡整流の改善を図っている。なお工場における電圧急変化試験

表 3.2 電動発電機仕様
Table. 3.2 Specification of motor-generator.

	電 動 機	発 電 機
形 名	MG-151-F	
容 量	入力 100 kW	出力 75 kW
電 圧	3,000/1,500 V	120 V
電 流	33.4/66.7 A	625 A
回 転 数	1,500 rpm	
極 数	4	4
方 式	補極巻線付複巻	補極巻線付分巻
絶 縁	B	B
時 間 定 格	連 続	
形 式	開放保護自己通風形	
重 量	2,270 kg	



図 3.4 MG-151-F 形 電動発電機
Fig. 3.4 Type MG-151-F motor-generator.

では、500%の突入電流が流れたが整流は良好であった。

(4) 発電機は自動電圧調整器付で、電動機の回転数が架線電圧および負荷の変動により、1,750 rpm から 1,150 rpm まで変動しても発電機端子電圧は 120 V から 100 V の範囲に調整されている。

(5) 発電機の軸端には、過速度保護のための遠心力開閉器を取り付けている。

3.3 電動送風機

電動送風機には主電動機用と主抵抗器用とがあるが、前者は電動発電機から電源をとるのに対し、後者は電源の経済性から、抵抗器の電圧降下を利用している。かなり主抵抗器の負荷は変動するので電気装荷を減らして超鉄機械として整流の安定化と温度上昇に留意し、また定格よりもかなりの過負荷がかかるので、特性上も種々吟味した結果、直巻電動機とラオペラ・ファンとの結合はきわめて安定で、予測特性ともよい一致を示し、すこぶる満足すべきものが得られた。負荷の性質上、抵抗器に電流が流れてよい間だけ電動機は駆動される。

表 3.3 電動送風機要目
Table. 3.3 Principal data of motor driven blowers.

名 称	主電動機用電動送風機	主抵抗器用電動送風機
形 名	A-330-A=KS-620	A-331-A=FP-65
形 式	直 流 直 巻	直 流 直 巻
電 出 力 (kW)	20	1.8
電 電 圧 (V)	110	1.0
機 回 転 数 (rpm)	230	27
絶 縁 の 種 類	F	F
送 風 機 形 式	シ ロ ッ コ	フ ロ ベ ラ
静 圧 (mm/Aq)	180	40
風 量 (m ³ /min)	260	165

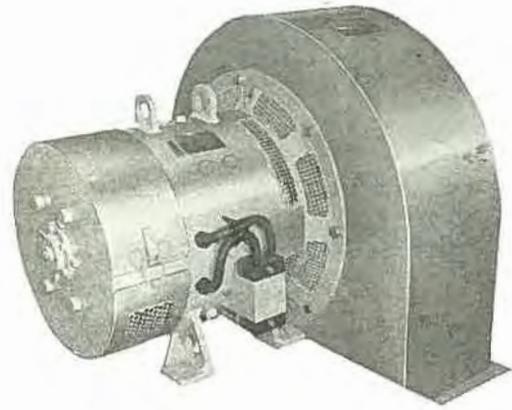


図 3.5 A-330-A=KS-620 形電動送風機
Fig. 3.5 Type A-330-A=KS-620 motor driven blower for traction motor.



図 3.6 A-331-A=FP-65 形電動送風機
Fig. 3.6 Type A-331-A=FP-65 motor driven blower for main resistor.

4. 制御装置

4.1 単位スイッチ

断路器、組合わせスイッチなどに使用する電磁空気式単位スイッチは、直流 3,000 V 用として十分な接触子間ギャップ、強力な吹消コイルに加えて、アークシユートに新たに開発したすぐれた消弧特性を有する材料を採用し、3,600 V、2,000 A 以上のすぐれたシヤ断性能を有する。3,000 V、10 mH、1,500 A シヤ断におけるアーク時間は、約 17 ms、20 mH、1,200 A で約 26 ms である。図 4.1 はシヤ断試験のオシログラムの一例を示す。

4.2 主制御器

抵抗制御器、パーニア制御器、弱め界磁および力行制動転換器は電動カム軸式の制御器で、前二者は第一主制御器に、後者はほかの接触器類とともに第二主制御器に収納されている。カムスイッチは 3,000 V、500 A の容量を有する。カムモータはサイリスタを用いた無接点装置で制御される。

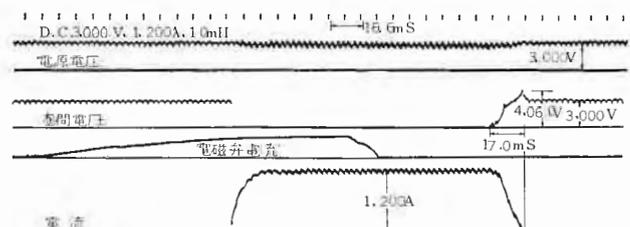


図 4.1 UP-3501 形単位スイッチシヤ断試験 オシログラムの一例
Fig. 4.1 An oscillogram of rupturing test of type UP-3501 unit switch.

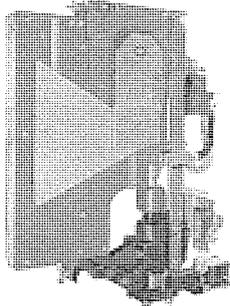


図 4.2 単位スイッチ
Fig. 4.2 Unit switch
(line contactor).

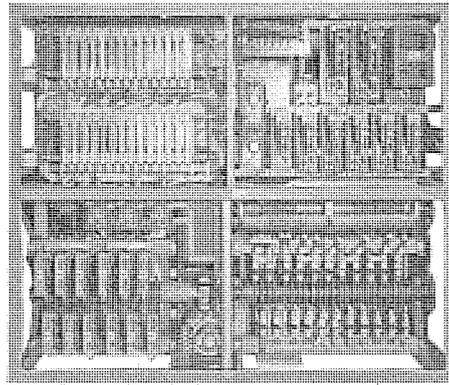


図 4.3 第 2 主制御器
Fig. 4.3 Main controller No. 2.

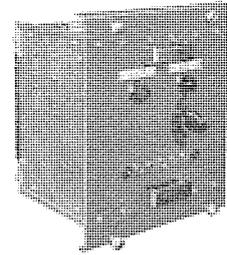


図 4.4 無接点制御トレイ
Fig. 4.4 Static control
package.

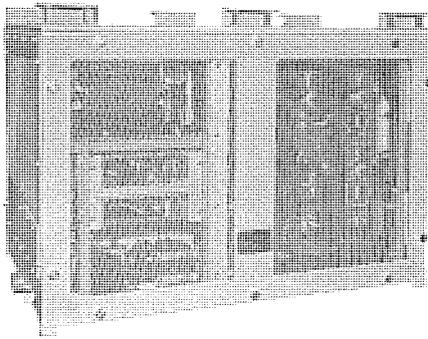


図 4.5 静止形インバータ
Fig. 4.5 Static inverter.

4.3 転換器

逆転器、および電圧転換器には、電磁空気式カム軸転換器を用いた。補助回路用の電圧転換器は、3,000 V の微小電流をシャ断するため、空気吹付式とした。

4.4 主抵抗器

起動および抑速発電ブレーキ用として使用される。抵抗体には放熱効果のよい薄い合金帯を使用し、4 台の送風機による強制通風方式を採用して軽量化されている。

4.5 主幹制御器

ハンドル形状は UIC の規格によっており、主ハンドルは丸形で起動の、1, 2, 3, 4 ノッチ および直列、並列 ノッチ、ブレーキの進め、保ち、もどしの各 ノッチ を有する。弱め界磁ハンドルは棒状となっている。

4.6 無接点制御器

各種保護検出器および限流制御、電流検出器などの無接点制御器は、サイリスタおよびゲート制御用の小形磁気増幅器からなる信頼度の高い回路方式を採用しており、各種の検知器に対し回路は標準化されている。これらの無接点制御器はそれぞれ標準形トレイに組込まれ、制御箱に納められている。

カムモータ制御用の無接点制御装置は前述のとおり、各主制御器内に取付けられている。

4.7 静止形インバータ

信頼度の高いサイリスタ・インバータで、制御回路はトランジスタで構成されている。電源電圧の 60~110 V の変動に対して、出力電圧は $\pm 10\%$ の変動に押えられている。過電流を検出して自動的に電源を開放する保護回路を内蔵している。

5. 台車および駆動装置

5.1 台車 (図 5.1 参照)

この台車は軽量で運転速度範囲が広く、粘着特性がよく、高速で安定で、かつ保守が容易ということを目指して設計製作したもので、これらを実現するために次のような構造をとっている。

(1) 1 台車 1 電動機式とした駆動装置は前述のように 2 段変速式とした。このため軽量コンパクトで、しかも運転速度範囲のきわめて広い台車とした。このような 2 段変速機をもつ台車は電気機関車としては、わが国では初めてのものであるが、液圧式ディーゼル機関車の駆動装置の経験を生かすことにより、容易に実現することができた。

(2) 軸距を短くし主電動機を台車台枠の上に乗せ、主電動機の保守点検が室内より容易に行なえる構造とした。

(3) 引っぱり装置は日本国鉄の標準機関車である ED 75 形電気機関車で、多くの実績をもちそのすぐれた性能を実証した引っぱり棒方式のものとし、粘着性能の向上をはかった。

(4) 軸箱は前後左右に弾性支持し、かつ車体と台車の相対的回転に対しては適当な弾性と摩擦が働くようにし、高速度領域における安定化をはかっている。このためこの台車は 160 km/h 程度の高速運転にも十分耐え得る。なおこの車体と台車の相対的回転を抑制する装置は、けん引力を伝達すれば引っぱり装置の軸重移動防止特性が減殺されるので、けん引力を伝達しないよう特別な配慮がなされている。

(5) 基礎ブレーキ装置には、客先の要望もありスエーデン製 SA

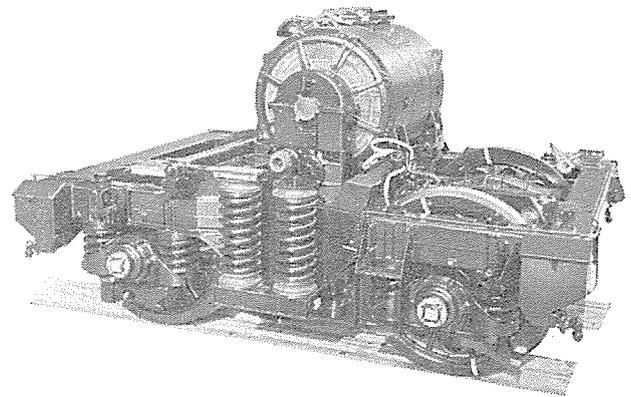


図 5.1 台車 (主電動機と伝導ギヤユニットとが装架されている)
Fig. 5.1 Truck mounted with traction motor and transmission gear unit.

B 形自動 スキマ 調整装置を設置し保守の簡易化を図っている。

この台車の主要諸元は次のとおりである。

軌 間	1,668 mm
軸 距	2,280 mm
動輪径	1,250 mm
軸 パネ 剛性 (1 台車当り)	539 kg/mm
枕 パネ 剛性 (1 台車当り)	230 kg/mm
軸 パネ と まくら パネ の 剛性 比	0.427

この台車の各部の構造は次のとおりである。

(1) 輪 軸

動輪は鋳鋼製セミディスク輪心にタイヤを焼付けたもので、タイヤは UIC の規定に従った材料を使用している。なお車軸には減速ギヤユニットが装架してある。

(2) 軸箱および軸 パネ

軸箱はウイングパネ式とし、軸受は日本国鉄標準形式のシリンドリカル・ローラ・ベアリングとスラスト・ボール・ベアリングを使用した。軸パネは一重式で内部に案内棒とローブロックが装架してある。

(3) 台車台ワック

台車台ワックは普通鋼板をプレス成形し、内部に補強を加え溶接組立した箱形断面のものとした。

(4) 揺れまくら

揺れまくらはコイルパネの横タワミとゴムのタワミを利用した簡単な方式のものとし、まくらパネに併用して前述の車体と台車の相対回転を抑制する装置(ダ行動防止装置)および上下動オイルダンパ、

左右動ダンパを設置した。

(5) 基礎 ブレーキ

基礎ブレーキは抱合せ式とし、1台車1個のブレーキシリンダにより前述の自動スキマ調整器を介し操作する構造とした。なお制輪子はスペイン国鉄の標準品である。

(6) その他

タイヤの寿命延長のためつらじ塗油器を設置した。

その他台車台ワックについては、仕様書に規定されている荷重テストを施行し、各部の強度が所定の応力内に納まっていることを確認した。

5.2 駆動装置

5.2.1 駆動方式

駆動方式は1台の主電動機で2動軸を駆動する、いわゆる1台車1電動機方式を採用した。図5.2に示すように主電動機は車軸に平行に台車ワックに固定され、電機子軸の回転は、同じく台車ワックに固定された伝導ギヤユニットによって2方向に伝えられる。車軸にはWN減速ギヤユニットを取付け、両者をWN可とうギヤカップリングによって連結している。伝導ギヤユニットは図5.2に示すとおり、客車用(高速)と貨車用(低速)の二つの変速段をもち、用途に応じ運転台で切換えることができる。

この駆動装置の特長は次のとおりである。

- (1) 小形軽量の主電動機で運転速度範囲を著しく拡大することができる。
- (2) トルクの伝達経路はすべて剛性の高い部分からなってい

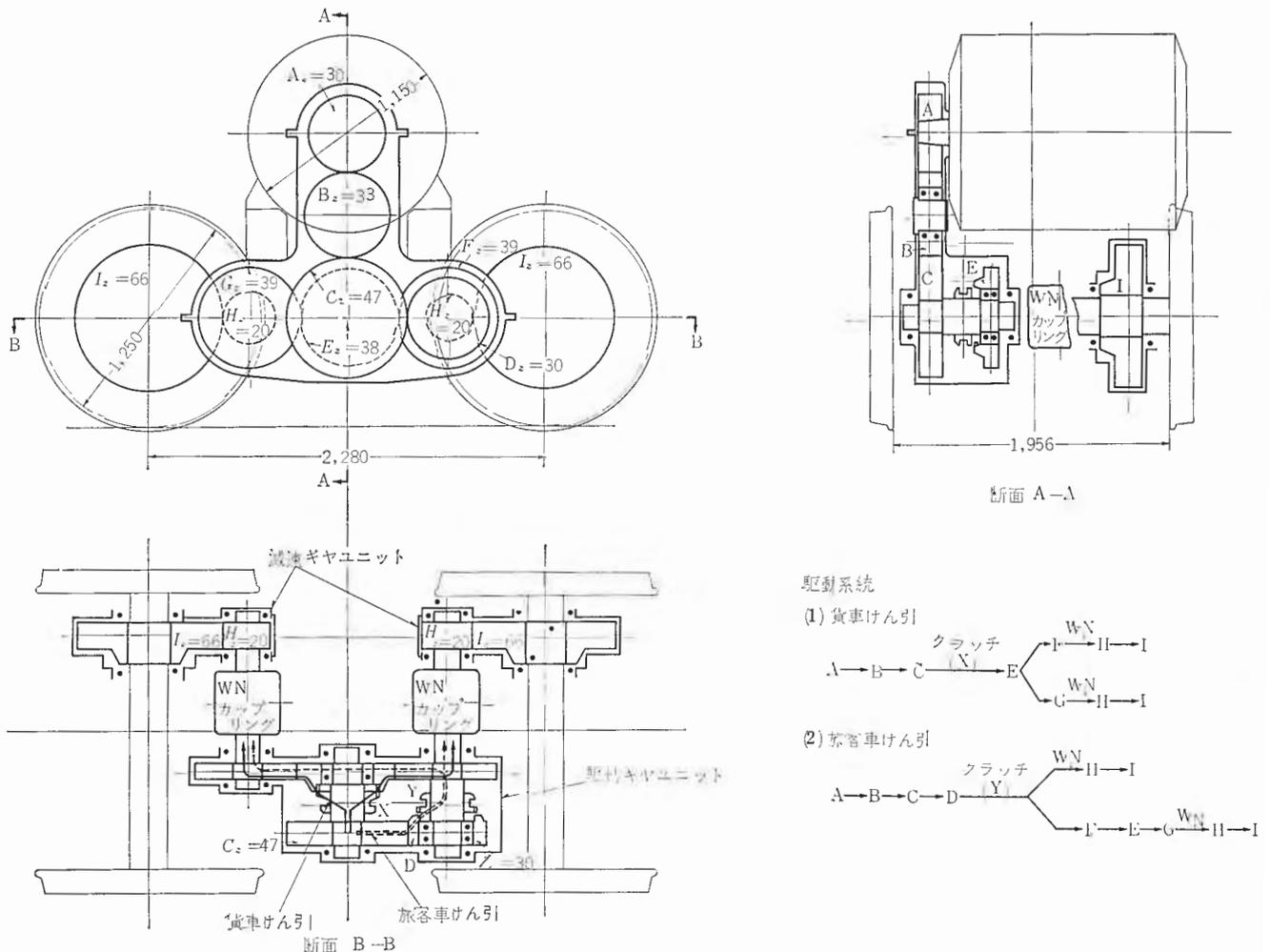


図 5.2 駆動方式 Fig. 5.2 Driving system.

るから強度的な弱点がない。

(3) 粘着性能がすぐれている。

5.2.2 伝導ギヤユニット

伝導ギヤユニットは、図 5.2 に示すように 7 枚の歯車と二つのギヤクラッチによりトルクの伝導と高低速の切換えを行なうことができる。ギヤケースは上中下の 3 段にわかれており、上はアルミ鋳物、他は鑄鋼製である。ピニオンは電機子軸に固定されており、上ケースを取はずすことにより、容易に主電動機とともに取はずすことができる。軸受はすべてころがり軸受を使用している。歯車および軸受の潤滑は、ハネカケおよびトロコイドポンプによる強制潤滑としており、強制潤滑回路の油圧は、運転室に設けた油圧計により知ることができるようにしてある。

高低速の歯車切換は、切換シリンダに圧縮空気を送り込むことにより行なうが、この操作は電磁空気操作により運転室から行なうことができる。この高低速の切換は機関車が停止しているときに行ない、万一ギヤクラッチの位置が悪く、切換に成功しなかった場合は、室内から手動で電機子軸を回すことにより切換えができるようにしてある。なお万一圧縮空気が使用できない場合でも、運転室内より手動で切換えが可能である。また切換操作機構には連動接点を設け切換えの表示を行なうとともに、両エンドの伝導ギヤユニットが所定の変速位置をとらない限り、力行できないようになっている。

5.2.3 WN カップリングおよびギヤユニット

伝導ギヤユニットでの減速比は、最低に押えてはあるが、WN カップリングにかかるトルクはきわめて強大であり、一方では重量の制限もきわめてシビアであったので、WN ドライブのカマであるところのカップリングには細心の注意をもって設計・工作を行なった。すなわち材質は良質のニッケル・クロム・モリブデン鋼を用い、歯面には特殊なクラウニングを施し、焼入れには形状、熱処理条件とももっともひずみが少なくなるよう考慮した。また保守上問題となる油もれに対しては、もっとも実績と信頼性のある金属ラピリスを用い、また補助的にゴム製のダスト・キーを合わせ用いた。

減速ギヤユニットでもな減速比をとり、剛性の高い一体溶接構造の密閉ギヤケースの中に、ギヤおよびピニオンを納めたもので、軸受はすべてテーパー・コロ軸受でギヤオイル潤滑になっている。減速ギヤユニットの歯車にも良質なニッケル・クロム・モリブデン鋼を用い、入念の工作を行なっている。



図 5.3 WN-590-AK 形ギヤカップリング
Fig. 5.3 Type WN-590-AK gear coupling.

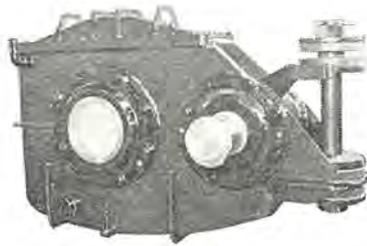


図 5.4 WN-90-AF 形ギヤユニット
Fig. 5.4 Type WN-90-AF reduction gear unit.

6. ブレーキ装置

ブレーキ装置は真空・空気併用式で、列車は真空式、機関車は空気式である。このため機関車には列車用の真空ポンプ 2 台と機関車用の圧縮機 1 台を装備しており、ブレーキ品も真空式のもの

と空気式のものがある。これらは同調弁により連なっており自弁を操作した場合には、この同調弁を介して列車のブレーキが制御される。なおこのブレーキ装置にはデッドマン装置も装備されている。

表 5.1 WN ドライブ諸元
Table 5.1 Principal data of WN drive.

名称	WN カップリング		WN ギヤユニット	
形名	WN-590-AK		WN-90-AF, -AF2	
諸元	伝達トルク (m・kg)	1,040	歯車比	66/22
	許容変位 (軸方向)	±22	モジュール	13
	許容変位 (半径方向)	13	圧力角	20°

と空気式のものがある。これらは同調弁により連なっており自弁を操作した場合には、この同調弁を介して列車のブレーキが制御される。なおこのブレーキ装置にはデッドマン装置も装備されている。

これらのブレーキ品は、客先の指定によりスペイン国内メカであるディメタル社より輸入した。

真空ポンプ・圧縮機は、ともに電動式でこれらのモータはスペインの電機メカであるセネサ社の製品である。

真空ポンプ 2 台のうち 1 台は連続運転用で、他の 1 台は間欠運転用であり、自弁ハンドルをゆるめ位置にもってきた場合、連続運転用は高速運転にはいり、かつ間欠運転用が運転にはいり、急速に列車のブレーキがゆるめられるようにしてある。真空ポンプおよび圧縮機の仕様は次のとおりである。

真空ポンプ (連続運転用)	1,000 rpm	5,800 l/min
	1,500 rpm	8,700 l/min
真空ポンプ (間欠運転用)	1,500 rpm	8,700 l/min
圧縮機		900 l/min

7. 車体および装

7.1 車体構造

車体の構造上とくに設計面でつぎの点について留意した。

(a) 客先の指定により運転室まわりを UIC の規定どおりとしたこと。具体的にはマドの高さ、視野等を規定どおりとしたことである。(図 7.1 参照)

(b) 客先指定の 200 t の圧縮荷重、45 t の対角荷重および釣上げに耐えるようにすること。このため外板に強度をもたせたサイドシル方式を採用するとともに屋根にも強度をもたせる構造とした。



図 7.1 運転室
Fig. 7.1 Motorman's cab.

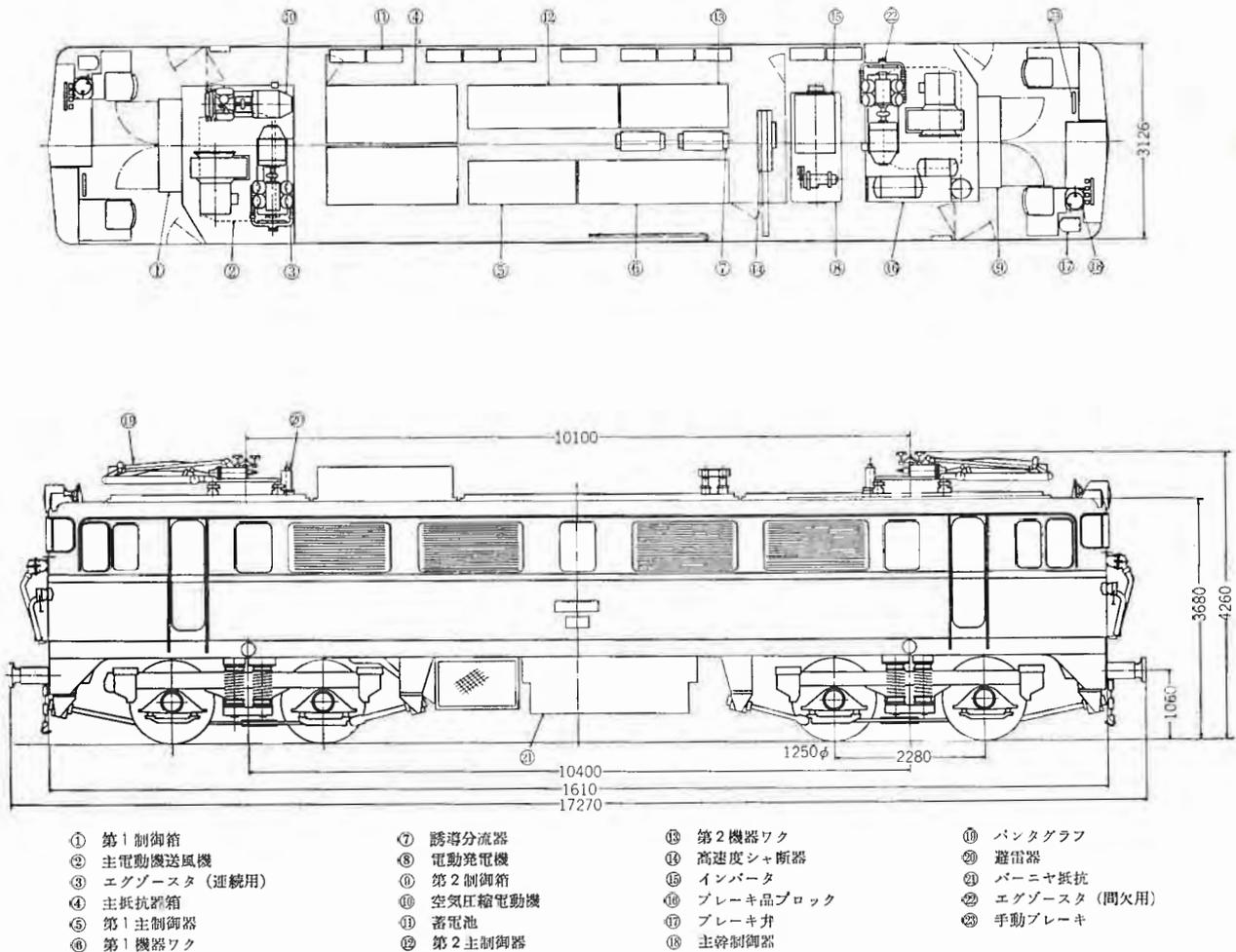


図 7.2 機器配置 Fig. 7.2 Arrangement of apparatus in the locomotive.

(c) スペインの3メーカとの共同受注なるためスペインで入手できる鋼材を使用したこと。

(d) 重量軽減

(1) 車体台ワック

1台車1電動機式の台車でも主電動機が著しく車体内部に突き出た構造であるため、車体台ワックは完全なサイドシール方式のものとし、サイドシールはそれぞれ2本の250mmのミツ形鋼により構成した。また主電動機は運転室と機械室から容易にかつ完全に点検ができる構造とした。

(2) 鋼体

入口戸部分およびエア・フィルタ開口部分の柱は、幅を極力広くとり軽量にして強力な構造とした。

(3) 車体のテスト

車体は客先指定どおりの強度試験を行ない、所定の強度を有することを確認した。なお屋根は期待どおりネジリ荷重に対し有効に働いていることを確認し、貴重なデータを得た。

7.2 機器配置およびギ装

機器配置の詳細は図7.2に示すとおりのものである。

前述の台車構造、車体構造上主通路はZ形構造とし、副通路は安全トビラによりシャ断し常時は使用しない構造とした。また補機は主電動機上部に配置し、車体中央部は機器ワック・抵抗器・高速度シャ断器等を配置して、スペースの有効利用をはかるとも

に電装の簡素化をはかった。

その他特長ある点をあげると次のとおりである。

(1) 客先の指定によりキャノンプラグは使用せずすべて端子台を使用し配線を行なった。

(2) 客先の指定により車体の前後に各6個の灯を設けた。これの使用法は、先頭の場合正三角になるように点灯し、後部は逆三角となるように点灯することになっている。

8. むすび

以上きわめて概括的ではあるが、この種々の特長ある機関車の概要を述べた。各機器ともきわめて短納期のうちに製造ならびに形式試験を実施したが、いずれも計画どおり初期の性能が得られ、また懸念された制限重量もきびしい製品重量管理により完全に満足し、無事昭和41年11月に船積みできたことはきわめて喜ばしい。とくにスペインという、欧州のメーカから見ればわが庭のような場所と考えられているところに、三菱の、いや大きく言えば日本の機関車が走るということは、われわれとしてこの上もない誇りであると感じると同時に、今いっそうの責任を日本人として痛感する次第である。これを機会に日本の技術レベルのほどが欧米に再認識されて、電鉄用電機品、さらに他の機器までもっと海外に雄飛する日の近からんことを願って筆をおきたい。

国鉄向けサイリスタ制御 ED 75501 号交流電気機関車

三橋 英一*・矢野 昌雄*・芦谷 正裕*・黒田 幸男*

Thyristor Controlled AC Electric Locomotives Type ED 75501 for the Japanese National Railways

Itami Works Eiichi MITSUHASHI・Masao YANO・Masahiro ASHIYA・Yukio KURODA

In the project of electrification of the Hakodate main line of the Japanese National Railways in Hokkaido with 50 cycle 20 kV power, thyristor controlled AC electric locomotive, type ED 75501, has been newly designed and manufactured. The locomotive has dispensed with a tap changer, which was indispensable element in the conventional design, and has been built of notchless control system provided with large capacity power thyristors. On the control circuit the relays are made static to do away with the contacts. With smooth accelerating performance, excellent adhesive characteristics high reliability and easy maintenance, the locomotive is epochal product. Special consideration is also given in the design to ensure the operation at a temperature of -35°C without the trouble of snow invasion. The main transformer is of a form-fit type with the secondary dividable into four windings. The thyristor is provided with 1,000 V 250 A cells. The static control apparatus are assembled in trays in accordance their circuits or functions.

1. ま え が き

今から 10 年余前、国鉄仙山線において初めて交流電気機関車が走行して以来、絶えず新しい技術を織り込みつつ数々の交流電気機関車が製作されてきた。この間、交流機関車の利点である高粘着性能と速度選択の多様性が、高信頼度と簡便な保守のもとに十二分に発揮できるものへと進んできた。また、最近ではその高粘着性の故に機器の軽量、小形化が重要な要素となってきている。

最近の大電力用サイリスタの製作技術の進歩は著しいものがありこれを主回路に適用して、電圧制御を行なう方式は、完全な静止化とノッチレス制御への強い要望を満足するものとして注目を浴び採用されるに至った。また、制御回路においても大幅な無接点化が取り入れられることになった。

現在、国鉄の本線用標準形交流電気機関車として、磁気増幅器を用いて無電弧タップ切換え、およびタップ間電圧の連続制御を行なう方式の ED 75 形交流機関車があるが、これにサイリスタ制御を適用するものとして、設計製作されたものが ED 75501 形交流機関車である。

一方、国鉄北海道函館本線の電化が昭和 43 年より開通するこ



図 1.1 ED 75501 形交流電気機関車
Fig. 1.1 Type ED 75501 locomotive.

とになり、その試験線区として手稲一銭両間の電化が 11 月に完成した。この機関車は、試験車として投入されるので寒冷地における特殊性を十分考慮し、耐寒耐雪対策が施されている。この機関車のサイリスタによるノッチレス制御と無接点化された制御回路は、この機関車の量産形だけでなく今後の新形式交流車両の標準形として設計されたもので、機器および部品の標準化に十分な考慮が払われている。ここにサイリスタ制御を中心に主要機器について述べ、この機関車の概要を紹介してご参考に供したいと思う。

2. 特 長

主回路、補助回路などの基本的な構成および機関車定格は、磁気増幅器式 ED 75 形交流機関車に合わせた設計になっているが、とくに性能、信頼度の向上、保守の簡易化の面から最新の技術が取り入れられている。

(1) サイリスタの採用

従来交流機関車には必ずあったタップ切換器を放逐し、大容量サイリスタを適用したことにより、機関車の理想ともいべき次の利点が生まれた。

(a) タップ切換器をなくしたことおよびサイリスタゲートシヤ断の採用により完全なアークレス制御方式としたので、保守および点検が大幅に簡易化された。

(b) 完全なノッチレス制御は、円滑な加速性能と高い粘着特性をもたらした。

(c) サイリスタ制御方式であるため、ノッチ進段時間は自由に選ぶことができ、ノッチ進段ピーク電流を押えることができるので、主変圧器インピーダンスを小さくでき、機関車の再粘着特性が改善された。また、AVR (自動定電圧制御方式) の採用はこれにいつその拍車をかけている。

(2) 軸重移動防止

台車は引張棒とリンク機構を組合わせた構造で、台車への力の伝達点をレール面上にもってくることにより、台車内の軸重移動をなくした。この台車は ED 74, ED 75, ED 76 などの機関車に国鉄電気機関車の標準品として使用されている。

(3) 制御装置に静止機器を大幅に採用

従来の継電器類はほとんどすべてサイリスタやトランジスタなどからなる静止機器に置きかえたので、動作の信頼性が増し、保守の手間がほとんど不要になった。これらの静止機器は回路別または機能別にトレイにおさめている。

(4) 寒冷地対策

この機関車は北海道電化区間用として使用されるため、機器の凍結、雪の侵入による絶縁低下、温度低下による機能の低下などを考慮して、始業前予熱用ヒータの設置、高圧機器の屋内配置、排風の車内循環などの対策を施している。

(5) ED 75 M 形機関車との重連運転

磁気増幅器式制御装置を備えた ED 75 形電気機関車との重連運転が可能である。

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

3. 性能

客貨両用に使用され、磁気増幅器式 ED 75 形機関車と同じであるが、要求される性能は次のとおりである。

- (1) 客車 600 t けん引、平たん線でのつりあい速度 100 km/h 以上
- (2) 貨車 1,200 t (最大 1,300 t) をけん引し、 10‰ コウ配で起動可能、つりあい速度は 45 km/h 程度
- (3) 2 両重連で貨車 1,200 t (最大 1,000 t) をけん引し、 25‰ コウ配で起動可能

これらの条件のもとに設計された ED 75501 の性能曲線を図 3.1 に、またこれから求められた線電圧 20 kV におけるつりあい速度を表 3.1 に示す。

出発時の期待粘着係数を求めると出発抵抗を 8 kg/t としたとき、

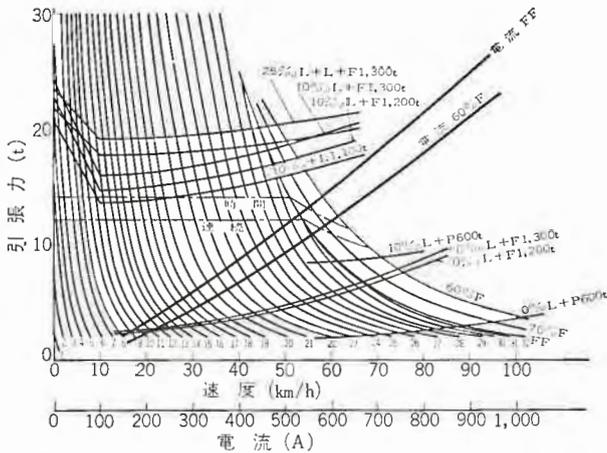


図 3.1 ED 75501 性能曲線
Fig. 3.1 Performance curves of ED 75501.

表 3.1 つりあい速度
Table 3.1 Balancing speed.

けん引荷重(t)	コウ配(‰)	ノッチ	界磁	つりあい速度(km/h)	記事
貨車 1,200	10	32	全界磁	47.2	単機
貨車 1,300	10	32	全界磁	46.0	単機
貨車 1,200	25	32	全界磁	45.4	2両重連
貨車 1,300	25	32	全界磁	44.0	2両重連
客車 600	0	34	60%弱界磁	101.4	単機

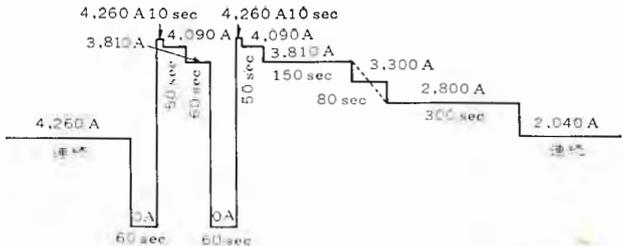


図 3.2 主サイリスタおよびシリコン整流器に対する電流条件
Fig. 3.2 Current duty for thyristor and silicon rectifier.

表 3.2 主要項目
Table 3.2 Main items.

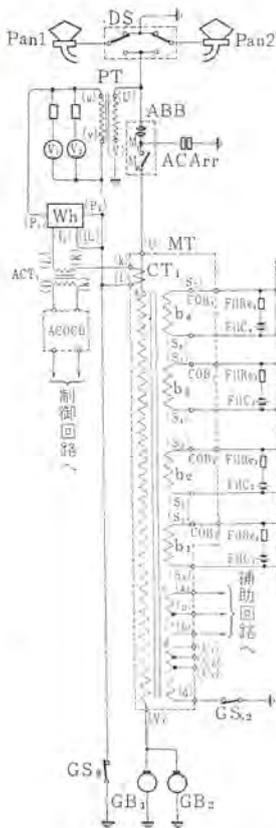
用途	客貨両用
電気方式	単相交流 20 kV, 50 c/s
機関車方式	サイリスタおよびシリコン整流器式
運転整備重量	67.2 t
軸配置	B ₀ -B ₀
機関車形状	箱形両運転台
機関車寸法	
長さ×幅×高さ	13,800×2,800×3,600 mm
パンタ折たみ高さ	4,270 mm
台車中心間距離	7,950 mm
連結面間長さ	14,600 mm
機関車性能	
1 時間定格出力	1,900 kW
1 時間定格引張力	14.1 t
1 時間定格速度	49.1 km/h
最高速度	100 km/h
台車	DT 129 H
固定轴距	2,500 mm
動輪	1,120 mm
動力伝達方式	1 段歯車減速、つりかけ式、弾性歯車使用
歯車比	16 : 71 = 1 : 4.44
モジュール	12
主電動機	MT-52 4 極、丸形、他力通風形
1 時間定格	475 kw, 900 V, 570 A (眠流)
主変圧器	TM 12 形 外鉄形 送油風冷式
	フォームフィット、低圧 4 分割式
連続定格	2,290(冬期 2,670)kVA/2,160kVA/130kVA/380kVA
	20 kV/307×4 V/410 V/1,485 V
主整流装置	RS 27 形 単相ブリッジ結線およびサイリスタ逆並列結線
連続定格	2,200 kw, 1,100 V, 2,000 A
主平滑リアクトル	IC 23 形、形オープンコア形、F 種、他力通風形
制御方式	重連総括制御付、サイリスタによる連続制御界磁制御
ブレーキ方式	EL 14 AS 空気ブレーキ、手ブレーキ
補機方式	相変換方式
	入力側 単相 50 c/s 400 V
	出力側 三相 50 c/s 400 V

10‰ 、1,300 t けん引の場合約 37%， 25‰ 重連、1,300 t けん引の場合で約 35% となっている。

主電動機としては国鉄標準形式の MT 52 形 4 台を使用し、主変圧器ははじめ各機器の容量は、これと協調をとって次のように選定した。

(a) 主変圧器の連続定格電流は磁気増幅器式 ED 75 形機関車と同一にするため、主電動機連続定格の約 86% に選定した。また、主変圧器の二次巻線は次のような理由により 4 分割し、1 巻線あたりの無負荷電圧をサイリスタ直列素子数 IS にて取り得る最大として 307 V に選んだ。

すなわち、従来のタツ切換方式と異なって、サイリスタの点弧位相の制御によって直流電圧を制御するため、架線に流れる電流の高調波成分を少なくし、通信線への誘導障害を軽減すること、力率の低下を防ぐことおよび主電動機電流の脈動率を小さくすることを考慮すれば分割数は多いほどよいが、主変圧器の構造およびサイリスタまわりの回路構成から考えれば、分割数を多くすることは不経済となるので、これらを定量的に検討した結果 4 分割とした⁽¹⁾⁽³⁾。



- Pan 1,2 バンダグラフ
- DS1,2 バンダ断路器
- ABB 空気シャ断器
- PT 計器用変圧器
- ACArr 交流避雷器
- MT 主変圧器
- MRf1,2 主整流装置
- GB アースプラト
- Fil Ci-4 フィルタコンデンサ

- Fil Re1-4 フィルタ抵抗器
- Di Re1-4 放電抵抗器
- ACT1-7 補助変流器
- ACOD 交流過電流検出器
- DCCT1-5 直流変流器
- DCPT1 直流変圧器
- CD 電流検出器
- MRfOCD シリコン過電流検出器
- MSL1-4 直流リアクトル

- A1-4 主電動機電機子
- MF1-4 主電動機界磁逆転器
- Rv 永久分路抵抗器
- WFRel-4 弱界磁用抵抗器
- WFL1-4 誘導分路器
- L1)~L42 主接触器
- F11~F42 弱界磁用接触器
- MMOCD1-4 主電動機過電流検出器

図 4.1 主回路ツナギ Fig. 4.1 Connection diagram of main circuit.

(b) 主サイリスタおよびダイオードの並列素子数は、 $10^6/60$ コウ配で繰り返し2回起動を行なっても十分耐える容量となるように選定した結果、図 3.2 のような電流条件を満足するものとなった。この機関車の主要要目を表 3.2 に示す。

4. サイリスタによるノッチレス制御

4.1 主回路

主回路はサイリスタを適用したため、主変圧器2次側回路および電動機回路の無電弧シャ断回路が異なっているほかは従来の機関車とほとんど同じである。保護継電器類は、すべて無接点検出器を使用している。フィルタ回路は、誘導障害防止とサイリスタおよびシリコン整流器保護を目的として主変圧器2次各巻線に設けている。また、主サイリスタ素子にゲートパルスが与えられている期間に電流断続が起こると逆電圧が印加され、素子の劣化に影響するのでシリコン整流器の並列コンデンサの充電電荷を放電する目的で各ユニットに放電抵抗器を設けている。

前にも述べたようにこの機関車の最も大きな特長として、サイリスタによるノッチレス制御と電動機回路の無電弧切換えがあげられる。この作用について、以下説明する。

図 4.1 に示すように主変圧器二次巻線は四つの巻線に分割され⁽¹⁾、それぞれの巻線に逆並列に接続された主サイリスタとブリッジ接続された主シリコン整流器ユニットが設けられ、これらのブリッジ回路は直流側で直列接続されて、それぞれの和の電圧が主電動機

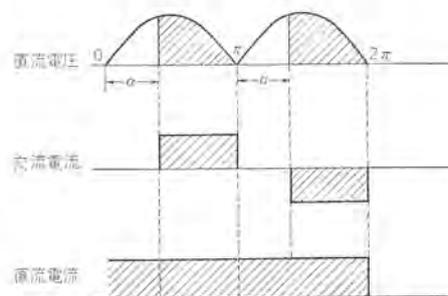
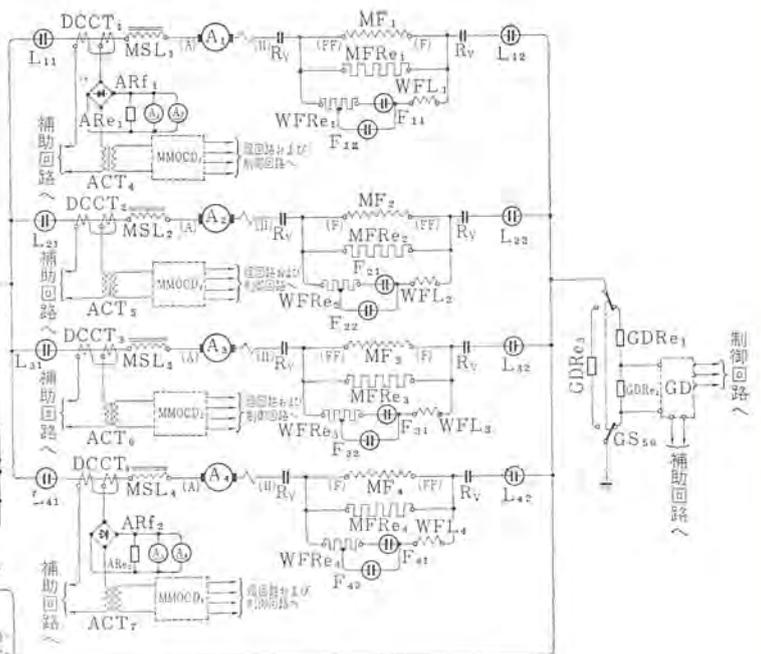


図 4.2 サイリスタ位相制御時の電圧電流波形原理図 Fig. 4.2 Wave forms of voltage and currents when phase controlled with thyristors.

回路に与えられるようになっているので、この逆並列接続された主サイリスタの点弧位相制御を順次行ない、連続的に直流出力電圧を変換することによって、列車速度が制御される。

(a) 位相制御による電圧制御

電圧制御の方法はまず第1ユニットのサイリスタの点弧位相制御を行ない、(このとき他の3ユニットの点弧角は 180° に絞っておく)この第1ユニットの点弧制御が終わり、全電圧が出ると次に第2ユニットの主サイリスタ点弧位相制御を行なっていくもので順次第3、第4ユニットの位相制御を行ない、全巻線電圧を出すという方法である。この場合、直流出力電圧波形は正弦波でなく、位相制御された波形で、平均値として連続的に電圧を制御することになる。

図 4.2 は電圧、電流の状態を示す原理図で、図 4.3 は工場試

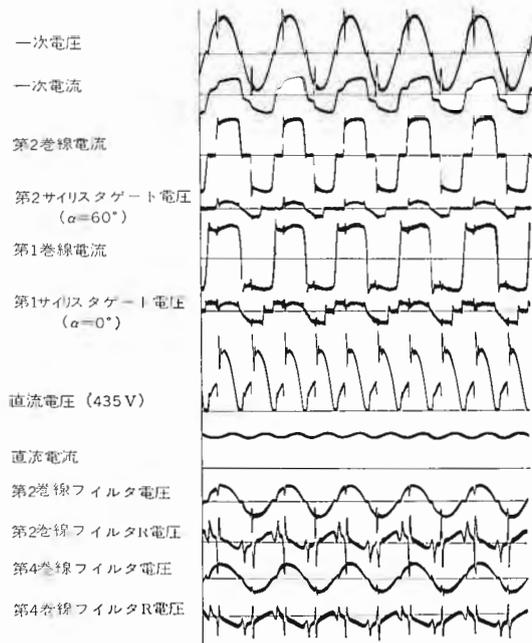


図 4.3 各部電圧電流実測オシログラム
Fig. 4.3 Actual wave forms of voltages and currents.

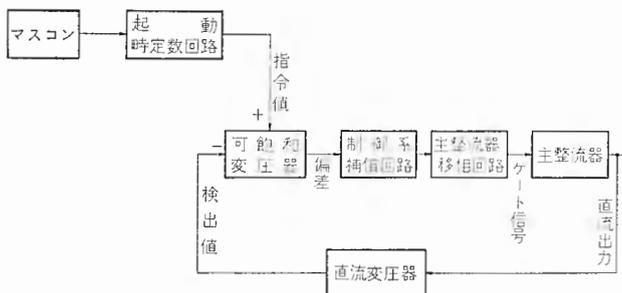


図 4.4 電圧制御回路ブロックダイアグラム
Fig. 4.4 Block diagram of voltage control circuit.

験のオシログラムである。このように直列接続整流回路の電圧・電流波形は、主変圧器2次巻線間の結合度の粗密の影響もあって現象的に複雑になるが、この詳細解析については省略する⁽¹⁾。

(b) 直流回路の無電弧解放

平常時あるいは事故時に直流回路を解放する場合、主サイリスタのゲートシヤ断を行ない、直流電流がゼロになったことを電流検出器によって検出して、そのあと、主カム接触器を解放位置に転換する方法を取っている。これにより、断流器は不要になった。

4.2 定電圧制御回路

交流機関車の引張力特性を最大に生かすために、運転士の操作により主電動機の電圧制御を行なうよう制御回路が構成されており、また、位相角と直流出力電圧が主変圧器の磁氣的結合状態によって、単調増加でなくばみの特性⁽¹⁾が出るので、主幹制御器のノッチ指示は位相角でなくて、出力電圧のパターンで与える方式とし、この指令直圧電圧に直流出力電圧が一致するように制御する定電圧制御方式が採用されている。

図 4.4 は定電圧制御回路をブロック図で示したものである。主幹制御器の主ハンドルに直結された誘導電圧調整器式パターン発生器により、主回路出力電圧の基準電圧が与えられ、この電圧は起動時定数回路で時定数をもって立上る。このとき定数回路は機関車が定電圧制御方式であるため、電圧変動率が非常に小さく、したがって、ノッチ刻み時のピーク電流が大きくなるので、ノッチ刻み時の直圧電圧の立上りに時定数をもたせて、これを押えるために

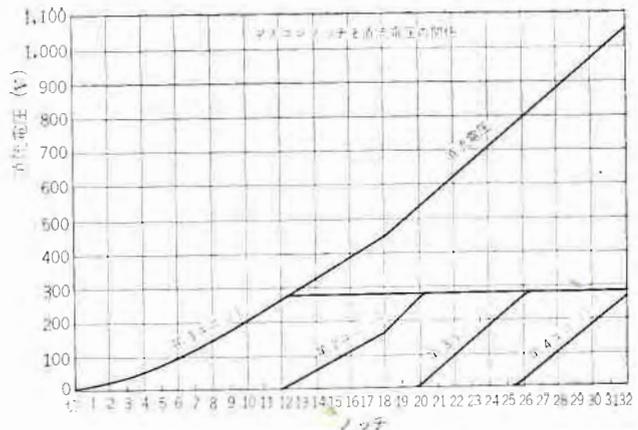


図 4.5 主幹制御器ノッチ直圧電圧特性
Fig. 4.5 Characteristics of notches-DC voltage.

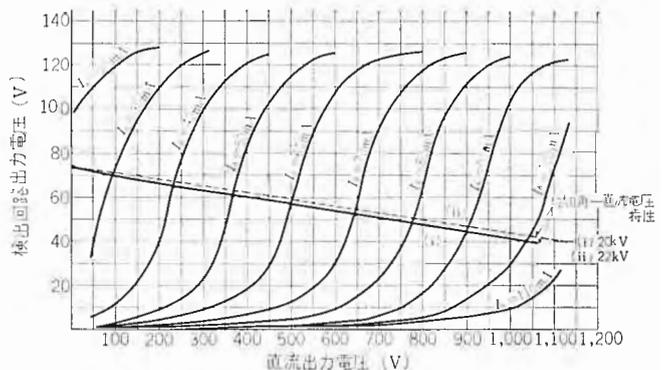


図 4.6 電圧制御回路特性 (I_b 可飽和変圧器入力電流)
Fig. 4.6 Characteristics of voltage control circuit.

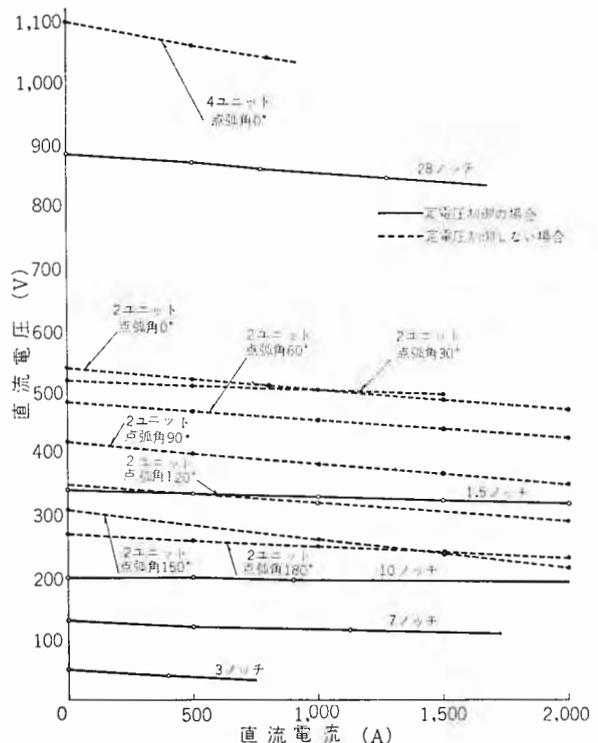


図 4.7 電圧変動率特性
Fig. 4.7 Voltage regulation curves.

設けている。この指令電圧は、可飽和変圧器に与えられる。この指令電圧によって定まる指令電流と、直流変圧器によって検出された主回路電圧に比例した検出電流は可飽和変圧器によって比較され差が検出される。この差は制御系補償回路で安定化され、主整流装置位相回路の入力電圧となり、主サイリスタの点弧位相角

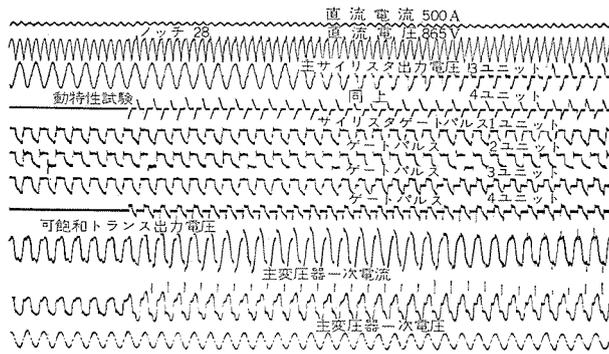


図 4.8 電圧制御系の動特性
Fig. 4.8 Dynamic characteristics of automatic voltage control system.

α を定める。この α により、主幹制御器指令電圧に相当する出力電圧が定まる。この電圧は架線電圧変動および負荷電流の変化に対して定電圧になるよう、いわゆる定電圧制御されるわけである。

図 4.5 および図 4.6 に主幹制御器 ノッチ と出力電圧特性および電圧制御の静特性を示す。なお各ユニットの電圧分担は約 35 度制御角をラップさせ、位相角対直流出力電圧特性を直線に近づけ、定電圧制御の誤差を少なくしている。

また、位相制御を行なっている場合、および定電圧制御を行なっている場合の負荷電流に対する電圧変動率は、図 4.7 にその一部を示すように位相指令の場合でも非常に小さく、定電圧制御の場合にはほとんどない。定電圧制御系の回復時間は図 4.8 に示すように 0.2~0.3 sec であるため、主電動機電流が空転などの原因で急変した場合にも一定電圧となり、再粘着特性は非常に良いわけである。

なおこの機関車は重連総括制御ができるようになっており、気増幅器式 ED 75 形機関車など他の異形式機関車ともその直流電圧を検出して、それを電圧パターンとして、追従運転することにより重連可能である。

5. 主要機器

5.1 TM 12 形主変圧器

TM 12 形主変圧器は、さきに標準形式として量産されている磁

表 5.1 主変圧器の仕様と諸元

Table 5.1 Specification of main transformer and various items.

形式	TM 12 形, 外鉄形, フォームフィット, 送油風冷式	
相数	単相	
周波数	50 c/s	
容量	一次側(交流巻線)	2,290 kVA (S_7-S_0 において)
	二次側(直流巻線)	2,160 kVA (S_7-S_0 において)
	三次側(補機巻線)	130 kVA
	四次側(暖房巻線)	380 kVA
電圧	一次側	20,000 V (架線電圧変動 $-20\% \sim +10\%$)
	二次側	307×4 V
	三次側	410 (205×2) V 461 (230.5×2) V
	四次側	1,485, 1,280, 1,075 V
温度上昇限度	巻線 85°C, 油 65°C ただし、周囲温度は 25°C 以下とする。冬季において四次巻線を使用する場合は、周囲温度を 10°C 以下とし、巻線および油の温度上昇限度は上記値よりおのの 15°C 高いものとする。	
循環油量	700 l/min	
冷却風量	70 m ³ /min	
総重量	(付属品および油を含む) 4,000 kg	
油量	650 l	

気増幅器式 ED 75 形電気機関車用 TM 11 A 形主変圧器と性能はほとんど同じであるが、主回路のサイリスタ化、および北海道電化向けのための耐寒、耐雪対策などにもない、内外部においてその構造は相当異なっている。性能面では、電圧制御にサイリスタによる二次側分割連続位相制御方式が採用されているため、主変圧器の二次巻線は、おのの独立した 4 個の巻線を有している。また、電圧制御を行なう場合、おのの二次巻線のリアクタンスがバランスしていること、および各二次巻線相互間の結合度が小さいことが望ましく、TM 12 形主変圧器では、以上の 2 点に留意して設計されている。表 5.1 は主変圧器の仕様、諸元であり、図 5.1 は巻線配置を示す。

図 5.1 において、#5 #6, #17 #18, #27 #28, #39 #40 のコイルは 4 個の二次巻線である。これらの二次巻線は、それぞれ一次巻線と 2H-L 配置を構成し、4 群の一次巻線は並列に接続される。こうすることにより、一、二次巻線を含む 4 個の巻線群は、それぞれ磁気的にほぼ別々の変圧器とみなすことができ、各二次巻線のリアクタンス、および実効抵抗はほぼ同一となり、二次巻線相互間の結合度は小さくなる。三次および四次巻線は、一次巻線の群間に配置され、三次巻線電圧変動が最も小さくなるように二次巻線の使用順位を決めている。図 5.2 は二次側換算のリアクタンス、および実効抵抗 (実測値) を示す。

外部構造は従来屋上に設置されていた特別高圧機器 (シャ断器, アレスタ, パンタ断路器) を、雪害・凍結・塩害などによる事故防止の目的で屋内化し、それを主変圧器上に設置しているため主変圧

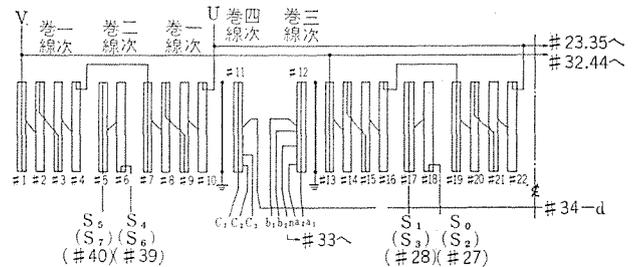


図 5.1 巻線配置
Fig. 5.1 Arrangement of winding.

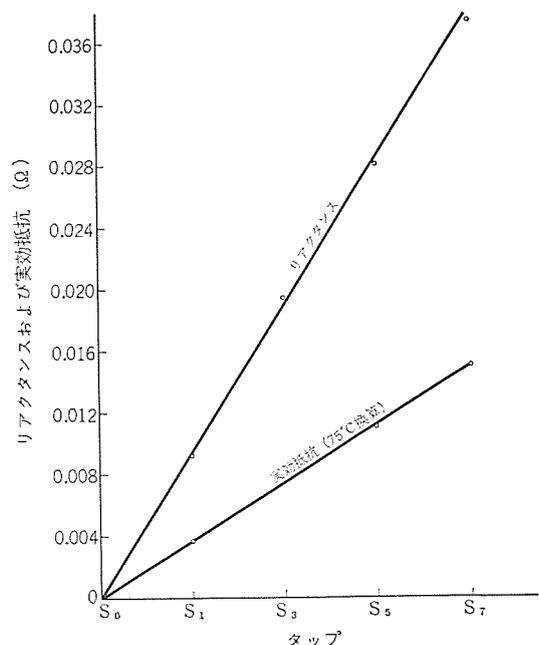


図 5.2 リアクタンスおよび実効抵抗 (二次側換算)
Fig. 5.2 Reactance and effective resistance of main transformer.

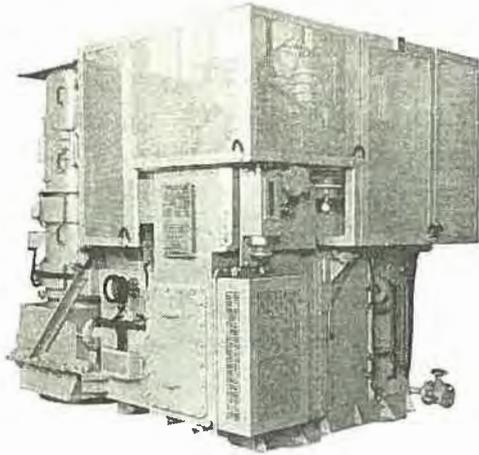


図 5.3 主変圧器および特高機器ウツ外観
Fig. 5.3 Exterior view of main transformer and 20 kV circuit equipment.

器形状は従来のものと大幅に異なっている。特別高圧機器と主変圧器の組合わせは、一個のウツ上に特高機器をとりつけ、そのウツを主変圧器タンクにとりつける構造としている。主変圧器は車体高さの制限から、電車用と同じく横倒しで使用しており、主変圧器一次線路側ブッシングを、特高機器と協調のとれた位置に設置して、主変圧器に引き込むまでの主回路配線を容易にしている。そのほか、二次、および三次、四次ブッシングは手装に都合のよい位置に、温度計、油流指示器、フィルタブリーザなどの付属品は取扱いに便利な位置に設置して、特高機器をふくめて、コンパクトに組立てられている。図 5.3 は特高機器と組合わせた主変圧器の外観である。

主変圧器は外鉄形、フォームフィット構造を採用しているの、内部構造は、TM 11 A 形主変圧器とほぼ同様である。絶縁油には、使用条件 -35°C を考え寒冷地用絶縁油を使用している。従来より使用している普通鉱油は、流動点が -30°C 前後であり、普通鉱油を使用した場合、 -35°C における電動油ポンプの起動が困難になる。寒冷地用絶縁油は、普通鉱油にくらべ、流動点が -55°C と低く、 -35°C 付近における粘度も相当小さい。

冷却方式は従来同様、送油風冷却式を採用しているが、従来車内からとっていた冷却風を車外（床下）より採り、車内負圧による機関車側面のフィルタからの雪の浸入を極力防止するようにしている。このように冷却風は床下より屋上へ導かれるので主変圧器の冷却装置には、上下部に車体側に合わせたラジエーターを設け、パッキンにより車内と気密を保つようにしている。油冷却器は吸い込まれた雪による目づまり、凍結によるクラックの発生などを考慮して、軽量で高効率なアルミライトロン製冷却器を使用しており、電動送風機には万一の羽根車の凍結にそなえて、ケーシングの羽根車に位置する場所にスペースヒータを装備している。また電動油ポンプは寒冷地用絶縁油の使用とあいまって、協調のとれた設計を行っており、寒冷地用としての性能を有している。そのほか油流指示器、温度計については、密閉構造とし、ケース内には吸湿剤を充填して寒冷による接点の凍結防止をはかっている。

5.2 主整流装置

装置の仕様は次のとおりである。

形式	RS 27
方式	交流側並列サイリスタ単相ブリッジ 4 段直列方式
素子形式	主シリコン整流素子 SI 300-12 主サイリスタ CSI 250-10

表 5.2 サイリスタ定格
Table 5.2 Rating of thyristor.

項 目	定 格
形 式	CSI 250 D-10
定格平均順電流 (A) (単相正弦波 180° 通電角)	250
定格動作逆電圧 (V) (商用周波波高値)	1,000
定格最大非くり返し逆電圧 (V) (商用周波波高値)	1,200
定格動作順阻止電圧 (V) (商用周波波高値)	1,000
定格臨界順阻止電圧上昇率 (V/ μs)	10
接合部温度 125°C 陽極陰極間 500 V	
定格臨界順電流上昇率 (A/ μs) ハイゲートドライブ $I_g=250\text{ A}$	100
定格最大ゲート電圧 (V) 波高値	順方向 10 逆方向 5
定格最大ゲート電流 (A) 波高値	2
定格最大ゲート電力 (W)	瞬時値 10 平均値 2
定格素子接合部温度 ($^{\circ}\text{C}$)	125~40
過電流耐量 (A) (波高値非繰返し)	1 サイクル 5,000 5 サイクル 3,500 15 サイクル 2,900
し め つ け ト ル ク (kg)	400 \pm 55

素子構成	主シリコン整流素子 1 S \times 10 P \times 4 A \times 4 U 主サイリスタ 1 S \times 12 P \times 2 A \times 4 U
周囲温度	$-30^{\circ}\text{C}\sim 40^{\circ}\text{C}$
冷却風量	風 量 50 m ³ /min \times 4
風圧損失	7 mmAq
負荷条件	100% 連続 180% 10 分
定 格	(a) 定格直流電流 (A) 2,000 (b) 定格直流電圧 (V) 1,100 (c) 定格出力 (kW) 2,200 (d) 定格周波数 (c/s) 50
効 率 (%)	98
直流過電流耐量 (5 サイクル (50 c/s ペース))	17,000 A
電流分担不平衡率	$\pm 20\%$
温度上昇限度	主シリコン整流素子 70 $^{\circ}\text{C}$ 主サイリスタ 55 $^{\circ}\text{C}$ 高速度限流ヒューズ端子 50 $^{\circ}\text{C}$

この装置のおもな特長は次のとおりである。

(1) 主サイリスタは表 5.2 に示す定格の高耐圧大電力のものである。このサイリスタは次の特長を有している。

サイリスタ基体と銅ベースまたは電極との接続には溶ダ（ハンダ、ろう材等）を用いず強力なパネによる圧接構造で、きびしい断続負荷に対しても溶ダの熱疲労の問題もなく、サイリスタ基体を熱的機械的なストレスから解放しているの信頼性が高い。サイリスタ基体においてゲート極は陰極リングの中心部に配置されたいわゆるセンタゲート構造になっており、点弧時にターンオン領域の拡がり有効かつ急速に行なわれるため di/dt がほかの構造より高い。

(2) 主シリコン整流素子は標準形の SI 300 形 280 A, 1,200 V インパルス 1,500 V の素子である。このシリコン整流素子には直列に

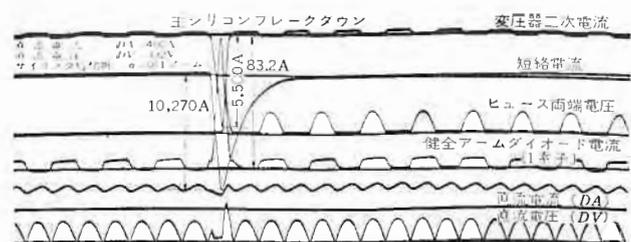


図 5.4 主シリコン整流素子ブレイクダウン試験
Fig. 5.4 Main diode breakdown test.

高速度限流ヒューズが接続されている。このヒューズは AC 500 V 250 A の定格で高速度シャ断特性を持ち、ブレイクダウンしたシリコン不良素子を除去し、主サイリスタを交流側短絡電流より守り運転を維持する。

この限流ヒューズと並列に定格 AC 500 V 1 A の表示ヒューズが接続され、限流ヒューズが溶断したことが検出され、表示ランプが点灯される。主シリコン整流素子のブレイクダウンした場合の動作は図 5.4 に示すとおりヒューズ溶断により他回路はなんら影響を受けることなく運転状態が維持されることを示している。

(3) 各サイリスタには直列に 11.5 μ H, 1.53 m Ω の空心リアクトルを接続し、点弧時の急しゅんな di/dt より素子を守ると同時に、順電圧降下のパルスによる電流不平衡を $\pm 20\%$ 以内としている。

(4) 主サイリスタの短絡、通弧、アーム失弧を検出する故障表示装置がある。サイリスタ出力側に設けられた絶縁変圧器により位相制御された交流電圧を検出し、この電圧と移相回路のゲートパルスと比較しサイリスタ故障時の異常電圧により動作する。

移相回路の故障によるアーム失弧の場合、サイリスタ出力側の電圧が一方の極性のみ現われるため絶縁変圧器は直流励磁を受け、二次側にゲートパルスの消失した半サイクル期間に電圧を誘起する。この誘起電圧で故障表示装置は動作する。

この表示装置が動作すると ABB が開かれ各機器を保護する。

(5) 主サイリスタのゲートには立ち上り急しゅんな大電力パルスを与えるいわゆるハイゲートドライバ方式を採用している。この方式

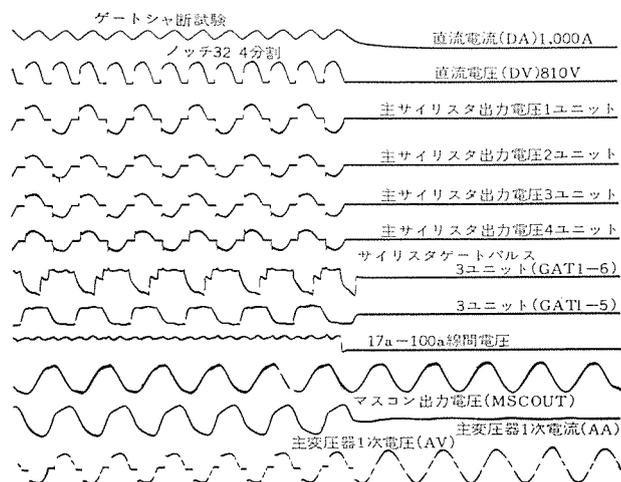


図 5.5 ゲートオフ試験
Fig. 5.5 Gate pulse cut off test.

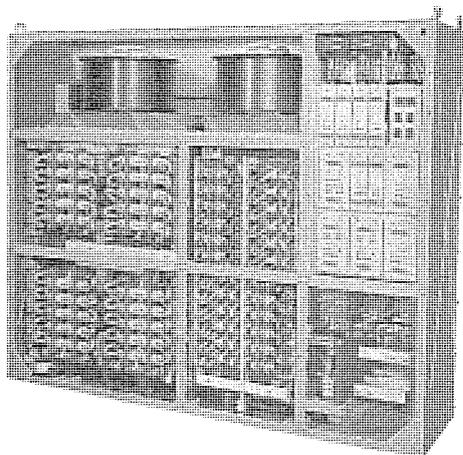


図 5.6 整流装置
Fig. 5.6 Thyristors and diode with control equipment.

は立ち上りの急しゅんな大電力パルスに重ジョウさせる方式で、サイリスタの点弧時におけるゲート領域における広がりをお助長（許容される di/dt を増すとともに、各素子のゲート特性によるターンオン時間のバラツキをおさえる）。

(6) 移相装置にはレミ形磁気増幅器を採用し速応性がありかつ雑音に強いものになっている。

(7) ノッチオフ時および主回路過電流、整流器温度上昇の事故時にはゲートパルスを消してサイリスタをシャ断するいわゆるゲートオフ方式を採用している。図 5.5 はゲートオフを示すオシロである。

(8) 装置は 2 箱からなり、それぞれ移相回路、ゲートオフ回路、故障検出回路を内蔵している。セットの一部が不良の場合、不良付属品のセットを殺すことにより片肺運転が可能である。

装置の外形を図 5.6 に示す。各付属回路はすべて標準トレイに納められており、故障時には予備トレイと簡単に取り換えができる。移相回路の入力にはシールド線を使用し安定なものにしているが、ゲート出力変圧器より主サイリスタまでには同軸ケーブルを使用しゲートパルスの周波数特性を高めている。

5.3 主制御器

本器には主電動機回路の投入開放と界磁弱め制御を行なうカムスイッチを主体とし、これのカム軸制御部品と主回路制御部品の一部を収納してある。主制御器のハンドル扱いにより主回路のオン・オフおよび界磁弱めの 1 段、2 段を選択することができる。

主回路電流はサイリスタのゲートシャ断によりオフしうるので、カムスイッチはシャ断容量は持たず通電と主電動機の切離しのみを行なえばよく、吹消コイルやアークボックスは不要となり全体を小形軽量にまとめることができた。

ただし誤って主回路電流をシャ断すれば、大きな焼損事故を招くので次の配慮をしてある。

(1) カム軸は空気シリンダによって駆動されるが、電磁弁の断線や指令線の接触不良の場合でも、カム軸が不用意に転換しないよう電磁弁は進め戻しともオフ形を使用してシリンダの両側に常に空気をこめ、励磁することによって空気を排気して転換するように構成した。

(2) 空気シリンダのピストンの動きはロックとピニオンによりカム軸を回転させる機構を採用してあるが、主回路のオン、オフ、界磁弱め 1 段、界磁弱め 2 段の 4 ステップ位置に確実に停止できるように電磁弁制御回路、送りセグメント角度の考慮とともに、调速装置、対向カム、ステップカムも設けて完全を期した。界磁弱めより、オフ位置に戻し操作を行なったときに、オフ位置にまで滑り込まないことを絶対に必要とするからである。

(3) 主幹制御器が、任意にオフ操作されたときの残留電流やサイリスタが制御能力を失ったとき、負荷電流のシャ断を防ぐために主回路の電流を検出する装置を備え、主回路電流がゼロにならないかぎりカムスイッチはオフ位置まで戻らないように論理回路を

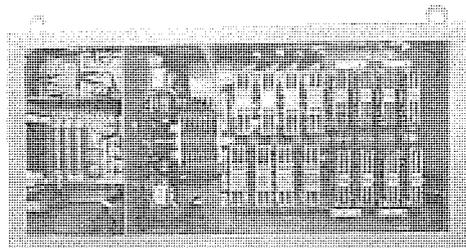


図 5.7 主制御器箱正面
Fig. 5.7 Front view of main control box.

組んである。界磁弱め制御用のカムスイッチは、戻しのときに電流を遮断するので吹消機構付きとしてある。

主電動機の開放は従来の刃形開閉器は使用せず、カムスイッチの可動部に開放装置をそ入してローラをカム板から浮かせることにより常時開放状態に保持し、主電動機を主回路より開放する方式となっている。なおカム軸の目盛環は中廊下、側廊下の両側から見られるよう2組設けてあり、制御回路の配線は27心のプラグ2個により外部に接続する。

本器の定格は次のとおりである。

回路電圧	DC 1,500 V
定格電流	DC 550 A (主回路スイッチ) DC 300 A (界磁弱めスイッチ)

段数 4段
操作空気圧力 5 kg/cm²

5.4 主サイリスタ制御装置

5.4.1 電圧制御装置

主回路電圧制御装置はサイリスタ装置のゲート制御装置とあいまって、主回路直流電圧を主幹制御器の指令パターン電圧どおりになるよう制御する自動電圧装置である。装置の外形は図5.8に、構成を図5.9に示す。主幹制御器よりのパターン信号は交流電圧であるから整流器(MSR_f)により直流電圧信号に変換される。この電圧信号は抵抗器(CRe2)を通してのコンデンサ(CC)の充電時定数をもつ信号に変換される。この時定数回路により、みかけ上ノッチ数を増したと同じ効果をもたせ、ノッチ進段時のピーク電流を押し起動は非常にスムーズに行なわれる。時定数はコンデンサ(CC)または抵抗器(CRe2)を調整することにより可変にできる。この信号は可飽和変圧器(SaT)のバイアス巻線に指令信号として与

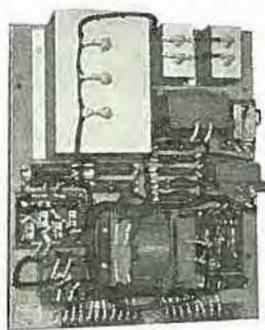


図 5.8 電圧制御装置
Fig. 5.8 Automatic voltage regulator.

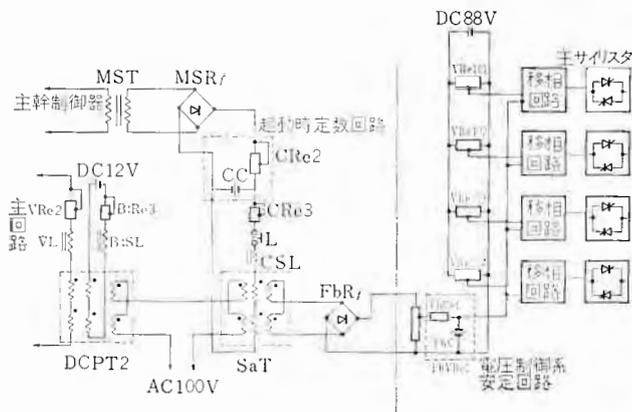


図 5.9 電圧制御系構成図
Fig. 5.9 Circuit for automatic voltage regulating system.

えられる。

主回路電圧は直流変圧器(DCPT2)により検出されるが、この変圧器には直列にリアクトル(VL)が接続され、直流変圧器が拘束磁化状態に保たれ、遅れの無い検出が可能となっている。直流変圧器の検出電流は可飽和変圧器の一次巻線に与えられ、可飽和変圧器にて主幹制御器からの指令電流と比較され、偏差分が取り出される。可飽和変圧器は巻鉄心2個で構成され、直流変圧器と直接結合されているため、電圧リセット形と等価となり瞬時に検出できる⁽¹⁾。

この偏差分は整流器(FbRf)により整流され抵抗器(FbVRe1)の端子間に現われる。抵抗器(FbRe1)とコンデンサ(Fbc)により構成される安定回路は、電圧制御系が安定に動作するためのもので、コンデンサ(Fbc)の容量を変えることにより時定数は可変である。この直流電圧が主サイリスタ装置の入力信号となるが、この場合各移相回路にはおのおの値の異なる直流バイアス電圧が加えられ、ゲートパルスが第1グループより順次与えられる。

5.4.2 ゲート制御装置

ゲート制御装置は主として架線電圧に同期した電源を作る回路、移相回路、適切なゲート信号に増幅変換する回路、移相器に指令を与えるバイアス電源回路およびゲートオフ回路で構成されている。同期電源回路およびゲートオフ回路は同一整流器箱内の2ユニットに対して共通の1組である。1ユニットのサイリスタすなわち逆並列に接続された2アームのサイリスタに対して1セットの移相回路でパルス形成回路が構成されている。

装置の構成図を図5.10、移相回路の概要を図5.11に示すが原理は次のとおりである。定電圧制御系よりの偏差信号は、バイアス回路で各ユニットに異なるバイアスを加えられ移相回路に与えられる。主変圧器の三次巻線電圧は電源フィルタを通じ、同期電源回路で長方形波電圧に変換され同期出力トランス(OST)を通して移相器電源となる。

主変圧器三次巻線電圧は主サイリスタおよび主ダイオードの転流期間において相当波形はゆがむが、このゆがみはフィルタ回路により除去される。このフィルタ回路はリアクトル(FiLL)ーコンデンサ(FiLC)ーリアクトル(FiLL)のT形回路で180°位相角を遅らせて主電源と同期をとっている。同期電源回路はトランジスタを用いたロイヤ形回路に一部改良を加えたもので、ロイヤ回路では抵抗によるたすきがけにより、ポジティブフィードバックを加えているが、この回路では、抵抗+コンデンサのたすきがけにより、長方形波の立ち上りを急峻にするとともに鉄心特性によるばらつきを避けたものである。

移相回路において偏差信号はエミッタフォロウ回路(Tr1, Tr2)に

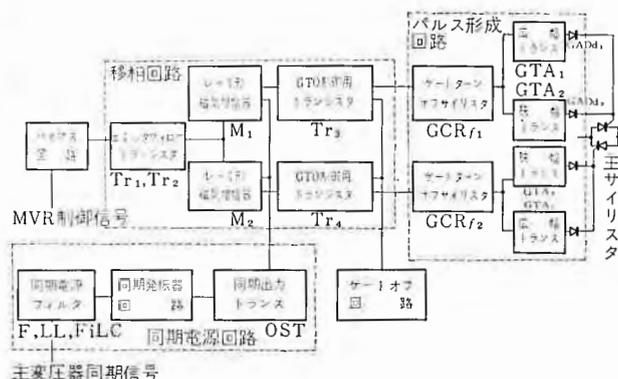


図 5.10 ゲート装置構成図
Fig. 5.10 Block diagram for gate circuit.

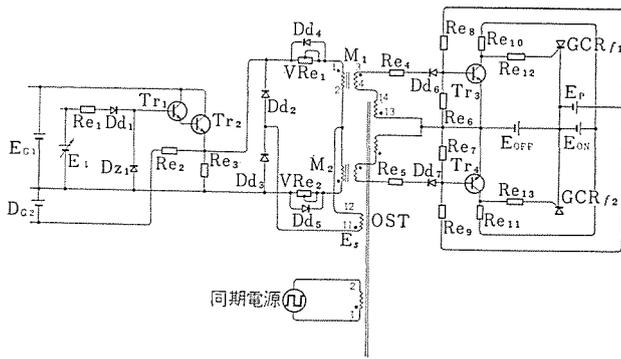


図 5.11 移相回路概要図

Fig. 5.11 Circuit for phase shifting system.

より増幅され、レーミ形磁気増幅器 (M1, M2) のリセット電圧を与える。レーミ形磁気増幅器 (M1, M2) の飽和時間がこのリセット電圧により定まり位相を $0^\circ \sim 180^\circ$ の範囲内で移相する。飽和するとゲートターンオフサイリスタ制御用トランジスタ (Tr3, Tr4) がカットオフとなる。この時パルス形成回路のゲートターンオフサイリスタ (GCRf1, GCRf2) が点弧し、広幅ゲート変圧器 (GTA1) より広幅パルスが、狭幅ゲート変圧器 (GTA2) より狭幅パルスが発生しダイオード (GADd1, GADd2) による付き合わせ回路で合成される。狭幅パルスはコンデンサの放電により発生するが、狭幅変圧器はできるだけ巻数を減らし周波数特性の良い構造に設計している。このパルスが主サイリスタのゲートカソード間に与えられるが、このパルスは図 5.12 に示すように最大 180° 幅になる定常電流値の広幅パルスに、波高値 3 倍の電流値をもつ立ち上り急しゅんな狭幅パルスを重畳させたものである。電流の立ち上り時間 t_r は、約 $2 \mu s$ 、立ち下り時定数 t_d は約 $30 \mu s$ に選ばれている。

ノッチオフおよび主回路過電流等の事故時にはゲートオフ回路が働き、ゲートターンオフサイリスタ制御用トランジスタ (Tr3, Tr4) をオンさせるため、ゲートオフサイリスタ (GCRf1, GCRf2) は消弧し、ゲートパルスは瞬時にシャ断される。

このゲート制御装置の特長は次のとおりである。

(a) 移相特性

移相範囲は、ほぼ 180° でレーミ形磁気増幅器を使用しているため、入力信号に対して位相特性は直線性に富んでいる。各セットの移相特性は、可変抵抗器により容易に合わせることができる。

(b) 移相器入力

移相器は比較的高入力インピーダンスなので定電圧制御系の補償要素が選びやすい。バイアス回路のバイアス電圧を調整することにより、各ユニットの位相特性を定電圧制御系の偏差信号に対してシフトすることができ、各ユニット間のラップを自由にとれる。

(c) ゲートパルス幅

パルス幅は制御角 α より 180° 、すなわち架線電圧 π までの幅を有し、したがって $\pi - \alpha$ の幅を持ち最大 180° までとなる。こ

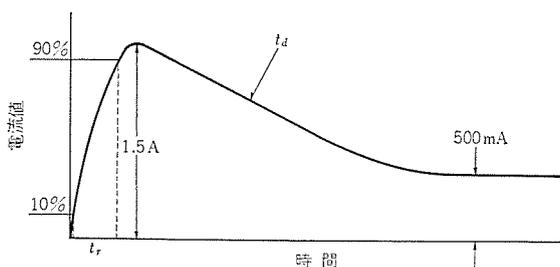


図 5.12 ゲートパルス波形

Fig. 5.12 Gate pulse wave form.

れだけ幅を持たせておけば主回路電流が断続しても正常な直流電圧を発生することができる。

(d) ゲートパルス波形

ハイゲートドライブ方式を採用している。

(e) 安全性

機関車内は、各制御機器の投入等相当の雑音が発生する。レーミ形移相回路は、半サイクル積分するため誤動作することはない。ゲートターンオフサイリスタは、ゲート極に逆バイアスが加えられているため誤点弧しない。

(f) 速応性

機関車の粘着特性を上げるため定電圧制御は速応性を要求されるが、ゲート制御装置も時間遅れのないものが望ましい。レーミ形移相回路は、半サイクル積分するため半サイクルの遅れとなるがその他この回路上で遅れる要素はない。

(g) ゲートオフ回路

ゲートターンオフサイリスタを使用しているためゲートオフは瞬時に行なわれる。

5.5 無接点制御装置と主幹制御器

5.5.1 無接点制御装置

空気シャ断器、相変換機の投入、開放、空気圧縮機用接触器とアンロード電磁弁の制御など、従来有接点継電器によって構成されていた制御論理回路をすべて半導体制御素子を用いた無接点制御装置で構成した。また過電流継電器、接地継電器などの保護継電器類も論理回路と同様に無接点化しており、一見して動作したことがわかるターゲットリレーを併用してあって、保守点検の簡易化を計っている。

これらの論理回路や検出装置は機能別にわけ、各 1 単位として 1 個のトレイに納めてある。主制御素子にはサイリスタを用い、検出値セットを行なう装置の検出部にはスイッチングダイオードを用いて回路構成の簡単化を計った。接地検出装置は高圧回路との絶縁を兼ねて磁気増幅器で検出する方式とした。

装置の種類と作用を表 5.3 に示す。

従来の装置に使用されていなかった新しい制御素子として、つぎのものがある。

(1) スwitchingダイオード

すぐれたオン、オフ特性を有する高速度スイッチングダイオードであり、ターンオン電圧 V_0 が低く、温度による変動が少ないので制御回路の電圧検出素子として最適である。これの特性を図 5.13, 5.14 に示す。 V_0 以上の電圧が印加されると導通状態となり、普通のダイオード特性となる。この素子とサイリスタの組み合わせにより構成が簡単で微小入力、大出力の過電圧検出装置を容易に得ることができる。

(2) GTO

ゲート、カソード間に逆方向電流パルスを加えることにより不導通状態となる制御素子で、高耐圧のものが得られるから、車両用制御電源である DC100V 回路の制御に用いと便利である。今回は MG 起動以前の制御を必要とする相変起動用接触器回路に用いて効果を納めている。

無接点制御の取付けは、点検保守を容易とするためトレイ形式とし、前方に引出せるようにしてあってシングル幅とダブル幅の 2 種類があり、第 2 運転台の制御箱に納められている。トレイおよび受けともにアルミダイカスト製で、トレイの前面には測定端子、用途名板、取手を設けてあり、奥には合わせ金具があって他の受け

表 5.3 制御回路用無接点制御装置
Table. 5.3 Solid state control apparatus for control circuit.

項番	名称と機器記号	作 用
1	空気シャ断器 投入論理回路 ABB-C-Lg	空気シャ断器の投入コイル回路をオフさせるもので、投入コイルと直列に接続されたサイリスタがこの制御を行なう。投入後は運動接点により回路から開放される。なおサイリスタの保持電流特性を利用したアンチポンピング作用を有する。
2	同上 引きはずし論 理回路 ABB-T-Lg	空気シャ断器の引きはずしコイルをオンさせるもので、引きはずしコイルと直列に接続されたサイリスタがこの制御を行なう。 引きはずしの指令は、主幹制御器および非常スイッチのいずれかより与えられる。
3	主幹制御器から ゲート OFF 制御回路 GOF-Lg	主幹制御器からオフ指令があったとき、および架線電圧低下のときに主サイリスタ部にゲートオフ指令を発するもので、サイリスタを制御素子としている。いったん指令を与えると主制御器が「切」位置に戻るまで再力行できないよう記憶する。
4	ゲート OFF 検出装置 GofD	主回路オフの指令が与えられたにかかわらず、主回路が無電圧にならない場合、空気シャ断器をオフさせる。引きはずしコイルの制御は、サイリスタで行なうが、残流電圧の検出はスイッチングダイオードのブレイクオーバー電圧特性を利用している。
5	空気圧縮機 制御回路 CMC-Lg	圧縮機の背圧排気用電磁弁と圧縮機電動機用接触器の両者を制御するもので、圧縮機起動時は必ず背圧のない状態で起動できるよう限時部分と、電磁弁締切の条件を得るための電流検出部分からなっている。
6	過電流検出器 ACOCD MMOCD MRFOCD	主回路の過電流を検出し、ACOCD、MRFOCDは空気シャ断器をオフ、MMOCDは主サイリスタのゲートシャ断を行なう。 検出素子にはスイッチングダイオードを利用し、制御素子としてサイリスタを用いている。なお入力側には補助CTを外付けで設け、スイッチングダイオードに適する値にインピーダンス変換を行なう。
7	相変起動 論理回路 PCK-Lg	MG電圧が規定値以下になったとき、相変換機を再起動させる制御部分と、規定時間以内にこの起動が終了しなかった場合には、空気シャ断器をオフさせる制御部分から構成しており、前者の制御素子にはGTOを、後者にはスイッチングダイオードと組合わせたサイリスタを用いてある。
8	接地検出装置 GD	主回路が接地事故を生じたとき空気シャ断器をオフさせるもので、検出は磁気増幅器で行ない、出力側にはサイリスタを用いてある。
9	電流検出装置 CD	主回路電流が流れていないことを検出して主制御器をオフさせる役目を有し、主幹制御器よりの指令出力とANDに組んである。 電流検出にはシリコントランジスタを用い、出力側にはサイリスタを用いてある。

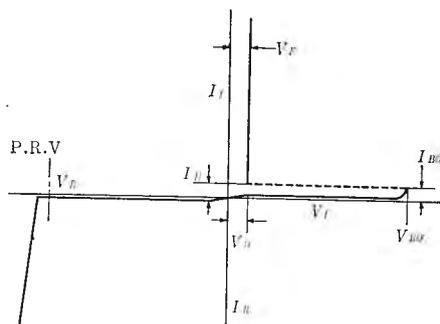


図 5.13 スイッチングダイオードのスイッチング特性
Fig. 5.13 Switching characteristics of switching diode.

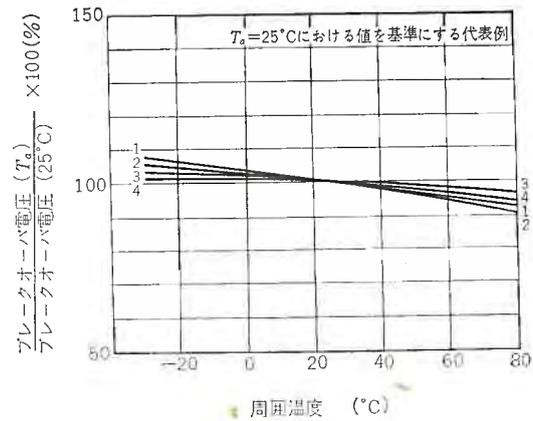


図 5.14 スイッチングダイオードの温度特性
Fig. 5.14 Characteristics of switching diode against ambient temperature.



図 5.15 ABB-C-Lgトレイ
外観
Fig. 5.15 Exterior view of
tray for ABB-C-Lg unit.



図 5.16 CMC-Lgトレイ
外観
Fig. 5.16 Exterior view of
tray for CMC-Lg unit.

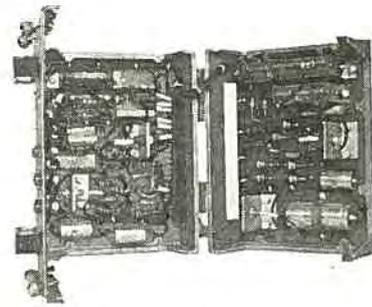


図 5.17 CMC-Lgトレイ内観
Fig. 5.17 Interior view of tray for
CMC-Lg unit.

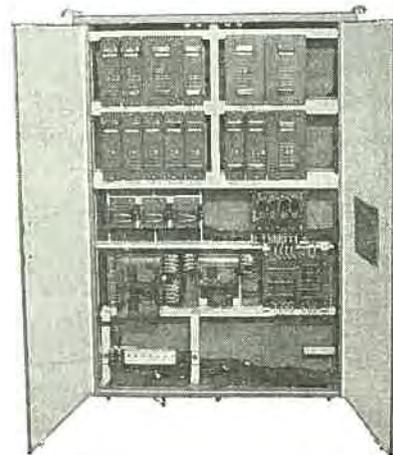


図 5.18 第 2 制御箱正面
Fig. 5.18 Front view of control box No. 2.

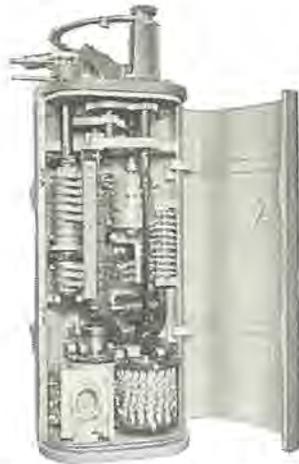


図 5.19 主幹制御器内観
Fig. 5.19 Interior view of master controller.

にははまらない考慮をしてある。受け側は制御箱に2段にわけて固定されていて、電線はクラブにファストン端子で接続してある。図 5.15, 5.16, 5.17 にトレイの内外観、図 5.18 に制御箱の内観を示す。ターゲットリレーはまとめて制御箱内に納めてあり、動作状態を容易に知ることができる。

5.5.2 主幹制御器

従来のもと同じく空気シヤ 断路器投入、補機起動などの指令を出すほか、さらに主サイリスタ制御の位相指令パターンを発生する機構を備えており、主ハンドルによる操作とともにパーニアハンドルによる微細な制御も可能である。この制御用パターン発生器は、シユウ動部のない単相の誘導電圧調整器で、主ハンドル軸に直結されており、ハンドル角度に応じて発生電圧が変化する。ハンドル角度に対して出力電圧が直線的に変化することが望まれるが、巻線配置による細工にも限度があるので、一次側電圧と二次側電圧を和、差動に作用させて発生器の中位点に対して (+) 側と (-) 側の両直線部分を有効に利用するように構成してある。

図 5.19 はこれの内観を示したものであるが、中程の円筒がこの発生器であり、下部の2個の円筒は在来の ED 75 形交流機関車制御用のパターン発生器で、重連の場合のみ使用するものである。在来からのこのパターン発生器はシユウ動形であるが、今回はこれが完全に無段階無接点化されたわけで、保守の簡易化とともに性能の向上が期待される。

5.6 主電動機

さきに述べたように MT 52 形機関車用標準主電動機が採用されている。なお、冬期には排風を制限するため、排風口にめくらふたが設けられるようになっている。

形式および脈流運転に対する定格は次のとおりである。

脈流および直流直巻補極付 4 極 丸形 ワツツリ掛式

閉鎖他力通風式、F 種絶縁

1 時間定格 (脈流) 475 kW, 900 V, 570 A, 1,070 rpm

脈流率 24/20 % (50×2/60×2 c/s)

2 % 永久分路、風量 70 m³/min

5.7 その他の主要機器

平滑リアクトルは、IC 23 形オーランコア形4台を1箱に納め2台の送風機で冷却している。

この機関車は耐寒耐雪形であるため、パンダグラフをはじめ、AB

表 5.4 補機一覧
Table 5.4 List of auxiliaries.

名 称	台 数	形 名	電 動 機	補 機
主電動機用 電動送風機	1	MH 3036A-FK 68	三相, 50/60 c/s, 400/440 V 4 極, 19 kW	140 m ³ /min×2 175 mmAq
主変圧器用 電動送風機	1	MH 3045-FK 70	三相, 50/60 c/s, 400/440 V 4 極, 1.5 kW	70 m ³ /min 60 mmAq
シリコン整流器用 電動送風機	4	MH 3034-FK 71	三相, 50/60 c/s, 400/440 V 4 極, 0.75 kW	45 m ³ /min 25 mmAq
主平滑リアクトル 電動送風機	2	同 上	同 上	40 m ³ /min 30 mmAq
主変圧器用油ポンプ	1	MH 3044-OP 6	三相, 50/60 c/s, 400/440 V 4 極, 3.7 kW	11 m ³ /min 11 m (油)
電動空気圧縮機	1	MH3009C-C3000	三相, 50/60 c/s, 400/440 V 4 極, 15 kW	2,950 l/min 8 kg/cm ²
相変換機	1	DM 67 C	単相-三相, 50/60 c/s 400/440 V, 100 kVA	—
交流発電機	1	DM 71	二相, 50/60 c/s, 100 V, 6 kVA	—
界磁抵抗器用	1	MH 3046	三相, 50/60 c/s, 400/440 V 4 極, 0.2 kW	—

B, パンタ 断路器, 主幹制御器, 制御箱, 機器ワツ など可動部分の凍結防止用として各所にヒータが取り付けられている。パンダグラフヒータは 20 kV の高圧であるため、絶縁変圧器を2台屋根上に設けている。

パンダグラフはパネ上昇空気下降式の標準形である。

補機方式は従来の交流機関車と同様で、分相起動形相変換機によって三相交流を得て三相誘導電動機を駆動している。60 c/s への転用は、送風機の羽根を 60 c/s 用に取りかえるとともに、変圧器の内蔵タップを切りかえて、定格電圧を 50 c/s の場合の 400 V から 440 V に上げればよいようになっている。

表 5.4 に補機一覧表を示す。

6. 保護方式

主電動機過電流に対しては、各主電動機回路にそう入した過電流検出器によって検出し、主サイリスタのゲートシヤ断を行ない、主制御器のカム軸を「切」位置に戻して回路を解放する。主サイリスタおよびダイオードの過電流に対しては、主整流装置の直流側に設けた過電流検出器によって、主変圧器事故に対しては一次側過電流検出器によって、また二次側回路の接地事故に対しては接地検出器によって、いずれも空気シヤ 断路器をトリップさせる。また、主サイリスタおよびダイオードの温度上昇に対しては温度検出器によってゲートシヤ断し、主サイリスタ素子の故障に対してはサイリスタ故障検出器によって、ゲートシヤ断失敗に対しては、ゲートシヤ断確認装置によってそれぞれ空気シヤ 断路器をトリップさせる。主ダイオード素子の故障に対しては、各素子に直列にそう入したヒューズによって故障素子を解放する。

これらの検出器には、ターゲットがついていて事故を表示し、また空気シヤ 断路器のトリップ、主電動機過電流検出器、主整流装置および温度検出器、故障検出器の動作に対してはランプ表示するようになっている。

補機回路は抵抗接地としてあり、接地事故に対してはネオンランプ表示をする。過電流に対しては各補機にそう入されているノーヒューズシヤ 断路器によって保護する。

相変換器の起動保護には無接点式限時装置を用い、約 10 秒以内に起動完了しない場合は空気シヤ 断路器をトリップさせる。

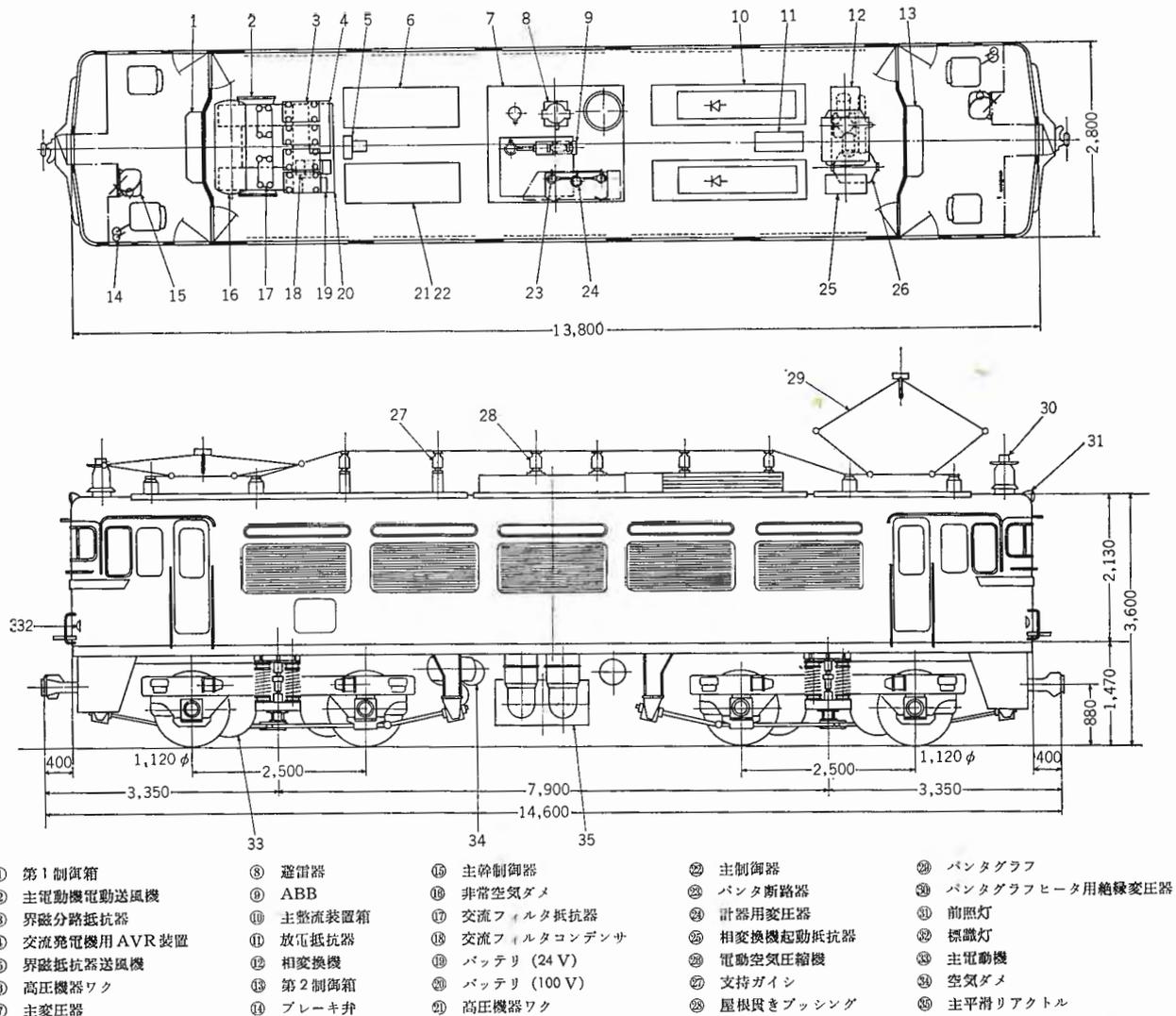


図 7.1 機関車外形寸法と機器配置
Fig. 7.1 Outline dimensions and internal arrangement.

7. 機器配置, 干渉

この機関車は北海道電化区間向けであるため、耐寒および耐雪対策を考慮した機器配置および通風方式が採用されている。すなわち、従来、屋根上に設置されていた 20 kV 特高機器類を室内配置として、主変圧器上部にまとめる。一方車内負圧による雪の侵入を防ぐため、冬期の風量制限が行われている。

機関車の外形寸法図、ならびに主要機器の配置を図 7.1 に示す。連結面には重連運転に便利なように貫通トボラが設けられている。

通風方式としては、まず主電動機に対しては 1 台の送風電動機の両軸端に取り付けた 2 台の多翼形送風機から風胴によって各 2 台の主電動機に風を送るようになっており、排風口のいくつかは、めくらぶたができるようになっており、冬期は排風を制限する。主変圧器の冷却風は、1 台の送風機によって床下より冷却器を通して吸い込まれ、風道を通して屋根上に排出される。シリコン整流器と平滑リアクトルは同形式の軸流送風機をそれぞれ自蔵し、前者は吸込通風により屋根上へ、後者は押込通風により床下へそれぞれ吹き出すようになっており、これらの排風は冬期には車内に吐き出せるようになっており、冷却風の車内循環は主電動機冷却風の風量制限とともに車内負圧をなくして雪の侵入を防いでいる。

8. む す び

41年9月に納入されたこの機関車は10月から11月にかけての特性および粘着試験、42年1月から2月にかけての北海道試験線区における耐寒耐雪試験などが国鉄技術研究所の手で行なわれる予定である。現在、東北線におけるならし運転の結果では、そのスムーズな起動および運転特性において好評を博している。主回路にはサイリスタを用いて、完全な静止ノッチレス制御とし、制御回路も無接点化を行なったこの機関車は、その性能のよさと保守の簡便さにおいて画期的なものといえる。今後の運転実績により改良を加えれば、交流電気車の理想的なものとなることと信ずる。

なお、この機関車の電機品は、ほとんどそのままの形で現在量産中の ED 77 形交流機関車にも適用され、また 711 系交流電車にはサイリスタ制御および無接点機器が適用されている。

最後に日本国有鉄道各位のご指導ならびに三菱重工関係各位のご協力に対し感謝をささげてむすびとする。

参 考 文 献

- (1) 横島, 矢野, 芦谷, 有賀: 「三菱電機技報」 40, 333 (昭 41)
- (2) 岡他: 「三菱電機技報」 39, 1194 (昭 40)
- (3) 上村, 竹内, 芦谷, 向田: 「三菱電機技報」 40, 1197 (昭 41)

最近の車両用変圧器の諸問題

南角 英男*・鶴田 敬二*・黒田 幸男*
高橋 康英*・渡辺 次男*

The Latest Problems on Main Transformers for Rolling Stock.

Itami works Hideo NANKAKU・Keiji TSURUTA・Sachio KURODA
Yasuhide TAKAHASHI・Tsuguo WATANABE

Requisites demanded in general of the main transformers of rolling stock are : small size and lightweight, high reliability, sturdy and highly vibrationproof construction, and easy maintenance and easy inspection. When railway electrification was worked out in the cold district, Hokkaido, additional requisites came in necessity aside from the above. They are snow-proofness and cold resistance, which need special consideration in the design. However, as far as the temperature rise is concerned, the cold climate works in favor of the apparatus and as a result and capability of smaller and lighter design will offset other drawbacks. In cooperation with the Japanese National Railways, Mitsubishi conducted extensive tests of snow-proofness and cold resistance in Hokkaido in the winter of 1966, and tests of short circuit strength and temperature rise distribution on type TM 10 main transformer and has accumulated much valuable information.

1. ま え が き

車両用変圧器の具備すべき条件は、

1. 小形、軽量であること。
2. 信頼性が高いこと。
3. 堅牢で耐振動性が大きいこと。
4. 保守、点検が容易なこと。

などがあげられるが、北海道の交流電化が計画されるにいたり⁽¹⁾、具備すべき条件として、上記条件のほかにくに耐雪耐寒性能が要求されることになった。

これらの条件をすべて満足するためには、設計余裕を必要最少限にとどめなければならない。温度上昇を例にとっても、一般の変圧器では余裕をもっていることはまったく支障はなく、むしろ寿命が長くなる過負荷耐量が増加するなどの点で好都合である場合が多いが、車両用変圧器ではこの余裕分は必要最少限にきりつけて、その分だけ小形、軽量化をはかるほうが合理的である。

筆者らはこれらをおもんばかり、日本国有鉄道の協力を得て TM 10 形主変圧器⁽²⁾を使用し、温度上昇分布(Hottest Spot の確認なども含む)、短絡機械力、強度など、現在の車両用変圧器の限界を調査するとともに余裕をみつげることができた。さらに耐雪耐寒性能については、現地旭川(日本国有鉄道旭川工場構内)において最も気象条件が悪いと思われる時期を選び、昭和 41 年 1 月 30 日から 1 週間にわたって、試験を行なった。これら一連の試験の結果満足し得る結果が得られたので、参考に供したい。

2. 温度上昇

車両用変圧器では寸法の縮小、軽量化をはかるため、巻線の電流密度をできるだけ大きくし、(一般の変圧器の約 2 倍)さらに銅機械に設計されるため発生損失が容量の割に大きくなっている。これは小形、軽量で効率のよい冷却器の使用など、冷却システムの強化によって補なわれている。冷却方式には送油風冷式が採用され、送油風冷式の採用はとくに当社の標準としている外鉄形 フォームフィット構造の変圧器ではきわめて有利である。すなわち フォームフィット構造はタンクと鉄心間のスペースがきわめて小さく、循環油は

大部分巻線の内部をとおることになり、また油通路が直線的であるので、油流ガイドなどを設けることなく、油流が有効にコイルに接して巻線内部の冷却が効率よく行なわれる。

送油風冷式では、発熱体であるコイルの冷却は循環油への熱伝達によるもので、油流速の大きさは冷却性能に大きな影響をおよぼす。また前述の電流密度の増大は、巻線と油の温度差を大きくし、油温度を低くしなければならない結果となる。車両用変圧器では、重量、寸法の制限から冷却設計においても余裕をきりつめた合理的な設計を行なう必要があり、これら油流速の決定、温度差をつかむことなどは重要な問題である。

2.1 許容温度上昇

車両用変圧器は小容量の補助変圧器などをのぞいて、そのほとんどが A 種絶縁、油入変圧器として製作される。A 種絶縁変圧器の温度上昇限度は、国鉄仕様書「車両用主変圧器一般」JRS 152 26 (SE 319) に定められている。すなわち基準周囲温度を 25°C とし、油温度上昇限度 65°C (温度計法)、巻線温度上昇限度 75°C (抵抗法) である。ただし特殊な絶縁材料を使用する場合は別に定めることができ、最近では耐熱絶縁紙を使用することにより、巻線の温度上昇限度を 10°C あげて 85°C としている。

油の許容温度上昇の規定値は 65°C であるが、車両用変圧器では巻線と油の温度差が先に述べたように電流密度を大きくとっているため、一般の変圧器にくらべ大きく、普通 20~35°C となり、油温度は規定値より低い値におさえなければならない。また車両用変圧器では基準周囲温度 25°C で設計され、外気温 25°C 以上においては過負荷使用となる。これは電気車の特異性であるが、重い負荷の変動、車両の耐用年数などを考慮しているためである。

図 2.1 は規格と実際の場合の温度上昇の関係を対比したものであり、実際の巻線最高使用温度は 130°C となる。運転時における巻線温度の管理は、油温を測定することにより間接的に行なっており、巻線温度上限に相当する油温度において、温度計の警報接点が開閉運転台にラング表示されるようになっている。警報セット値は巻線と油の温度差を考慮して、現在 80°C としている。図 2.1 から明らかなようにセット値は上限値に対して 10°C の余裕がある。

* 伊丹製作所

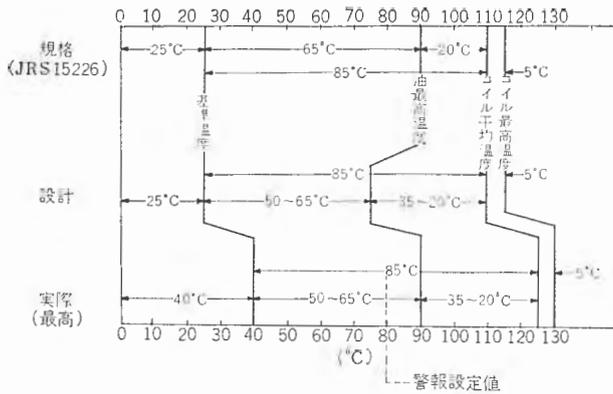


図 2.1 温度上昇の関係 (耐熱絶縁紙を使用)
Fig. 2.1 Relation of temperature rise (HI-L insulating paper use) between the standard and practice.

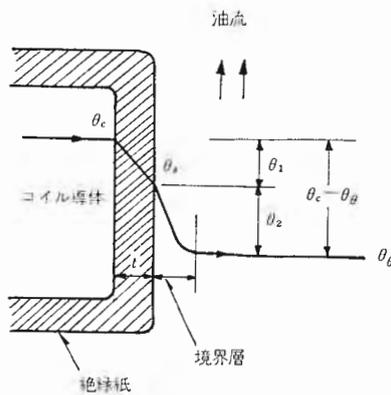


図 2.2 温度コウ配
Fig. 2.2 Temperature gradient.

2.2 巻線と油の温度差

変圧器の冷却は内部発熱である コイル とこれに接触する冷却油の温度差によって熱放散が行なわれ、一般に熱通過は次式で示される。

$$q = K(\theta_c - \theta_o) \dots \dots \dots (2.1)$$

ただし q : 単位面積あたりの放散熱量 (k cal/h)

K : 熱通過率 (k cal/m²h°C)

$\theta_c - \theta_o$: コイル と油の温度差 (°C)

また巻線には絶縁紙による絶縁が施こされているので、巻線と油の温度差は図 2.2 に示すように、絶縁紙において生ずる温度差と絶縁紙表面と油との温度差の二つに分けることができる。

すなわち、

$$\theta_c - \theta_o = \theta_1 + \theta_2 \dots \dots \dots (2.2)$$

ただし θ_1 : コイル 絶縁紙によって生ずる温度差 (°C)

θ_2 : コイル 絶縁紙表面と油の間の温度差 (°C)

θ_1 は絶縁紙内における温度降下によるもので、単位面積あたりの損失と絶縁紙厚さに比例する紙巻絶縁による温度降下で表わされる。すなわち、

$$\theta_1 = \frac{860 \omega t}{\lambda} \times 10^2 (\text{°C}) \dots \dots \dots (2.3)$$

ただし ω : 油に面した導体表面の単位面積あたりの損失 (kW/cm²)

λ : 絶縁紙の熱伝導率 (k cal/m² h°C)

t : 絶縁紙厚さ (cm)

θ_2 は絶縁紙からの熱伝達によるもので、絶縁紙表面に接した油流体には、速度分布と温度分布をもった薄い境界層が存在し、速度

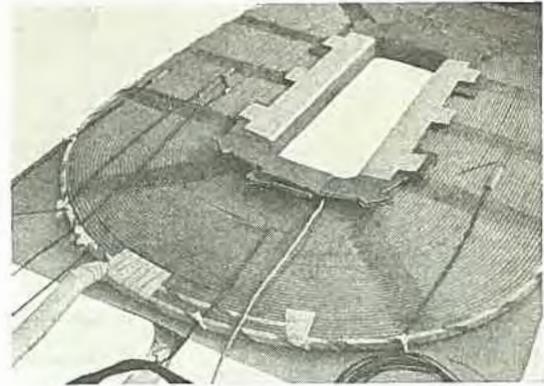


図 2.3 熱電対を埋込んだコイル
Fig. 2.3 Thermocouple set coil.

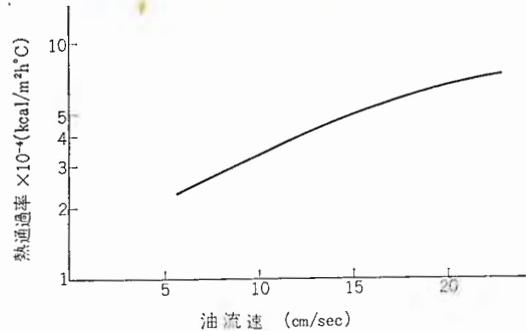


図 2.4 熱通過率 K
Fig. 2.4 Coefficient of heat transfer "K".

境界層は流体抵抗を温度境界層は熱抵抗の原因を形成している。(実際には明確な境界層が存在するわけではない)

速度境界層内では、絶縁紙に接した部分では速度はゼロ、本流側では本流速度となる。同様に温度境界層内では絶縁紙に接する油は絶縁紙表面温度 θ_s に等しく、本流側では油温度 θ_o に等しくなる。このように θ_2 は単位面積あたりの損失と冷却油流速に関係する界面温度差であらわされる。

$$q = \alpha(\theta_s - \theta_o) = \alpha\theta_2 \dots \dots \dots (2.4)$$

ただし q : 単位表面積あたりの放散熱量 (k cal/m²h)

α : 冷却油が絶縁紙上を与えられた条件のもとで流れる場合の熱伝達率 (k cal/m²h°C)

また熱通過率 K 、熱伝導率 λ 、および熱伝達率 α との関係は、

$$\frac{1}{K} = \frac{t}{\lambda} + \frac{1}{\alpha} \dots \dots \dots (2.5)$$

で示される。当社では、これら熱的な問題に対して、新幹線用主変圧器 (TM 900 形)⁽³⁾ および 481 系電車用主変圧器 (TM 10 形) などを用いて実測を行ってきたが、図 2.4~2.9 は TM 10 形主変圧器について実測を行なった結果を示す。図 2.3 はコイルに熱電対を埋込んだ状況を示す。図 2.4 は熱通過率 K を示すものである。図 2.5 は循環油量 (コイル内油流速) に対する巻線と油の温度差を示すもので、図からわかるように巻線と油の温度差は油流速を大きくすることによって相当小さくすることができる。温度差を小さくすることは、それだけ油温度を高くすることができ、冷却装置を小さくすることができるが、一方油温度は図 2.6 に示すようにある値以上では油流速を増加してもあまり効果はなく、油流速の増加が油循環系路の流体抵抗を著しく増加する結果となり、油ポンプ容量の増大、もしくは冷却器の寸法増加などかえって不経済となる。したがって油流速の決定は、冷却装置を含めて考えなければならない。車両用変圧器における循環油量とし

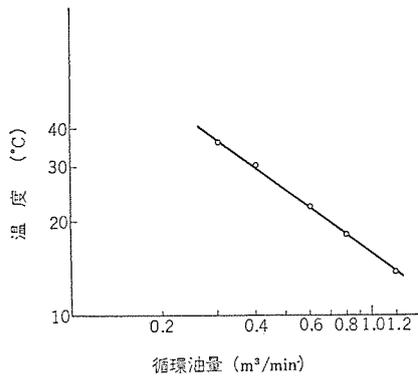


図 2.5 巻線と油の温度差
Fig. 2.5 Temperature difference between winding and oil.

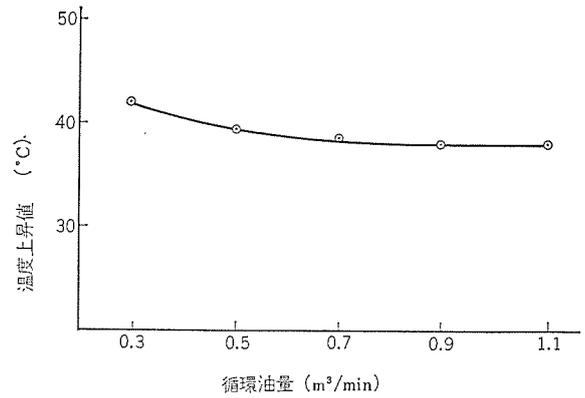


図 2.6 油温度上昇
Fig. 2.6 Temperature rise of oil.

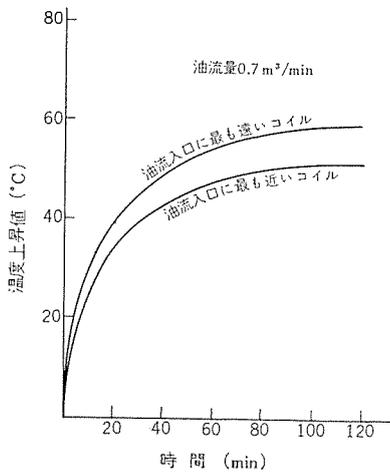


図 2.7 コイルの温度分布
Fig. 2.7 Temperature distribution of coil.

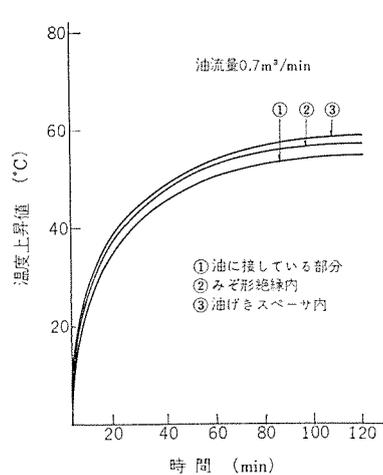


図 2.8 コイルの温度分布 (1)
Fig. 2.8 Temperature distribution of coil (No. 1).

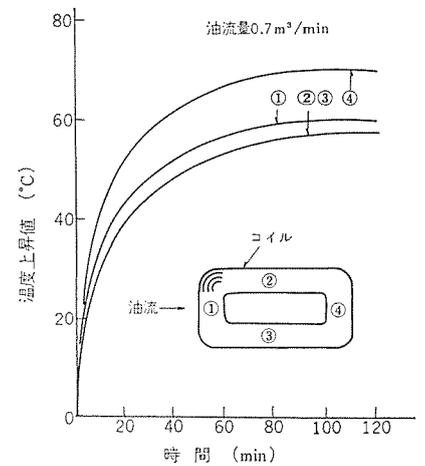


図 2.9 コイルの温度分布 (2)
Fig. 2.9 Temperature distribution of coil (No. 2).

ては 0.6~0.7 m³/min の値が採用される。

2.3 巻線の温度分布

巻線の温度上昇限度は規格では平均温度で定められ、平均温度と最高温度との差は図 2.1 に示すように 5°C とされている。強制循環方式における油温度は、自冷式にくらべ相当均一化されるがコイルと油の温度差は、コイル絶縁、油げきスペースなどにより油流に接しない部分ができ、また油出入口位置による油流速のアンバランスなどによって、コイル各部で相当異なることが考えられる。したがって設計にあたっては、コイル各部の温度分布を十分つかんで局部過熱を起こさないようにすることがたいせつである。図 2.7~2.9 は温度分布を知るために、コイル各所に熱電対を埋めこんで測定した結果を示す。図 2.7 は油流入口に一番近いコイルと最もはなれているコイルの差を示し、図 2.8 はコイル絶縁および油げきスペースによって油流に接しない部分とそうでない所の差を示す。また図 2.9 は一コイル内のいずれも油流に接している部分の温度分布を示している。以上のことよりコイル各部の温度にはなほだしい差はなく、これは油流が均一であり、コイル絶縁も合理的に行なわれていることを示している。

3. 短絡強度

変圧器を構成する要素は周知のように鉄心・コイル・絶縁物に大別されるが、この組合せによって機械構造的に大きな差ができる。これは当然短絡強度に影響してくるが、外鉄形は、いわゆる Form fit 形であるために、変圧器タンクも強度メンバーとして考

慮に入れることが期待でき、その点では内鉄形変圧器と事情が異なる。

次に各構成要素の機械的強度について考えてみる。外鉄形、変圧器の短絡強度について発表されているデータは少ないが、当社においてはすでに詳しく研究されており、その一部は公表されている⁽⁴⁾。

3.1 巻線の強度

まずコイルであるが、機械強度的には細い線が束になっており、したがって通常は機械強度をもたせるような構造ではなく、また電気的にも非常に重要なうえに絶縁被覆が破れた場合は重大事故となるので、短絡強度を考える上で一つのキーポイントとなっている。層間が非接着の場合の層状ハリの弾性方程式は各層に一様分布荷重がかかっている場合、

$$\left. \begin{aligned} EI \frac{d^4 y_k}{dx^4} - K(y_{k+1} - y_k) + K(y_k - y_{k-1}) &= F_k \\ EI \frac{d^4 y_n}{dx^4} + K(y_n - y_{n-1}) &= F_n \\ EI \frac{d^4 y_1}{dx^4} - K(y_2 - y_1) &= F_1 \\ k &= 2, \dots, n-1 \end{aligned} \right\}$$

ここに、

E : ヤング率

I : 各層ハリの断面二次モーメント

$K(y_{k+1} - y_k)$: 絶縁紙からの反力

K : パネ定数であり、上層と下層のタワミの関数になって非直

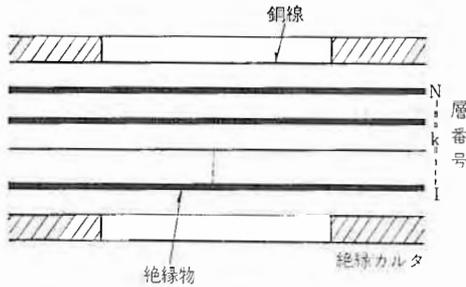


図 3.1 コイル構成 Fig. 3.1 Coil composition.

線性をもつから、一般的には $K \cdot (y_{k+1} - y_k)$ とはならない。
 上記の方程式を境界条件を加味して解けばよいが、解析解を求めるのはむずかしいので、デジタルコンピュータによって数値解を求めている⁽⁵⁾。ただし多くの仮定を置いているため、実測値と比較した場合、広い範囲にわたりかなり一致する。精密な実験によれば、コイルを絶縁カルタで支持されたハリとして見た場合、応力値は端部が、固定と単純支持の中間値をとり、最高値で比べると最も緩和された状態になっている。多層のコイルを一体物として扱うには、図 3.1 のような場合でも断面係数を 1 本の N 倍にとれば相当に安全側に算出し得る。一方、コイルを長円状に巻いた状態の強度は、長円状のリングが年輪状に重ねられた層構造物として取扱ひ、計算されている。実験結果によれば、一体物として扱う場合見かけの剛性は層数が増したうゑに渦巻状に緊縮して巻かれているので、1 本の N 倍よりもかなり上り、かつ、短絡時にはさらに部分的な緊縮が起こって剛性を増し有利な方向へ向う。したがって外鉄形変圧器では、より大きな電磁力の加わる主方向のハリの曲げについて強度を検討すれば良いことになる。この強度は先にも記したように理論的にも検討され、実験的にもデータが出されているので、これらは短絡強度を持たせるように設計する一つの目安とすることができる。

3.2 鉄心の強度

次に鉄心の強度について考えてみる。変圧器の鉄心は薄いケイ素鋼板を層状に重ねているが荷重の方向はコイルと異なり、薄板を幅方向に曲げるように働く。この場合も層間の接着力が十分あればまったく一体のブロックとして強度計算し得るが、実際にはそのようにならず、実験によると見かけの弾性限内では、同じく見かけの断面係数が計算値の約 1/2 である。しかし、このことは、外鉄形変圧器の鉄心が非常に強固な強度メンバーとなっていることを示すものである。すなわち、この車両用変圧器も主方向電磁力に対して、100%短絡時における強度を計算すると、外部のタンクを強度メンバーに加えなくても、なお十分な強度をもっていることがわかる。

もう一つ鉄心について考えねばならないのは短絡時の層間のズレである。鉄心のズレはラップ部の層間の摩擦力が主方向電磁力より下った場合に発生する。もちろん、これは外部のタンクを考慮していない。摩擦力を単純に、総締付け力×ケイ素鋼板間摩擦係数×積み枚数とすると、100%短絡時においてなお相当の余裕を残していることがわかる。参考までに油塗布ケイ素鋼板の摩擦係数は約 0.9 であり、この値は面圧によってあまり変わっていない。

3.3 絶縁物の強度

絶縁物としてはプラスチック、絶縁油、絶縁紙があげられる。これらは、一見剛性が低く機械的に大きな役割を持たぬように考えられがちであるが、実はそうではない。プラスチックがコイルの支点となるため、支点端部のタワミ角 $(\rho_y/\rho_x) \approx 0$ となり、応力的に緩

和されることは前にも記した。また、これをバネとして考えた場合、短絡時の共振周波数に影響を与える。絶縁油は同じく短絡時に粘性体としてきてくるから、むしろ好ましい存在といえる。当社においては、これらの動的特性を機械計算化して実施している。

以上、各構成要素について検討してきたが、一般的に短絡強度はコイルの強度に依存するところ大きく、したがって年輪状に多層に平たく巻上げた外鉄形トランスのコイルは、径方向に座屈を起こさぬように締付けておけば、径方向は非常に強いので結局主軸方向に対して強度をもたせるよう、カルタ間ピッチと素線太さおよび一束の本数を決めれば良く、短絡強度的にすぐれているといえる。

3.4 電磁力の計算

外鉄形変圧器の電磁力および短絡強度の推定法についてはすでに詳しく発表されている⁽⁶⁾。変圧器は三次元構造物であるから、短絡時に働く電磁力も三次元で取扱うのが本当であるが、現在の技術では三次元像を二次元で解かざるを得ない。そこで三次元像を二次元で解析した場合どの程度の誤差がはいるか、実験と計算の両面より検討してみた。この結果、外鉄形変圧器のように多数枚の有限長コイルより形成されているものの任意の点の磁界は、無限長コイルとして計算してもじゅうぶんの精度をもつことがわかった。

抵抗紙模倣法は、ベクトルポテンシャルに関して成立するポアソン式を直接解く方法であるが、電子計算機を用いて同じようにポアソン式を緩和法を用いて解かせたが、IBM 7090 をもってしてもまだメモリ、速度の点で不十分で満足な結果は得られなかった。ここで用いる理論は、Biot-Savart の法則を用い、板電流と板電流との間に働く電磁力を理論的に求め、計算機で計算させるものである。鉄心の影響は影響をとって等価に置いている。なおコイル巻線は圧縮方向には力を伝えるが、引張り方向には力を伝えないので、垂直方向電磁力を 1 枚のコイル内で積分するときは方向を考えて積分している。

理論式としては、2 枚の板電流が平行して置かれたときに働く電磁力を求める計算式を立てる。

まず最初に無限平行導体間に働く電磁力を求め、この式を元にして板電流より線電流に働く力を X 方向と Y 方向に分離して求めると (図 3.2)。

$$F_x = 2 \times \frac{I_A \times I_B}{C} \times \alpha \times 10^{-7} \text{ (Newton/M)} \dots\dots\dots (3.1)$$

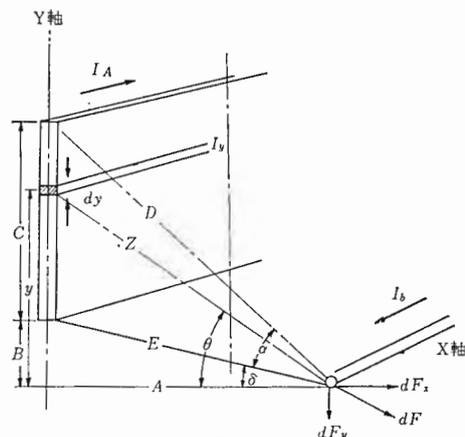


図 3.2 板電流と線電流 Fig. 3.2 Plate shaped current and linear current.

$$F_Y = 2 \times \frac{I_A \times I_B}{C} \ln \left(\frac{D}{E} \right) \times 10^{-7} \text{ (Newton/M)} \dots\dots\dots (3.2)$$

さらにこの式を積分することにより、板電流—板電流間に働く電磁力は次のようになる。(図 3.3)

$$F_X = K \left[(C_2 - B) \tan^{-1} \frac{C_2 - B}{A} - \frac{A}{2} \ln \left\{ 1 + \left(\frac{C_2 - B}{A} \right)^2 \right\} + B \tan^{-1} \left(-\frac{B}{A} \right) + \frac{A}{2} \ln \left\{ 1 + \left(\frac{B}{A} \right)^2 \right\} - (C_1 + B - C_2) \tan^{-1} \frac{C_1 + B - C_2}{A} + \frac{A}{2} \ln \left\{ 1 + \left(\frac{C_1 + B - C_2}{A} \right)^2 \right\} + (C_1 + B) \tan^{-1} \frac{C_1 + B}{A} - \frac{A}{2} \ln \left\{ 1 + \left(\frac{C_1 + B}{A} \right)^2 \right\} \right] \dots\dots\dots (3.3)$$

$$F_Y = K \left[(C_1 + B) \ln D_1 - (C_2 - B) \ln D_2 - B \ln E_1 - (C_1 + B - C_2) \ln E_2 + A \left\{ \tan^{-1} \frac{C_1 + B}{A} - \tan^{-1} \frac{C_1 + B - C_2}{A} - \tan^{-1} \frac{C_2 - B}{A} - \tan^{-1} \frac{B}{A} \right\} \right] \dots\dots\dots (3.4)$$

ただし、

$$K = \frac{2 I_A I_B}{C_1 C_2} \times 10^{-7} \dots\dots\dots (3.5)$$

単位：Newton/M

短絡試験結果と計算結果とをコイル間荷重と比較した物が図 3.4 であるが満足できる結果である。短絡電磁力は組立条件、短絡履歴、締付け圧力等によって左右され、同一短絡電流であっても同じ測定結果を得ていない。したがって静的に求める電磁力はこの程度の一貫性で満足すべきであると考えられる。

一方変圧器の短絡強度を決定する要因としては、短絡電流によって誘起される電磁力の大小、および変圧器構成材の機械的強度が考えられていたが、短絡時に高速度カメラでコイルの運動を撮影してみると非常に複雑な動きが現われ、静的に考えただけでは不

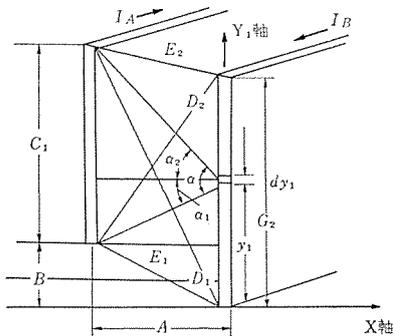


図 3.3 板電流と板電流

Fig. 3.3 Plate shaped current and plate shaped current.

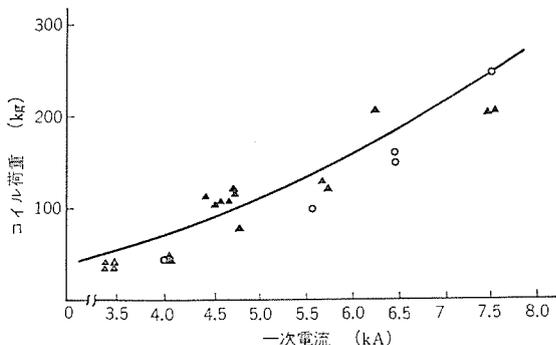


図 3.4 計算機結果と測定値の比較(※1~※2コイル荷重)
Fig. 3.4 Comparison of computer results and measured value.

十分なことがうかがえる。そこで電子計算機を一種のシミュレータと考えて諸定数を変えたときの変圧器のコイルの運動を解析した。解法としてはコイル1枚を一質点と考え、プレスボードの特性によって決定されるスプリング定数と、実測値から推定される摩擦係数よりなる連立二次微分方程式をEuler法で解き、ステップが進むごとに電磁力、スプリング定数を修正していく方法である。ここには全体のフローチャートを記すにとどめる。(図 3.5)

3.5 実測結果

さて、実際の変圧器の短絡強度はどうなっているか。筆者らは他の変圧器についても多くの試験を行なってデータを得ているが、この車両用変圧器についても短絡試験を実施したので、その方法と結果について簡単に記す。短絡試験回路と測定方法を図 3.6 (a)(b)、測定項目と測定点を図 3.7 (a)(b)に示す。主方向電磁力については、できるだけ実際に近い状態で測定するために、絶縁カルタと同面積をもち、高さも等しい箱形ロードセルを製作し

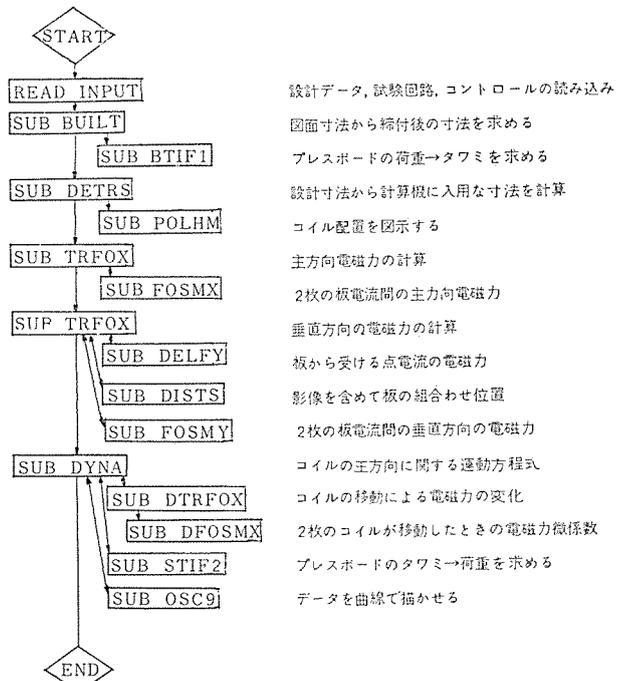


図 3.5 変圧器の短絡強度に関する計算全フロー
Fig. 3.5 Total calculation flow related to transformer short circuit strength.

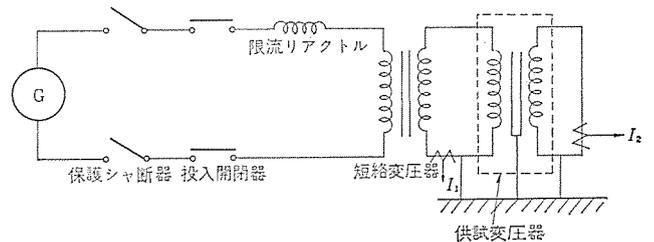


図 3.6 (a) 短絡試験回路
Fig. 3.6 (a) Short circuit test connection.

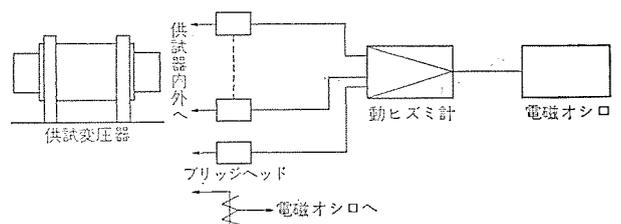


図 3.6 (b) 測定回路
Fig. 3.2 (b) Measurement circuit.

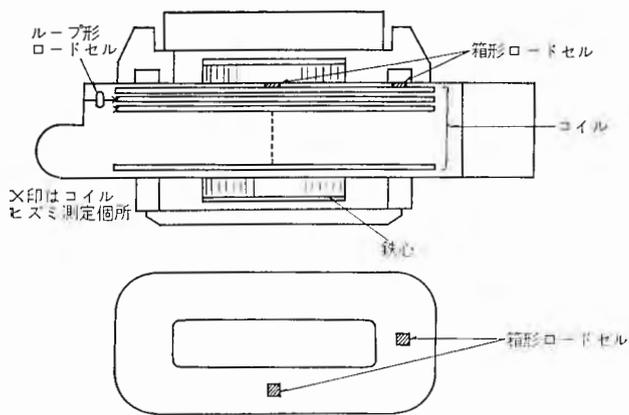


図 3.7 (a) タンク内荷重ヒズミ測定位置
Fig. 3.7 (a) Measuring points of coil distortion.

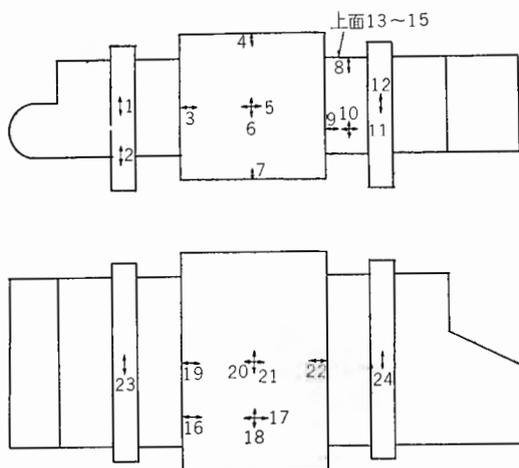
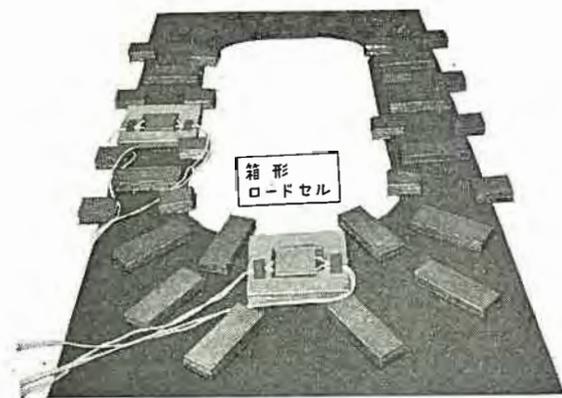
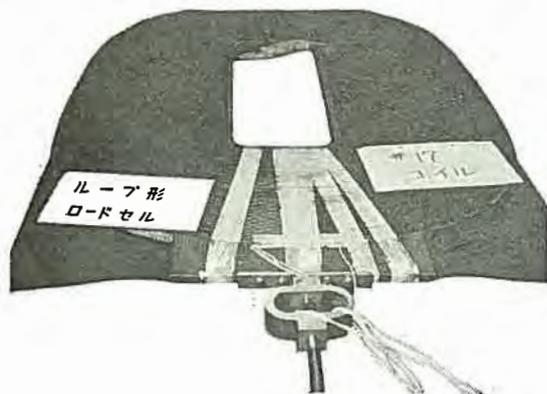


図 3.7 (b) タンク壁ヒズミ測定位置
Fig. 3.7 (b) Measuring points of tank distortion.



(a) 箱形ロードセル



(b) ループ形ロードセル

図 3.8 ロードセル Fig. 3.8 Load shell.

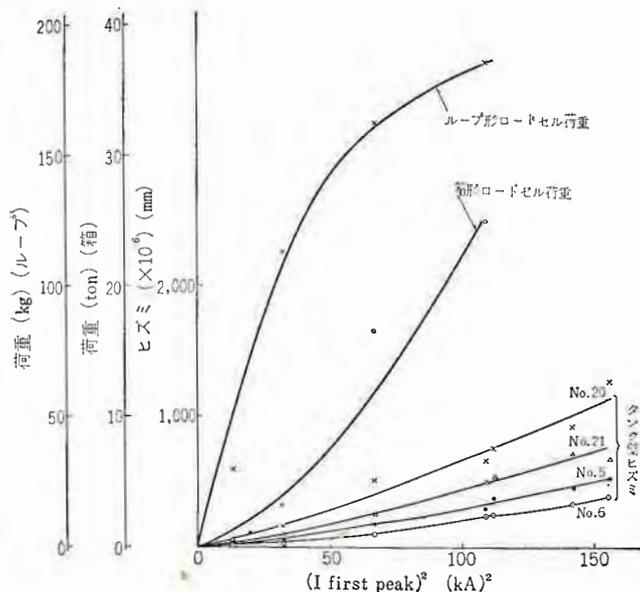


図 3.9 TM 10 形主変圧器の短絡電流に対する機械力とタンク壁ヒズミ
Fig. 3.9 Short circuit mechanical strength and tank wall distortion of TM 10 main transformer.

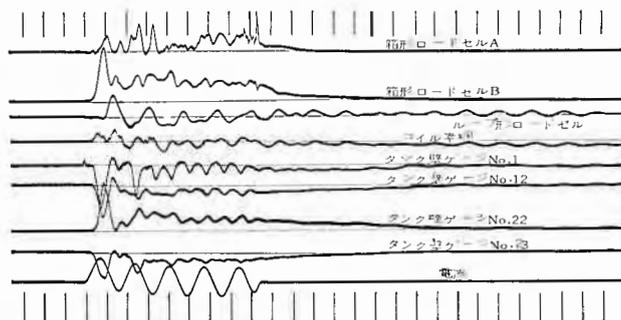


図 3.10 TM 10 形主変圧器の短絡試験 オシログラム
Fig. 3.10 Short circuit test oscillogram of TM 10 main transformer.

て内部にそう入した。また径方向電磁力については、ループ形のロードセルを固定し測定している。おのおののロードセルの形状は図 3.8(a)(b)に示す。

箱形ロードセルは高さが低く、しかもある程度剛性があるため共振周波数の高いものという矛盾した要求を満足するために、特殊な構造を採用している。また、不燃性油を使用するため、ストレインゲージのコーティング剤はこれに侵されない樹脂を用い、リード線はシリコンパ―被覆のものを用いた。コイル素線にかかる応力を測定するために素線表面にストレインゲージをはり付けた。コーティング剤やリードはロードセルと同様である。外鉄形変圧器は前記のように、タンクと中身は一体となって機械強度を持たせるようになっている。したがって、タンクにかかる応力を知っておく必要があるため、これも上記コイルと同様にストレインゲージをはり付けて測定を行っている。組立時にかかる応力は別に静電計で測定しているが問題にならず、やはり短絡時に発生する応力のほうが大きい。これらの結果を図 3.9 に示す。オシロは一例を図 3.10 に示す。

次に試験結果を検討してみる。電磁力は電流の二乗に比例するから、短絡電流の first peak の平均値の二乗に対するヒズミや荷重の peak 値の平均値は直線関係にあると推定されるが、実際にほぼ直線的な上昇を示している。しかし、径方向の電磁力は飽和してきている。この原因は主方向電磁力の増大により、径方向の動きが拘束されるためではないかと考えられる。変圧器タンクのヒズミは、もし、鉄心のズレおよび変形がなければ発生しないはず

である。しかし、タンクにヒズミは発生しているのにズレと変形のどちらかがきいていないと見なければならない。短絡試験後に解体点検してみると鉄心のズレは認められないので、電磁力による鉄心のタワミによってタンク壁が圧力を受けてヒズミを発生していると結論しえる。この圧力は均等にかかるものとして測定ヒズミから逆算すると、相当圧力は100%短絡時でも0.3 kg/cm²以下であり、事故時の発生圧力に比して非常に小さいことがわかる。実測電磁力と計算電磁力を主軸方向について比較すると、荷重計の最大値をとって換算すると、実測のほうがやや小さめであるが一致する。しかし、同一時点で換算すると必ずしも一致性は良くない。(すべて低めに実測値はでる)。このおもな原因は、オシロを見れば明らかのように、電流波形のピーク値と2個の荷重計のピーク値との間にそれぞれ位相差があることと、絶縁カルタの代わりに剛性の高い荷重計を入れているために、その近辺の荷重分布が変わってきたためと考えられる。コイル銅線のヒズミは最大250ミクロン以下である。場所によってはもう少し高いところがあるかもしれないが、銅線の応力-ヒズミ特性は直線部が少なく、そのため小さなヒズミでも残留する。しかし、この残留ヒズミは短絡回数を増していけば一定値に収束する傾向にあり⁽⁷⁾、実害はない。

4. 耐雪、耐寒

寒冷、多雪地における車両用変圧器では、冷却システムの雪害、凍結害の問題がある。とくに車両用変圧器では冷却システムが強化され、冷却システムの強化は小形で冷却能力の大きい冷却器および風量、風圧の大きい電動送風機の使用によっているので、寒冷地、とくに多雪地に使用する場合雪の浸入が大きく、冷却器の目づまり、電動送風機の凍結などの問題が生ずる可能性が大きい。すでに常盤線、東海道新幹線などの電車においては、電動送風機の凍結など種々の雪害が起こった例があり、現在計画中の北海道電化は最悪の場合、外気温 -35°C、積雪量2mで国鉄としてもはじめての気象条件であり、また今後輸出が予想されるソ連などにおいては外気温 -45°C といわれ、相当きびしい条件下の設計であるので雪害、凍結害の問題に対しては十分に現象をつかんで対策を講じなければならない。雪害、凍結害に対する具体的な現象をあげる

(1) 電動送風機の凍結

送風機運転中に浸入した雪がそのまま、あるいは融解し、送風機停止時ケーシングの羽根車部に堆積して、車両停留中に羽根車とケーシング間で凍結を起し、始動不能となる。

(2) 冷却器の目づまり

車両走行中、冷却風によって雪が吸込まれ、冷却器の冷却管および冷却フィンに堆積する。堆積された雪は冷却器の熱と冷却風によって凍結促進され、冷却器は目づまり状態となる。冷却器の目づまりは油温の過大上昇をまねくことになる。

(3) 電動油ポンプの性能

現在使用されている絶縁油は、流動点が -30°C 前後であり、-35°C 付近における電動油ポンプの起動が困難になる。また粘度の増大は電動機の容量不足となり失速の原因になる。

などが考えられる。

4.1 雪害、寒冷対策

冷却装置は冷却器、電動送風機、電動油ポンプからなり、従来より、ジニアイその他の異物の浸入を防ぐ目的でフィルタが使用されているが、フィルタは雪のように多量に存在する場合は寒冷による

最近の車両用変圧器の諸問題・南角・鶴田・黒田・高橋・渡辺

凍結によって目づまりが助長され、冷却風を阻止する結果となる。したがってフィルタの設置は考えず、冷却装置内には雪が浸入するものとして対策を考慮したほうが安全である。

4.2 電動送風機

電動送風機の凍結防止策としては、雪および水分を送風機内に浸入、残留させないことが最も効果的であり、図4.1は凍結防止を考慮した冷却装置の配置である。送風機は分割された冷却器の間に配置され、冷却器に浸入した雪は送風機前面の冷却器で溶解され、一部は冷却器に堆積されて、送風機に到達する雪は非常に少なくなる。また送風機に流入する空気は冷却器で暖められるため、送風機に浸入した雪は溶解され、冷却装置を2~3°傾斜させることにより、溶解された水はすみやかに外部へ流出される。しかし送風機内への雪の浸入を皆無にすることは不可能であり、万一凍結した際にそなえて送風機自身に溶解装置を設けておくことが必要である。

図4.2は送風機の羽根車に設置するケーシングにスペースヒータを設けた構造を示す。現地試験においても送風機近傍には氷雪はなく、溶解水の排水が良好で凍結現象は起こっていない。また羽根車を人工的に凍結させて行なった溶解試験の結果、送風機が正常運転可能な状態になるまでの時間は、ヒータ容量10kWで5~6分であり、これは実用可能な値である。ヒータ使用中、電動機および

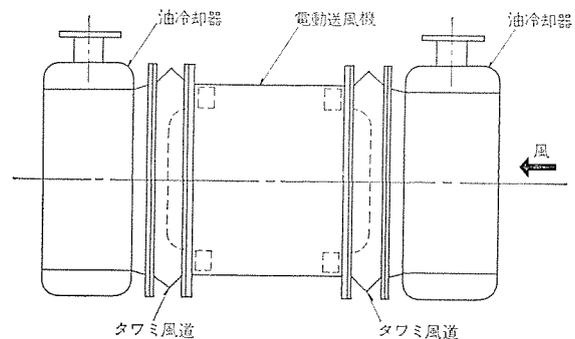


図4.1 冷却装置配置図
Fig. 4.1 Arrangement of cooling equipment.

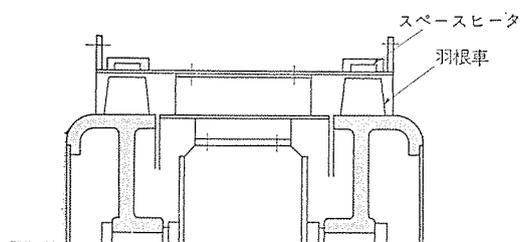


図4.2 電動送風機構造
Fig. 4.2 Blower construction.



図4.3 送風機を人工的に凍結させた状態
Fig. 4.3 Artificially frozen-up blower.

び端子箱などへの熱の影響も問題とならないことを確めている。

図 4. 3 は送風機を人工的に凍結させた状態を示す。

4. 3 冷却器

冷却器の目づまりを防ぐためには、空気通路が大きく、かつ雪が付着しにくい形状のものが好ましく、現在車両用変圧器の冷却器として、チューブに円板状のフィンを施したものと、2個の平板に波形フィンをろう着けたものとの2種類があるが、前者が前述の点で適している。目づまりを緩和する目的で、冷却器の前にヒータを設置する方法が考えられる。これは吸込み雪をヒータで溶解して冷却器に侵入、堆積する雪を減じようとするものであり、現地試験においてはヒータ容量、15kW、30kWのそれぞれについて行なっている。

試験は冷却装置に別の送風機により雪を吹き付ける方法で行ない、雪の吹き付け方向、速度は車両走行時と等価になるように模擬されている。図 4. 4 は目づまり特性の試験結果を示すもので、融雪用ヒータなしの場合、融雪用ヒータ容量、15kW、30kWの場合について時間の経過に対する風量の減少する模様を表わしている。図 4. 5 はそのときの温度上昇特性である。図から明らかなように、融雪用ヒータなしの場合、目づまりははげしく風量減少の割合は相当大きい。融雪用ヒータがある場合は、その効果は明らかで冷却器の冷状態時にわずかに目づまりを生ずるが徐々に回復して、風量はあまり減少しない。またヒータなしの場合においても、油温が高くなると風量は回復している。以上のことから冷却管に付着した雪氷は冷却管温度（油温度）が40~50°C以上であると十分溶解して、目づまりは進展せず風量の減少する割合が小さいことがわかる。

図 4. 6 は上記と同じ条件で、出発時の風量を75%、50%にそれぞれ減じた場合の目づまり特性を、図 4. 7 はそれに対応した油温度上昇特性を示す。風量を減少させた場合の効果は非常に大きく、目づまりはほとんど生じない。また融雪用ヒータの有無で

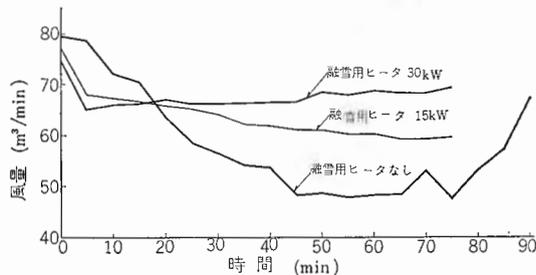


図 4. 4 冷却器の目づまり特性曲線 (1)

Fig. 4. 4 Characteristic curves of cooler's mesh obstructed by snow (No. 1).

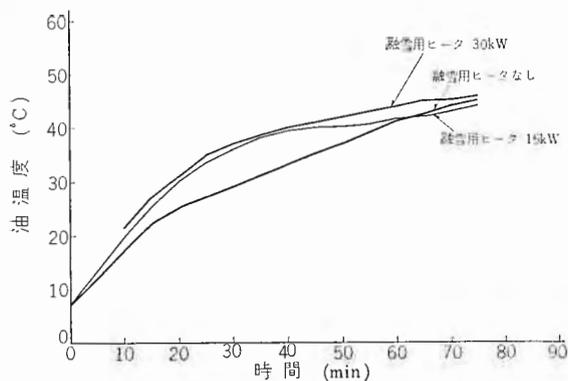


図 4. 5 油温上昇特性 (1)

Fig. 4. 5 Temperature rise characteristics of oil (No. 1).

大差がないことは、目づまり現象が油温のほかに雪の浸入速度に大きく影響されることがわかる。なお風量100%、75%、50%における冷却管間風速は、それぞれ9 m/sec, 6.7 m/sec, 4.5 m/secである。

以上の結果、冬期は風量をできるだけ少なくして運転することが望ましく、その値は外気温度、温度上昇限度および冷却器特性により決定されるものである。風量調節についてはパツル板式、送風機の逆回転、モータの極数変換、周波数変換など種々の方法がある。

4. 4 電動油ポンプ

電動油ポンプを低温で使用した場合、絶縁油の動粘性係数の増大により流量、揚程および効率の低下をきたし、とくに効率は著しく低下するので、モータトルクが負荷を下まわる結果となり、失速状態になることが考えられる。したがって常温で使用される油ポンプに比べて相当大きい出力のものが必要となる。起動トルクについても同様である。このように絶縁油の粘度は、油ポンプに与える影響は非常に大きく、粘度の小さい絶縁油の開発は最も効果的な解決策である。

車両用変圧器には電管用と機関用があり、電管用には不燃性油、機関用には普通鉱油が使用される。不燃性油は合成油であるから粘度の調節が比較的容易であるが、鉱油はその原油によってほとんどその特性が決定される。図 4. 8 は当社が開発した寒冷地用不燃性油、図 4. 9 は寒冷地用鉱油の動粘性係数の温度特性を示す。寒冷地用鉱油は寒冷地用不燃性油に比べて粘度が相当大きい、比重が不燃性油の約1.5に対して鉱油は約0.9であるから、油ポンプ所要出力としてはほぼ同じになる。これらの油を使用することにより、電動油ポンプは常温使用のものに比べて出

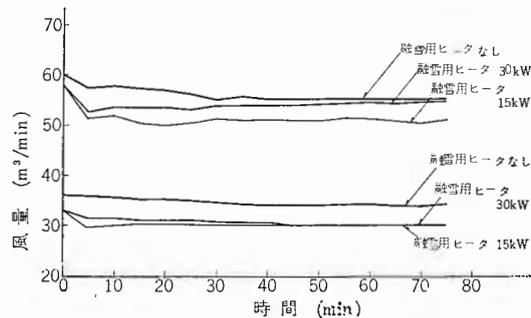


図 4. 6 冷却器の目づまり特性 (2)

Fig. 4. 6 Characteristic curves of cooler's mesh obstructed by snow (No. 2).

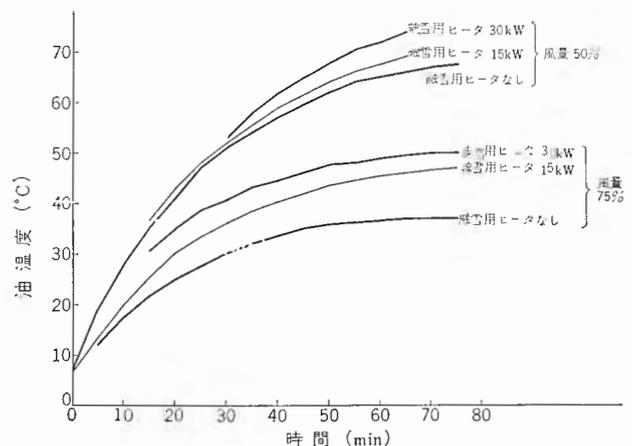


図 4. 7 油温上昇特性 (2)

Fig. 4. 7 Temperature rise characteristics of oil (No. 2).

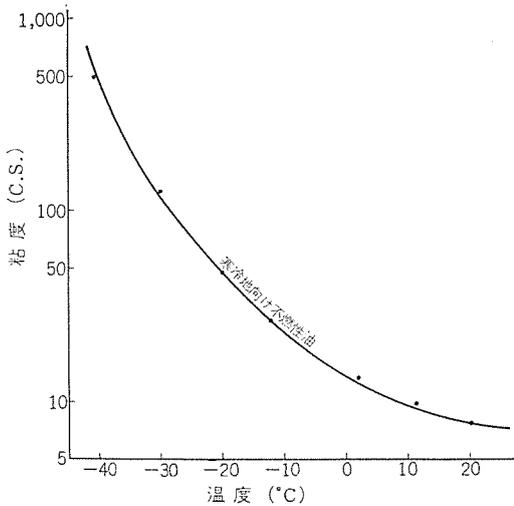


図 4.8 寒冷地向け不燃性油の粘度—温度特性
Fig. 4.8 Viscosity-temperature characteristic of noninflammable oil for cold-district.

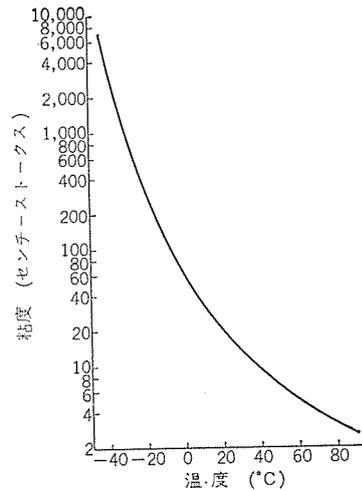


図 4.9 寒冷地向け絶縁油の温度—粘度特性
Fig. 4.9 Viscosity-temperature characteristic of transformer's oil for cold-district.

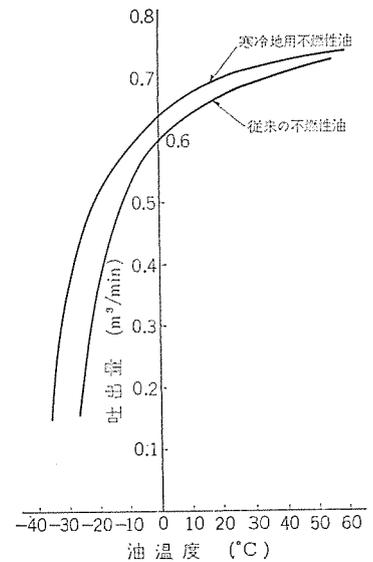


図 4.10 電動油ポンプの特性
Fig. 4.10 Characteristics of oil pump.

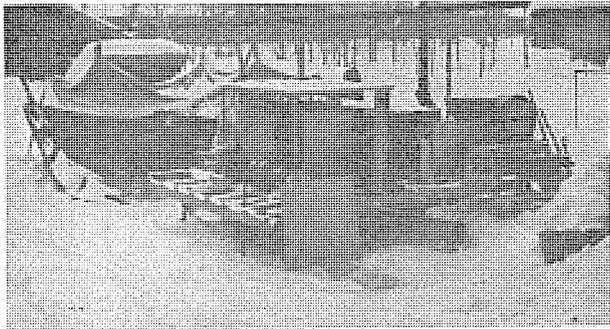


図 4.11 現地試験風景
Fig. 4.11 Testing at Hokkaido.

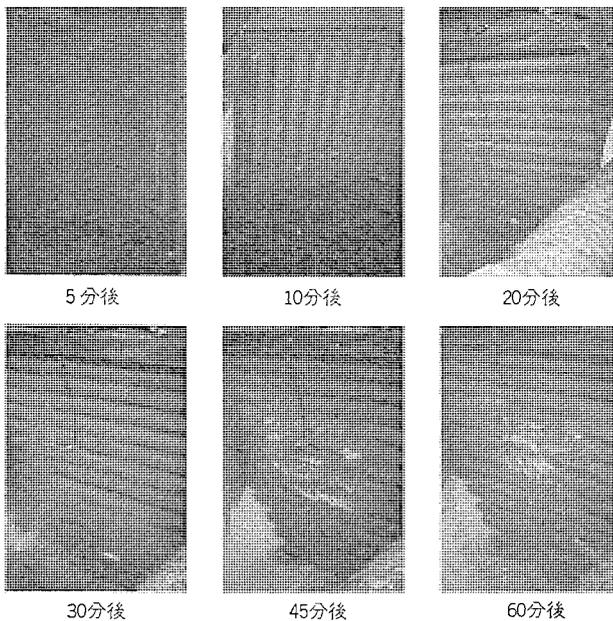


図 4.12 冷却器の目づまり状況の一例
Fig. 4.12 Examples of cooler's mesh obstructed by snow.

力が若干増加するのみで、重量、寸法は大差なく製作することができる。図 4.10 は同一油ポンプで寒冷地向け不燃性油と従来より使用されている不燃性油を使用した場合の性能比較の一例を示す。

図 4.11 は現地試験風景、図 4.12 は冷却器の目づまり状況の一例を示す。

5. む す び

以上、温度上昇、短絡強度、耐雪耐寒性能などについて述べたが、車両用変圧器の問題点としてはさらに温度計、油流計などの付属品の信頼性(特に耐振動性)、冷却器、フィルタの目づまり問題、取付足の強度など、さらに軽量化については高絶縁耐力ガス封入変圧器の開発、アルミ使用変圧器の開発など種々の問題点があげられるが、これらについては紙面の関係で割愛させていただいた。

車両用変圧器についてこれらの試験を行なった例は世界的にも非常に少なく、あえて発表する次第であるが今後の車両用変圧器の発展の一助となれば幸甚である。

最後にこれら一連の試験に終始ご協力いただいた日本国有鉄道の関係者に感謝の意を表す。

参 考 文 献

- (1) 齊藤：「電気鉄道」20, No. 3 P. 2~6 (昭41)
- (2) 南角, 鶴田, 黒田：「三菱電機技報」39, No. 12, p. 117~126 (昭40)
- (3) 荻野, 坂田, 沖本：「三菱電機技報」36, No. 11, p. 8~13 (昭35)
- (4) 大谷, 田村：電気四学会, 610 (昭39)
- (5) 大谷, 高橋：電気四学会, 806 (昭40)
- (6) 大谷, 渡辺, 坂田：「三菱電機技報」40, p. 904~912 (昭41)
- (7) 大谷, 高橋, 平井：電気四学会, 611 (昭39)

最近の車両用主電動機

浅越 泰男*・河村 寿三*

Recent Traction Motors for Electric Rolling Stock

Itami Works Yasuo ASAGOE・Toshimi KAWAMURA

Recent traction motors for electric rolling stock made a marked increase in their outputs and the SRP of motor as an outgrowth of increasing traffic volume in Japan. At the back of the new development stand technology of high speed traction motors plus the technique of insulation with integrally solidified class F solventless epoxy resin of void free.

Furthermore, new structural contrivance, problems of maintenance free, and new heat resistant insulation considered to bring the third revolution in insulation technology following the advent of phenolic alkyd and epoxy resin will expedite the progress of traction motors toward almost an infinite goal. The article describes the investigation on these problems, the latest trend of traction motors and new technique together with future vision on them.

1. ま え が き

わが国においては鉄道が距離の遠近を問わず Mass Transportation の王座を占めており、最近も東海道新幹線の開通、地方幹線の電化延長、各大都市の地下鉄網の急ピッチの整備などに見られるようにここ当分の地位は確固たるものであり、しかもその主力は電気鉄道である。電気鉄道の Prime Mover は当然主電動機 (Traction Motor) であり、それも整流子をもった直流または脈流直巻電動機が大半であって、半導体およびその制御技術が画期的に進歩して、低コストで従来の整流子のはたらきとてかわるものができるようにならない限り、この傾向は将来とも続くものと考えられる。

われわれはきわめて古典的な原理になりたつこの主電動機に対して、つねに新しい観点から設計論をうちたて、大容量化、高性能化あるいは軽量化等の要望に対処してきた。最近は高分子化学工学の発展による絶縁材料の進歩が大きく、無溶剤エポキシ樹脂の広範囲の実用化が車両用主電動機に大きな革命をもたらしたが、さらにマイカにとって代わるべき新耐熱絶縁物の出現が大きな話題となっている。この稿にはこれらの問題を吟味し、われわれの最新の設計の考え方を紹介するとともに、新しい絶縁方式、構造について詳述し、将来の主電動機のビジョンについても若干の考察を試みることにした。

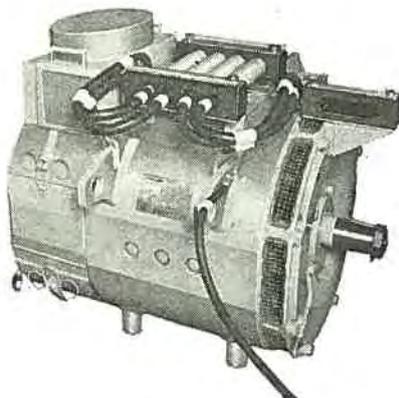


図 1.1 MB-3127-A 形主電動機 (180 kW, 近鉄納め)

Fig. 1.1 Type MB-3127-A traction motor (180 kW, for KINTETSU)

2. 出力および比出力の増大

2.1 出力および比出力の推移

主電動機の設計論的評価は出力および比出力によってなすことができる。そのスケールの一つはスピード・レシヨ・パワー (SRP)⁽¹⁾ と呼ばれるもので、まずスピード・レシヨ (SR, 速度比) を

$$(SR) = \frac{\text{最高速度}}{\text{定格速度}} \dots\dots\dots (2.1)$$

で定義し、これに主電動機の定格出力を乗じた

$$(SRP) = (SR) \times (\text{定格出力}) \text{ (kW)} \dots\dots\dots (2.2)$$

すなわち

$$(SRP) = \frac{\text{最高許容回転数}}{\text{定格回転数}} \times (\text{定格出力}) \text{ (kW)} \dots\dots (2.3)$$

であって、主電動機のもっている出力性能を端的に示すのに用いられる。主電動機は定格状態で運転されるものではなく、大はばな弱界磁制御により高速領域まで使用され、さらに発電制動によって定格電圧よりも高い端子電圧を発生させなければならないから実質容量は定格よりも大きい。速度比はこの発電制動による電圧の上昇分に見合うものであって、SRP は主電動機の実際に出しうる出力を示すことになる。

SRP が車両の性能ないしはその要求によって出てきたものであるのに対して、主電動機の内訳の hard ware としての設計内容を端的に示すには、SRP をさらに主電動機重量で除したスピフィック・スピード・レシヨ・パワー (SSRP)⁽¹⁾ が用いられる。具体的にすぐれた設計内容、技術内容をもっていれば単位重量当たりの出力、すなわち比出力が大きくなるわけで

$$(SSRP) = \frac{(SRP)}{(\text{重量})} \\ = \frac{\text{最高許容回転数}}{\text{定格回転数}} \times \frac{(\text{定格出力})}{(\text{重量})} \text{ (kW/kg)} \dots\dots (2.4)$$

によってその評価が可能となる。

近年主電動機の容量はいわゆる動力集中化による初期投資の経済効果をねらって、とみに増大してきており、これは SRP の増大の形でとらえることが (図 2. 1) できる。この傾向は 1959 年ごろから顕著になり、これ以前のオール M 編成による車両の高性能化の追求には一応ピリオドが打たれ、最近では MT 編成に近い車両編成で、各停急行両用サービスでしかも高性能が追求される時代

となった。

またこのSRPの増大を裏づけるための技術的進歩は、後述のように当社が1960年ころから、F種無溶剤エポキシ樹脂真空圧入含浸による一体固化ポッドフリー絶縁をまず固定子に、ついで電機子にも適用することを商業ベースに乗せたことによる効果がきわめて大きい⁽²⁾。これにより、従来は不可能であった容量が容易にスペース内に収められ、SRPおよびSSRPの増大に大いに貢献した。いずれにしても車両性能が車輪ダイヤ上での粘着現象に依存しているために、車両の性能と主電動機的设计との関連はきわめて密着したものとなっており、加速度、電気ブレーキ、定格速度の設定には周到な計算に基づいた有機的な考慮が必要である。

つぎにSSRPの推移は直接主電動機的设计内容を指向している

ために、きわめて興味深いのが、図2.2に見るように上述のF種エポキシ樹脂の出現によって、やはり1960年ごろからその水準を上向けにしていることが注目される。これは従来のB種または熱放散の不完全なH種シリコンにたよっていたのでは得られなかったような著しい温度上昇の改善が得られたからにはほかならないのであって、1953年ごろから一般化してきた、当時完全B種と称せられた絶縁技術を第一次の革命とするならば、F種エポキシは第二次の革命と言っても過言ではない。

うへは主として電車用主電動機のSRPおよびSSRPの推移をみたが、機関車用主電動機についても興味深いものがある。機関車用主電動機は大別して二つのグループがあって、一つは多極化(6以上)して低電圧機としいわゆる1オームモータとして軽量

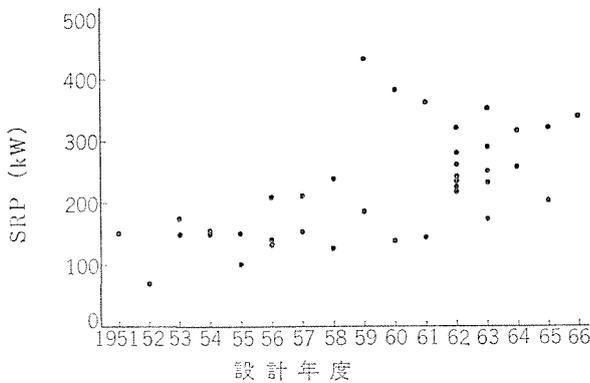


図 2.1 電車電動機SRPの推移
Fig. 2.1 Change of SRP on traction motor.

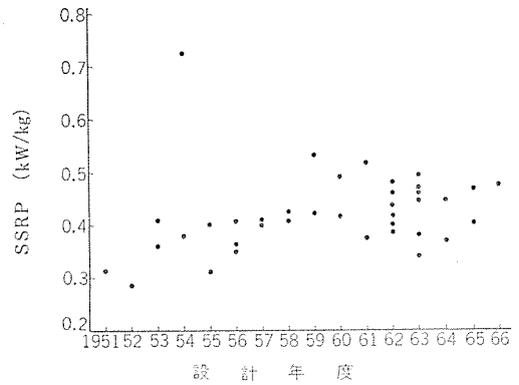


図 2.2 電車電動機SSRPの推移
Fig. 2.2 Change of SSRP on traction motor.

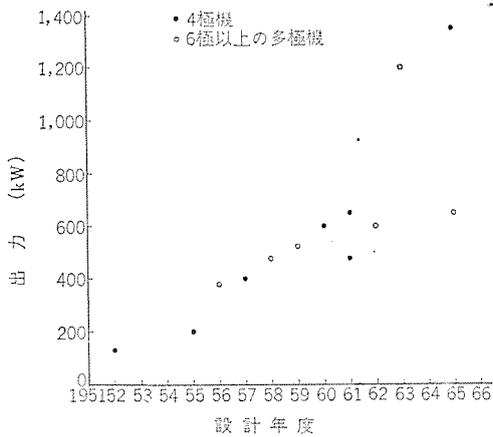


図 2.3 機関車用主電動機出力の推移
Fig. 2.3 Change of output on traction motor for electric locomotive.

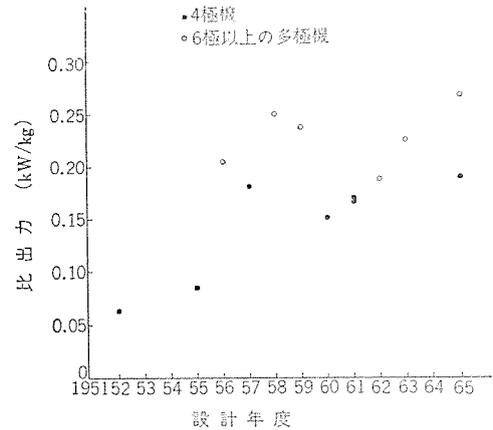


図 2.4 機関車用主電動機比出力の推移
Fig. 2.4 Change of specific output on traction motor for electric locomotive.

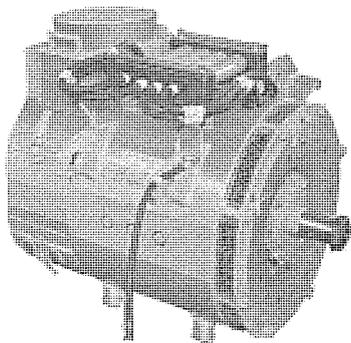


図 2.5 MB-3110A形主電動機
(150 kW, 近鉄納め)
Fig. 2.5 Type MB-3110-A traction motor (150 kW, for KINTETSU).

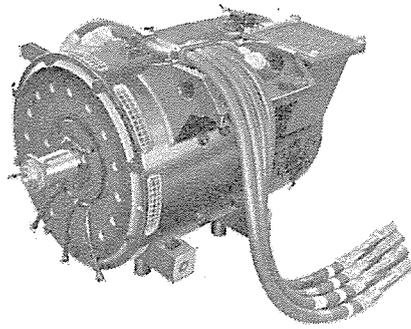


図 2.6 MT 200形主電動機 (185 kW, 国鉄納め, 新幹線向け)
Fig. 2.6 Type MT 200 traction motor (180 kW, for JNR New Tokaido Line).

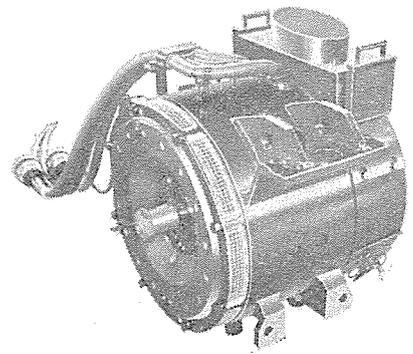


図 2.7 MB-3095-A形主電動機
(130 kW, 小田急納め, 回生)
Fig. 2.7 Type MB-3095-A traction motor (130 kW, for ODAKYU, regenerative).

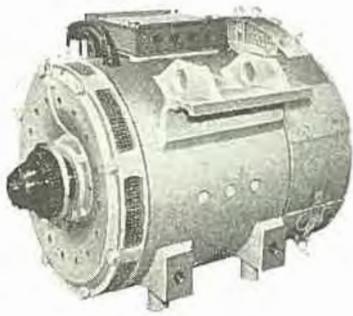


図 2.8 MB-3070-A 形主電動機 (135 kW, 西鉄納め)
Fig. 2.8 Type MB-3070-A traction motor (135 kW, for NISHITETSU)

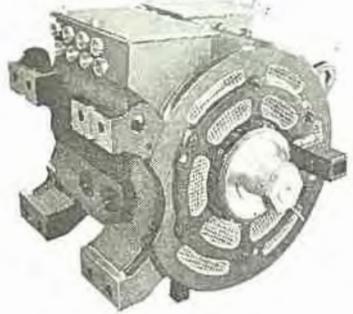


図 2.9 MT 56 形主電動機 (650 kW, 国鉄納め, EF 90 用)
Fig. 2.9 Type MT 56 traction motor (650 kW, for JNR, type EF 90 locomotive).

化をねらったもの、もう一つは架線電圧に拘束されているために 4 極機のままとしたものがある。これらはいずれも各グループにおいてそれぞれ電車電動機と同様に 1960 年近辺から著しく上昇の傾向がある。とくに 1965 年には、三菱の設計により日本国鉄向けに狭軌用最大 650 kW の MT 56 形式⁽³⁾、およびスペイン国鉄向けに輸出機最大 1,350 kW の MB-3200-A 形式⁽⁴⁾を生み出したことは特筆に価する。機関車用はほぼ最大電圧近辺で設計されているので SRP, SSRP でなく、定格出力および重量当たり出力そのものでその増大の傾向を図 2.3 および図 2.4 に示した。

3. 主電動機設計論

主電動機はいうまでもなく直流機であるので、直流機的设计理論はそのままあてはまる。従来まで一般に使われてきたのは D²L 論であって直流機の誘起電圧の式

$$E_c = \frac{p}{a} z \frac{n}{60} \phi \quad (\text{V}) \quad \dots \dots \dots (3.1)$$

ただし E_c : 誘起電圧 (V)

p : 極数

a : 電機子回路数

z : 導体数

n : 毎分回転数

ϕ : 毎極磁束 (Wb)

の両辺に負荷電流 I [A] を乗じた出力方程式

$$P = E_c I = \frac{zI}{a} \cdot p\phi \cdot \frac{n}{60} \quad (\text{W}) \quad \dots \dots \dots (3.2)$$

$$= A \cdot \Phi \cdot \frac{n}{60} \quad \dots \dots \dots (3.3)$$

$$= \pi^2 A_s B_g \gamma \cdot D^2 L \cdot \frac{n}{60} \quad \dots \dots \dots (3.4)$$

ただし A : 全電気装荷 (A)

Φ : 全磁気装荷 (Wb)

A_s : 電気装荷密度 (A/m)

B_g : 空気磁気装荷密度 (Wb/m²)

γ : 極弧比

D : 電機子径 (m)

L : 電機子鉄心長 (m)

において、電動機ないしは発電機的设计を論ずるもので、式(3.3)および式(3.4)がよく用いられる。式(3.3)は電気装荷と磁気装荷の配分論に、式(3.4)は電気および磁気装荷の密度 (前者は普通アンペア導体 1 cm, 後者は kg/cm^2 の磁束密度として知られている) および極弧比という、いわば MCM 量がはいつているので設計および工作技術との関連において設計論が展開される。式(3.4)を変形して

$$D^2 L = \frac{p}{\pi^2 A_s B_g \gamma} \cdot \frac{60}{n} \quad \dots \dots \dots (3.5)$$

は電機子の体積に関係し、したがって前章の SSRP と密接な関係があるわけで、これを小さくすることが技術上の命題である⁽⁵⁾。このためには

- (1) A_s を大きくする。(技術的には温度上昇, 整流に関係する)
- (2) B_g を大きくする。(鉄心の飽和, 鉄損, 主極コイルの励磁容量に関係する)
- (3) γ を大きくする。(1- γ は発電電動機の非活性部分であるが、この部分は整流を行なっている部分であって γ をむやみに大きくできない)
- (4) n を大きくする。(機械的ならびに整流上限度がある)ことを考慮する。

ここではさらに D²L 論のほか、直流機的设计限度を与える重要な因子であるところの整流子片間電圧 e_k を入れた出力方程式を考えてみたい。1 ターン当たりの誘起電圧 e , 各コイル素のターン数を t とすると整流子片間電圧との間には

$$e_k = te \quad \dots \dots \dots (3.6)$$

の関係がある。中容量以上の機械ではおおむねコイル素ターン数は 1 であるので

$$e_k = e \quad \dots \dots \dots (3.7)$$

である。したがって

$$\frac{pE_c}{z} = \frac{e_k}{2t} = \frac{e}{2}$$

であって、これを式(3.2)に入れると

$$p\phi \frac{n}{60} = \frac{a}{p} = \frac{e}{2}$$

を得、また一方定義から

$$A_s = \frac{zI/a}{\pi D}$$

であるからけっきょく式(3.2)は

$$P = \pi D A_s \cdot \frac{a}{p} \frac{e}{2} = \frac{\pi}{2} \frac{a}{p} A_s e \cdot D \quad \dots \dots \dots (3.8)$$

$t=1$ のときは

$$P = \frac{\pi}{2} \frac{a}{p} A_s e_k \cdot D \quad \dots \dots \dots (3.9)$$

すなわち A_s を主として温度上昇に関する因子、 e_k を主として整流に関係する因子をみると、 A_s , e_k にはいずれも技術的な上限値が存在し、したがって出力と電機子径との間には一種の比例関係のあることが理解できる。これを D²L 論に対して D 論と呼ぶことにする。D²L 論では回転数を大きくすれば無限に機械は小さくでき、その限度についての定量的な限界を与えないが、D 論ではこの限界が明確にされる。

D²L 論およびD 論によって高性能電気車主電動機を評価するならば、つぎのようになる。すなわち D²L 論では、まず駆動装置の改善発達により n を大きくとり、また絶縁物の発達によって A_s を大きくとることを考慮する。また D 論によると重ね巻によって $p/a=1$ とし、さらにコイル素のターン数を1にとってまず直径 D を最小にし、 e_k は高速における電気ブレーキの条件を信頼性あるものとし、 A_s は D²L 論と同じく絶縁物の発達（耐熱度あるいは耐電圧の上からの）によって大きくとることを考慮していることになる。

例題として 1,500 rpm において 150 kW の電動機を設計し最高回転数 4,000 rpm まで使用するとすれば、この電動機の SRP は

$$150 \times 4,000 / 1,500 = 400 \text{ (kW)}$$

である。D²L 論で式 (3.5) によって

$$A_s = 35,000 \text{ (A/m)}$$

$$B_g = 1.00 \text{ (Wb/m}^2\text{)}$$

$$\gamma = 0.6$$

を設定すると

$$D^2L = \frac{400 \times 10^3}{\pi^2 \times 35,000 \times 1.00 \times 0.6} \times \frac{60}{4,000}$$

$$= 0.023 \text{ (m}^3\text{)}$$

$L = 0.2 \text{ m}$ とすると

$$D = 0.38 \text{ (m)}$$

また D 論にしたがうと、4,000 rpm 時の電気ブレーキの信頼性から

$$e = 19 \text{ (V)}$$

$$p/a = 1$$

と設定して同じく

$$D = \frac{2 \times 400 \times 10^3}{\pi \times 1 \times 35,000 \times 19}$$

$$= 0.38 \text{ (m)}$$

をうる。したがって 150 kW クラスの主電動機は電機子径 380 くらいが最適である。

ここで界磁のアンペア・ターンについて言及しなければならない。これは電気車のサービスにも関係するが、一般に 30% くらいの弱界磁制御が必要であるとすれば、整流安定度上から電機子起磁力の 2.5 倍以上の界磁起磁力を全界磁時に与える必要がある。あまりに弱いと弱界磁時の電機子反作用が大きくてセム(閃)絡を生じやすく、また無火花整流帯が、全界磁時と完全にずれたりする。したがって界磁に十分の起磁力を与えるために、補償巻線は強力排し電機子は可能なかぎり起磁力を減らす（若干鉄機械寄りになることもある）方法が取られる。このような高安定性の配慮は以前の設計では十分とは言えなかったが、当社が提唱して以来、現在では常識化した⁽⁶⁾⁽⁷⁾。

4. 絶縁と温度上昇

4.1 絶縁の種類と温度上昇

車両用回転機の絶縁の種類による耐熱区分は、わが国では規格として JEC (電気学会)、JRS (日本国有鉄道)、および JPRS (私鉄経営者協会) に与えられているが、このうち国際水準に達しているものは JRS だけであって、IEC (国際電気技術委員会)、AIEE (アメリカ合衆国電気学会)、BS (イギリス規格) などと同様表 4.1 に見るように定められている。したがって当社もこの規定に準拠して主電動機を製作しており、現在もっともよく用いら

最近の車両用主電動機 浅越・河村

表 4.1 主電動機の絶縁の種類と耐熱区分
Talde. 4.1 Classification of insulation materials and their thermal endurance for traction motor.

絶縁の種類	温度上昇限度 (deg)		おもな絶縁材料
	固定子	電機子	
B	120	120	ガラス、マイカ、アスベスト、フェノリック・アルキッド樹脂処理
F	155	140	ガラス、マイカ、アスベスト、エポキシ樹脂処理
H	180	160	ガラス、マイカ、アスベスト、シリコーンゴム、シリコーン樹脂処理
—	220*		ガラス、マイカ、アスベスト、ポリイミドフィルム、ポリイミド樹脂処理
C	220以上		ガラス、マイカ、アスベスト、磁器、石英、四フッ化エチレン

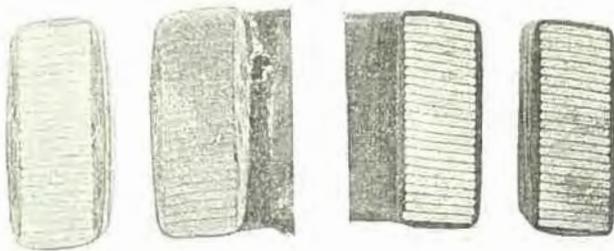
* このランクを入れない場合 (IEC, JEC) には C 種は 180 以上となる

れている絶縁の種類は、エポキシ樹脂を用いた F 種である。表 4.1 には耐熱区分とともに IEC または JEC-147 に示された絶縁材料および最近の耐熱絶縁材料などを併記した。いずれも注目すべきは絶縁物の耐熱区分は、一般工業用では °C で与えられているのをそのまま温度上昇 (deg で示される) にとっていることで、この場合基準温度 (周囲温度) の標準を 25°C にとっていることである。また電機子コイルの温度上昇は、その値よりも 15~20 deg 低くとられており、その理由は回転部分であるため、機械的劣化を受けやすいこと、温度分布が悪いことなどのためであると言われている。

4.2 エポキシ樹脂一体固化絶縁の沿革

現在の主電動機の絶縁の主力は前述のように無溶剤エポキシ樹脂である。このエポキシ樹脂がその他の絶縁ワニスと本質的に異なるところは、溶剤形でなく硬化剤を用いた二液性のものであるため、ソリッド・コンテンツが 100% となることで、従来の溶剤性のもののソリッド・コンテンツがせいぜい 50% であったのに比べ、非常に大きなメリットをもっている。従来からコイルにワニスを真空圧入含浸させることは主電動機では常識化されていたが、溶剤形でポイドをなくすることは全く不可能であって、しばしば絶縁の弱点となっていた。ところが無溶剤エポキシ樹脂が出現するに及んで、完全なポイド・フリー絶縁が可能となり、エポキシ樹脂の元来もっている電気的および機械的にすぐれた性質とが結びついて、主電動機の絶縁技術に革命がもたらされたのであった。当社では業界にさきがけて 1960 年ごろから商業ベースに乗せることに成功したが⁽²⁾、何分二液性のため、ゲル化が進行してポット・ライフが短くなるので、業界になかなか浸透しなかったのであった。しかし日本国有鉄道のご英断によって機関車用主電動機に、ついで東海道新幹線用主電動機⁽¹¹⁾⁽¹²⁾に採用されてからようやく一般化し、現在見るように完全に無溶剤エポキシ樹脂全盛の時代となった。その以前はフェノリック・アルキッド系の B 種 (旧 JEC 時代は完全 B 種あるいは特 B 種と呼ばれた) であったが、当時としてはこの出現は重大事件で、ある意味では現在のエポキシ樹脂よりも大革命であった。これは当時の高速度電車電動機的设计技術と重なっていたためになおさら大きくとり上げられたと思われる。

ついでシリコーンが出現し、その特異な化学構造のために大いに注目され、その熱劣化の少なさは絶大であったが、やはりあまりにも安定な化合物のためか、絶縁物としての機械的な特性が満足なものとはいえず、価格も拔群であった。シリコーン・ゴムによる絶縁は熱放散もよくポイドレス絶縁が得やすいために、必要やむを得ない場合にはしばしば用いられたが、これも無溶剤エポキシと比較



シリコンワニス処理 無溶剤エポキシワニス処理

図 4.1 シリコン・ワニス処理したコイル絶縁層と無溶剤エポキシワニス処理したものとの比較

Fig. 4.1 Comparison of insulation layers treated with silicone and solventless epoxy varnish.

すると機械的特性、作業性、価格の点で少し使いこなしがたい。なおシリコン・ワニスはその欠点として著しい発ぼう性があり、図 4.1 に示すようにおよそポイド・フリーとはほど遠い絶縁層を与えるため、現在ではほとんど姿を消した。

4.3 エポキシ樹脂による容量の増大

エポキシ樹脂はまず固定子コイルから実用に供せられたが、ポイド・フリー絶縁の効果は予想以上のものがあつた。図 4.2 は国鉄電車で標準 MT 55 形式について、旧設計のシリコン樹脂によるものの温度上昇とをヒストグラムとして比較したもので、その差はきわめて大きく熱放散係数の改善はおよそ 50% にも及んでおり、これはシリコンの H 種およびエポキシの F 種の許容温度上昇の差以上もあって、高価なシリコンを用いる意味は失なわれてしまっているといえよう。保守の点からもシリコンは吸湿性が大きく耐汚損性も弱く、洗浄剤(溶媒)にも弱いので問題が多い。なお図 4.2 にはシリコン・ゴムのものも同形式で試作したもので、ヒストグラムの上にプロットしたが、熱放散のうえではエポキシに匹敵し、やはりポイド・フリーの利点を示している。

つぎにエポキシ樹脂一体固化絶縁は電機子にも試みられたが、やはり固定子におけるのと同様に数々の利益が得られた。まず温度上昇の低下であつて、国鉄新幹線電車で MT 200 形式に旧溶剤形

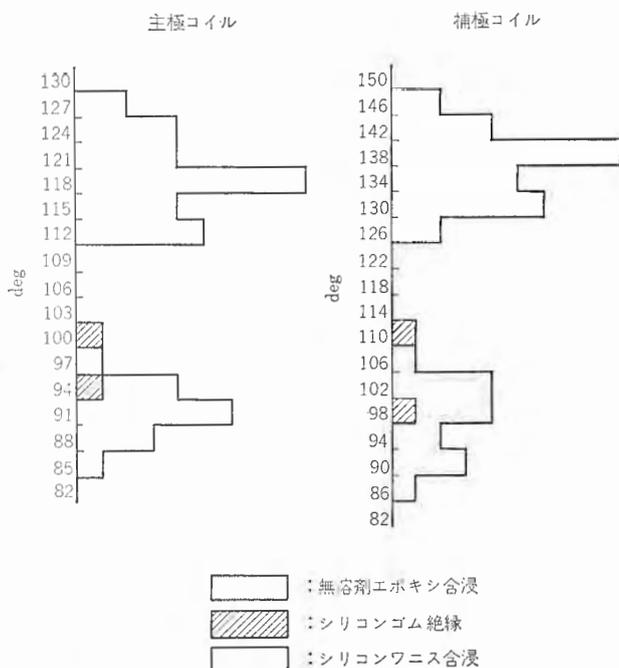


図 4.2 MT 55 形主電動機固定子の無溶剤エポキシ一体固化絶縁の効果

Fig. 4.2 Effectiveness of integral insulation with solventless epoxy in the stator coils of type MT 55 traction motor.

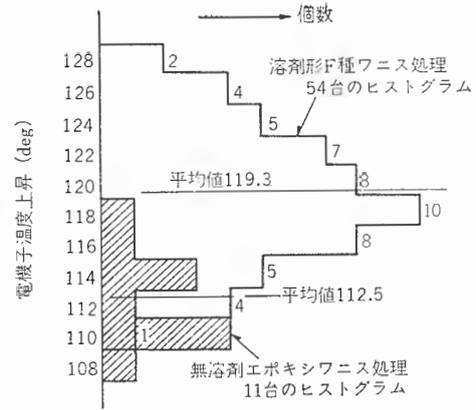


図 4.3 MT 200 形主電動機の電機子無溶剤エポキシワニス処理の効果

Fig. 4.3 Effectiveness of solventless epoxy varnish treatment in the armature of type MT 200 traction motor.

F 種ワニスと無溶剤エポキシを同じくヒストグラムで比較したのが図 4.3 である。二つの分布の差は 99% 以上の有意差をもつ。温度上昇低下の理由はもちろんエポキシ樹脂によるポイド・フリー絶縁層の熱伝達係数の向上によるものであるが、電機子を熱系としてみると、電機子コイルの熱はほとんど鉄心に伝えられ、鉄心から冷却空気への道をとっているため、等効的に電機子コイルの熱容量が、鉄心の熱容量(電機子コイルの 4~8 倍ある)に近づくことになり、温度上昇が下がると同時に、電機子コイルの短時間定格をも上昇できることになるという利点を生ずる。この利点は電気車としてみたときにはきわめて大きく、主電動機の実際のサーブスにおいて、固定子コイルは構造上からも熱容量は大きく、外気によってヨーク側からも冷却されるのに対し、一般に電機子コイルは熱容量が小さく、起動時のラッシュ・カレントに弱い傾向があるが、この欠点が相当にカバーされる。このこととポイド・フリーによる耐汚損性と相まって理想的な主電動機ができあがる。

ここで最近主電動機の絶縁の良否の判定に実用化されるように

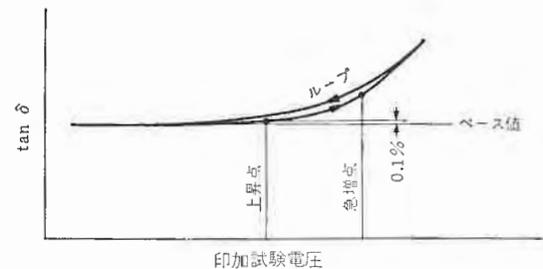


図 4.4 $\tan \delta$ の典型的電圧特性

Fig. 4.4 Typical voltage characteristics of tangent delta.

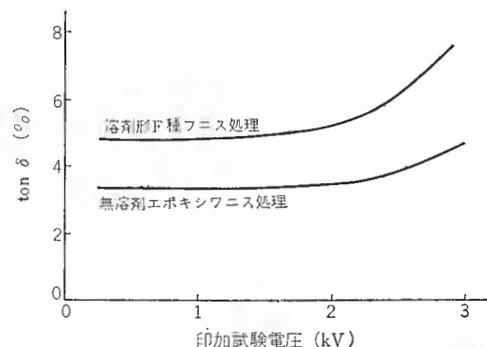


図 4.5 無溶剤エポキシワニスによる $\tan \delta$ の改善

Fig. 4.5 Improvement of tangent delta with solventless epoxy varnish.

なった誘電体損失 ($\tan \delta$, タン・デルタ) につき言及する必要がある。これは元来高圧機器はコロナ発生による絶縁劣化が問題であるため研究されてきたのであるが、絶縁のポイドをよく検出できるため、主電動機の絶縁管理にも応用されるようになった。 $\tan \delta$ の電圧特性は図 4.4 のようなもので、上昇点、急増点、およびブルーを有するのが特長である。上昇点、急増点とも高いほどよく、ブルーもないのがポイドその他の欠陥が少ないわけであるが、これも無溶剤エポキシ樹脂によって格段に改善された。(図 4.5)

もっとも電機子の一体固化には疑問も少なくない。これは電動機自体の絶縁の信頼性は向上しても、外部からの影響で万一電機子が故障したとき、修復に手のかかることが多いからである。また整流子ライザ部での接続は、現在ハンダが用いられているが、これが熱に弱いため、絶縁以外に信頼性を落とす原因となっているし、また製造者側としては、製造工程上での手直しがきかないという問題がある。これらはやはり総合的に信頼性の改善を指向すべきであるし、主電動機全体として高安定性のもの、また整流子ライザのハンダも将来は溶接のような完ぺきな処置をとるなど自衛手段が必要である。

5. 構造上の新技術

5.1 回転子関係

回転子は文字どおり回転機を特長づけるものである。車両用ではそのサーブス条件はきわめて悪いといわなければならないが、これを信頼性のより高いものにする努力は不断になされている。すなわち、スプリング・ワッシャ・タイアの整流子、ガラス・バンド、ライザ部の溶接、耐水構造などである。

(1) スプリング・ワッシャ・タイア整流子

スプリング・ワッシャ・タイアの整流子は現在では目新しいものではないが、より高信頼性を望む場合には、締めつけ圧力がつねに残存している点できわめて有用である。欠点はコストとスペースであって、これが解決できる場合は用いるほうが望ましい。

(2) ガラスバンド

ガラスバンドは最初はポリエステル系であったが、1965年ごろからエポキシ系のものを研究し、耐熱性のほかに耐候性も大はげに改良され、当初表面にクラックがはいりやすかった欠点も改善された。ガラスバンド材はそれ自身は非磁性ピアノ線よりも価格は高いが、元来が絶縁物のため、絶縁の工数がかからずかえってコストは低減し、またコイルに食い込む作用もあってコイルにかかる振動をよく吸収し、さらにヤング率が鋼線よりも小さいために、多少の枯れが生じてもバンドのゆるみを全く生じないほど数々の利点がある。材料にはいわゆる熱間で作業する(電機子を焼いておいてその上にバンドがけする)ものと、冷間で作業するものがある。耐候性耐熱性は現在のところ熱間形のほうがすぐれているので、当社ではすべて熱間形を採用している。

(3) ライザ部の溶接

ライザ部の溶接は電機子の一体固化絶縁によって絶縁の信頼性が向上したのに伴ってクローズアップされてきたもので、同時に TIG 溶接(タングステン・不活性ガス・アーク溶接)の技術の近年の発展と相まって急速に実用化した。これは図 5.1 に示すように、整流子ライザの側面部の約 2mm の部分だけで電機子コイルと接合されており、溶接ビードも図 5.2 に見るように機械加工をしなくてもきわめて美麗である。溶接部の厚さは 2mm くらいであるから、回転子のコイルに事故を生じてもこの部分を削り落としてコイル上げ

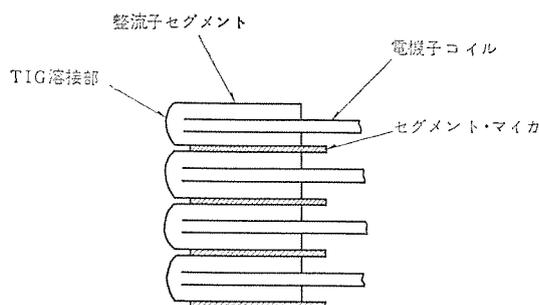


図 5.1 ライザの TIG 溶接
Fig. 5.1 TIG welding of commutator risers.

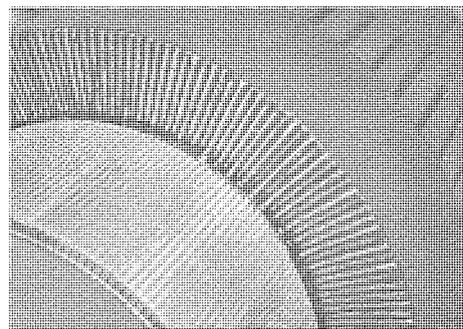


図 5.2 ライザを TIG 溶接した電機子
Fig. 5.2 Armature with TIG welded commutator risers.

を行なうことができるので、コイル巻きかえも可能である。なお従来の電車電動機に多いライザ部のハンダ部品の解決の一手段として単純に溶接化を取り入れることには問題があって、十分その原因を追求したうえで実施しないと思わぬトラブルを招くことが考えられる。

(4) その他

最後に、主電動機の耐水構造は不可欠事項であって、梅雨期および降雪期の信頼性を著しく左右する。無溶剤エポキシ樹脂による一体固化絶縁は耐水性にもきわめて有効であって、このことはその $\tan \delta$ 特性の良好なことから十分うかがい知ることができる。そのうえに構造上からもたとえ水が入ってきても、コイルの中へはいらないようにあらかじめ考慮しておくことが必要であって、このためにはガラスバンドをコイル全面をおおうようにし、またコア・クランプ部と整流子との接合部を密封し(コア・クランプと電流子とを共通にする方法もしばしば用いられる)、この部分に水が溜まらないように留意する。回転部に水が溜まると、その強大な遠心力のためにハメアイ部、絶縁物中に浸透するからである。将来の主電動機の方向がメンテナンス・フリーを旗じるしにしている現在、従来は見のがされていた細かい点にまでも配慮が必要になってくる。

5.2 固定子その他

(1) 固定子の処理

電車電動機の固定子は界磁であるために構造上は比較的簡単ではあるが、わが国の電化は高圧で行なわれているためにやはり絶縁上問題が多い。これは主としてコイルの口出し部およびコイルのわたり線の部分である。当社ではコイルのわたり線と結線後ヨークごとワニス含浸を行ない完ぺきを期している。同様に補償コイルのあるときも絶縁上の弱点となりやすいが、この方法で確実なものとなる。

(2) ブラシ関係

最近の炭素ブラシの材質はその開発段階を過ぎ、きわめて安定してその方面のトラブルはほとんど消滅した。したがって現在

では性能の向上もブラシの形状(丸頭形状や合わせ面のミゾの工夫)や、ブラシ押え金のくふう程度でむしろコスト内容の改善に向けられていて、合成樹脂製のブラシ保持器絶縁スピンドルが従来のマイカレックス・スピンドルに代わって一般化した。当社ではジアルフタレート樹脂製を開発し⁽⁸⁾、比較的以前から研究されていたポリエステルあるいはエポキシ樹脂製のひびの入りやすい点などを大はばに改善することに成功した。また国鉄新幹線向けMT 200形式用として、その形作りの容易なのを利用してヒダつきのものを多数納入し、高電圧下でのみれ電流の減少にも偉力を発揮している(図5.3)。

(3) 軸受

軸受は回転機の重要部分であるが、電車電動機ではグリス潤滑が適当とされており、その保守回帰も25万kmまたは1.5年になっている。したがって当社ではグリス・バルブ方式を研究し一部に実用化していたが、最近の大容量化の標準機種の整備に伴ない、すべてグリス・バルブ方式で標準化を行なった。これは図5.4に見るように、使い古されたグリスがオーバーフローする障壁を設けた



図 5.3 MT 200 形式 ジアルフタレート用樹脂製絶縁スピンドル
Fig. 5.3 Insulation spindle of diallyl phthalate resin for the brush holder of type MT 200.

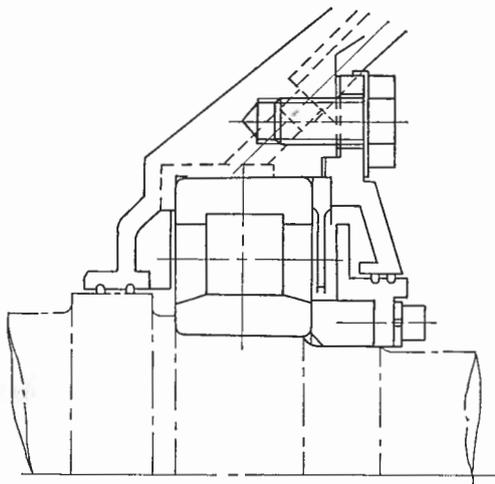


図 5.4 グリス・バルブ方式軸受
Fig. 5.4 Bearing housing with grease valve.

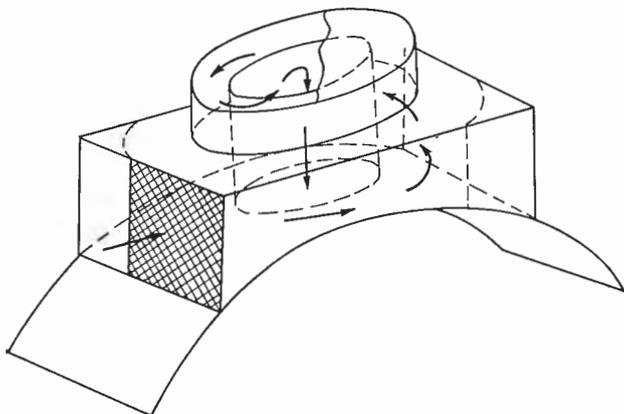


図 5.5 遠心分離式風取カバー
Fig. 5.5 Commutator cover of centrifugal separation type.

もので、これによって新しいグリスが注入されたときに容易に古いグリスが押しのけられ、従来のように軸受を分解して古いグリスを取り除くことなくグリス・アップ可能である。また走行料も増大の傾向があるので、グリス自体でも高性能のものが開発され、リチウム石けんベースのグリスも一般化してきている。

(4) 風取りカバー

通風は高速度電車電動機にとってきわめて重要で、いかに冷却のよいF種無溶剤エポキシ樹脂一体固化絶縁といえども、通風が悪くは冷却のしようもないわけであるが、この点従来から十分に研究されているとはいえなかった。当社では遠心分離式の風道をもった風取りカバーを開発し、これを1964年から標準機種にとり入れた。これは図5.5に示すように、フィルタ部は大きなゴミだけを取り除くことにし、水滴や細かいゴミは通風路を通る際の遠心力で取り除くもので、フィルタの目づまりも比較的少なく、水滴の浸入もきわめて少ないため、いわば風取りカバーの決定版といえるものである。

6. 新耐熱絶縁材料と主電動機的设计

1964年ごろからわが国にもポリイミド樹脂、芳香族ポリアミド樹脂(耐熱ナイロン)⁽⁹⁾やジフェニールオキシド樹脂⁽¹⁰⁾(商品名それぞれカトロン、ノメックスおよびドリルと呼ばれている)が実用開発期にはいつてきたが、これらは主電動機用絶縁材料としてはなほだ興味がある。カトロンは耐熱区分としてはH種以上の220°C、ノメックスおよびドリルはH種にランクされており、従来耐熱絶縁物として問題の多かったシリコンを駆逐しようとしている。

とくにカトロンはそのすぐれた耐電圧特性では、マイカを上回るものがあり、したがって“スペースがラレミア”であるところの電車電動機では絶大な偉力を発揮する。電車電動機の電機子スロット内導体配列には、きわめてデリケートなものがあって、比較的絶縁物の占めるスペースが多いために、しばしばスロット内導体配列が電動機全体の寸法・重量に影響を及ぼす。したがってマイカ材を用いた従来の絶縁材の、実用上約半分の厚さで十分であるところのカトロンを用いると、電機子の定格はF種のままで10~30%増大させることができる。したがってわれわれはこれら新耐熱絶縁材料によって、第三次の革命が起こるであろうことを予想している。まだ現在のところ解決すべき問題を含んでいるので、これを以下個別に詳述したい。

ポリイミド樹脂は現在のところごくソリッド・コンテンツの低いワニスと、商品名カトロンと称されるフィルム(国産品も試作されている)とが市場にあるが、ワニスは電車電動機用としてはごくポイドを形成しやすいため不適で、カトロンもクリープ、引き裂き、ワニスの絶縁層に対する浸透性の点で検討を要するし、さらにきわめて高価でもである。

ノメックスは紙状を呈しきわめて工作しやすく、電車電動機用としてはもっとも将来性が期待される。耐電圧はマイカと実用上同程度であるが、ターン絶縁に用いるときは、マイカテープよりもずっと薄くて十分であるので、絶縁の種類をF種にとどめても導体の断面積を10~25%増大でき、さらにドリルのようなH種ワニスを用いれば、電機子の定格をやはり10~30%増大できる。ノメックスはカトロンよりも絶縁層へのワニスの浸透性はよく使いやすい。ただノメックス自身の熱伝導率が少し悪いことが指摘されるが、電機子絶縁として用いればあまり問題はない。

ドリル・ワニスは元来アメリカのウェスチングハウス社で開発されたも

ので、積層品としてはすぐれた性質のものが商業ベースに乗っていて、回転機用としてはスロット・カサビが実用化されているが、回転子含浸用のいわゆるフレキシブル・ドリルは、まだ現在実用開発期にある。しかし近年の合成樹脂工学の発達は日進月歩であり、ドリル樹脂自身の耐熱性もシリコンよりはすぐれているので、電車電動機用として完全に実用化する日もそんなに遠くない。

さてこのような耐熱絶縁物を縦横に駆使した電車電動機の将来のビジョンはどんなものであるか、その発達については予断を許さぬものがあるが、一般的にみて日本の交通事情の要求するSRPのより増大化するものを満足させる方向に向くことには異論はない。すなわちSSRPの向上により、まず高占積率電動機、ついで耐熱電動機の方である。より小さな寸法、より軽い重量でより大きな出力を得、そのためには電機子の熱的弱点であった整流子ライザ部は溶接構造となり、電動機の信頼性はいっそう向上されたものとなる。軸受部もよりメンテナンス・フリーを振りかざし、電動機全体としても耐湿、耐汚損性のすぐれたものとなる。しかし一方電動機を小形化することは整流子片間電圧の関係から電気ブレーキは十分にかけられないことが多いが、この問題は将来何らかの方法で解決されなければならない。

もう一つ指摘したいことは、近年発達し商業ベースに乗ってきた半導体による電気車の制御と主電動機的设计との関係である。また交流電化との関係もきわめて重要である。交流を直接整流した状態ないしは比較的低いパルス周波数で制御されるチョップ制御の領域では耐脈流性を大きく要求され、一部には新幹線用主電動機のようにヨークの一部分を積層したものもあり、いわゆる耐脈流対策が主電動機設計の重要な要素となっている。しかしさらに将来半導体制御技術が進歩すれば、電源が交流であっても直流であっても、脈動分がきわめて減少して耐脈流性の要素は不要になるかも知れないし、あるいは全然異質の要素の性能ないしは信頼性を要求するようになるかも知れない。すなわち半導体制御技術

との関連において高信頼性を論ずることになる。なお半導体による無整流子化の問題は極度に半導体技術が進歩した時点であらためて論ずるべきものと考ええる。

さらに製造者としては激しい技術革新の中でさらに標準化を推進し、小形軽量化、工数の低減などによってコストの改善をはかることが問題として残されるであろう。

7. む す び

以上概論的に電気車用主電動機のアウトラインを述べた。なるほど直流機として主電動機は古典的な存在であり、反面その設計内容は専門外の向きには理解し難い面を持っているようであるが、電気車のサービスの設定と密接な関係を有し、また近年のすぐれた合成樹脂工学の賜物としてきわめて洗練された面を持ち、新しい耐熱絶縁物の出現によりさらに将来に向かって飛躍する要素をはらんでいる。その輝かしい将来を祝福して稿をおわる。

参 考 文 献

- (1) 松田：高速度電動機と駆動装置（電気車研究会）
- (2) 内海：「三菱電機」35, No. 3 (昭36)
- (3) 「三菱電機技報」40, No. 8 (昭41)
- (4) 「三菱電機技報」41, No. 2 (予定)
- (5) 浅越：電気公論, 905 (昭40-8)
- (6) 浅越：「三菱電機」29, No. 12 (昭30)
- (7) 河村, 久山：「三菱電機技報」37, No. 9 (昭38)
- (8) 小山, 斎藤：「三菱電機技報」37, No. 6 (昭38)
- (9) 白井, 石井：「三菱電機技報」40, No. 7 (昭41)
- (10) 西崎ほか：「三菱電機技報」40, No. 7 (昭41)
- (11) 浅越, 河村：「三菱電機技報」37, No. 11 (昭38)
- (12) 河村：「三菱電機技報」38, No. 3 (昭39)

サイリスタによる電车用チョッパ制御装置

小原 太郎*・永岡 栄**

Thyristor Chopper Controllers of Electric Cars

Head Office Taro OHARA

Itami Works Sakae NAGAOKA

DC thyristor chopper controllers, which have made rapid development recently, are capable of operation at 1,500 V and on 1,000 A. They are now in the stage of practical operation as far as the technology of control performance is concerned, while the countermeasure for inductive trouble and cutting of the cost are the problems remain. In the former, introduction of multi phase control, development of condensers and completion of small filters are the keys to solve the problem. The latter will be settled by the mass production. The technology of DC chopper control developed is applicable to other fields as well as electric railways. The advent of the device has made great contribution to promote the practical use of regenerative braking of cars.

1. ま え が き

トランジスタからはじまった半導体素子のめざましい発展は、数々の新しい技術を生み出した。とくに近年出現した高電圧・大容量サイリスタの大きな発展は、電気鉄道関係者の長年の夢である制御の完全無接点化を可能とするようになった。その代表的なものは電気のサイリスタによるチョッパ制御方式で、主回路を含め、完全なアークレス・ステッパレス制御であるほか、数々の特長を有し、今後の電気車制御に新機軸をもたらすものといえる。さいわい当社は、いち早くこの研究に着目して実用化に取り組み、工場試験・現車試験を行ない、数々の実績と経験を重ね、貴重な資料とともに、サイリスタチョッパ装置の制御の優秀性・信頼性を確認してきた。

したがって、今後の問題点はサイリスタを主にした経済性と、チョッパ制御にもなる通信線や、地上信号に対する誘導障害対策であるが、前者は製造技術の進歩と量産化により、後者については多相多重化制御により本格的な実用化の段階にはいるであろう。

2. 製作実績

サイリスタによる電車のチョッパ制御は、始まったばかりであるが、現在までに試作試験を行なった概要は表 2. 1 のとおりで、さらに現在、帝都交通 9 号線向けとして量産用試作品を設計中である。図 2. 1, 2. 2 はチョッパ装置の第 2・第 3 号品の外観を示している。

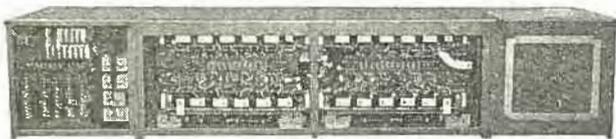
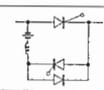


図 2. 1 第 2 号チョッパ制御装置正面図
Fig. 2. 1 Front view of chopper controller No. 2.



図 2. 2 第 3 号チョッパ制御装置正面図
Fig. 2. 2 Front view of chopper controller No. 3.

表 2. 1 チョッパ制御装置製作実績一覧
Table 2. 1 List of chopper controller manufactured results.

	第 1 号機	第 2 号機	第 3 号機
完成年月日	昭和40年7月	昭和41年1月	昭和41年4月
設計主 動 機	MB3002×2台	MT 200×1台	MB3054×4台
定 格 電 圧	600V	1,000V	1,500V
定 格 電 流	200A	1,000A	600A
制 御	力行・発電ブレーキ	発電ブレーキ 210-50km/h	力行・発電ブレーキ (70-0km/h)
使用サイリスタ定格	500V 70A	1,000V 250A	1,000V 250A
使用ダイオード	1,000V 240A	1,000V 300A	1,000V 300A
チョッパ回路		同 左	同 左
冷却方式	強制通風	同 左	同 左
構成			
主サイリスタ	4S-5P	4S-6P	5S-4P
転流サイリスタ	4S-2P	4S-3P	5S-1P
転流ダイオード	4S-1P	4S-2P	5S-1P
フライホイールダイオード	4S-3P 2	4S-3P	5S-2P
記 事	帝都交通(銀座線)で 現車試験	日本国鉄(技研)向け なお、うずブレーキ、 油圧ブレーキ組合 せ試験	帝都交通(日比谷線) および阪神電鉄で現 車試験

3. チョッパ制御と諸問題

新しい制御方式の出現は、他に及ぼす影響を無視して確立することはできない。とくに、従来の方式と比較して大幅に相異なる場合は、その影響範囲も大きくなることは言をまたない。

チョッパ制御装置もその例外ではなく、出現頭初は、装置自体の特性・信頼度のほか、他に及ぼす影響が第一義的に考えられた。

しかし、今までの実績から装置は電圧的には、DC 1,500 V、電流的には 1,000 A の容量が実用的に可能となり、制御の信頼性も確立された。したがって、チョッパ制御が本格的に実用に供されるためには、経済性と他に及ぼす影響の対策いかにかかっているといえるが、まず順序としてそれらの内容について検討してみよう。

3. 1 チョッパ制御と誘導障害

チョッパ制御は、従来の抵抗制御に比べて多くの利点を有しているが、電源に対してつ(矩)形波状の負荷となるため、通信線や信

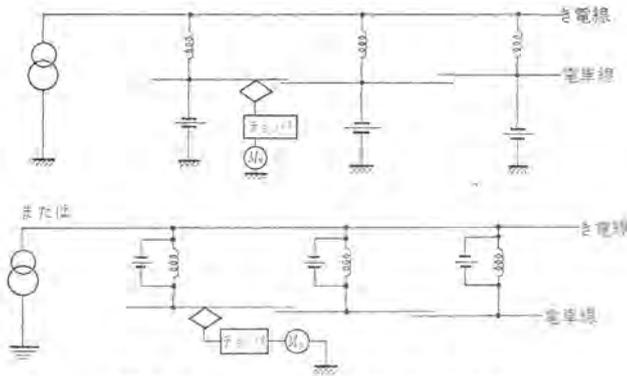


図 3.1 フィルタ抑制方式 (地上式)
Fig. 3.1 Filter control system (ground type).

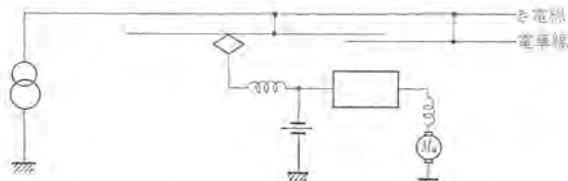


図 3.2 フィルタ抑制方式 (車上式)
Fig. 3.2 Filter control system (car mounting type).

号に対する誘導障害については充分配慮する必要がある。

これらの誘導障害対策としては、発生源であるチョップ側で行なうことは勿論であるが、さらに大局的見地に立って、障害をうける通信・信号側を含めた系全体として、最も有効かつ経済的な対策を施すべきである。

3.1.1 発生源抑制対策

(a) フィルタ抑制式

図 3.1 および図 3.2 に示すように、電車線セクションごとに地上に低域フィルタをそう入する方法と、電車内に低域フィルタを設ける方法がある。前者は最大負荷時を考慮したフィルタ容量にする必要上、大形化の傾向にあり、後者は自車の発生源を抑制するので、その効果は大きい。

(b) 周波数制限式

チョップ制御が障害を与える最大の原因は、制御周波数が通信や信号の周波数と同一成分を含む場合である。したがって、障害を与えると考えられる周波数を含まない範囲内に、チョップの基本周波数を入れるように制限してチョップ制御を行えばよく、具体的には、上記周波数条件を加味したチョップのゲート制御を行なう。

(c) チョップ制御の多相多重化

2組以上の単位チョップ回路を、一定の位相関係で動作させ、各々の電流を合成して利用するよう考案したもので、入力電流=架線電流および出力電流の双方の脈動率を著しく低減し、上記の誘導障害ならびに平滑リアクトルを、主とした装置の小形化に大きな貢献をもたらすものである。

その原理図を図 3.3 に、動作電流波形を図 3.4 に示している。すなわち、複数組のチョップ装置 (CH) と、フライホイールダイオード (D) と、平滑リアクトル (L) を備え、L の負荷側は共通接続して負荷に出力電流を供給するようにし、それぞれのチョップ装置を適当な位相差をつけて ON-OFF 制御するものである。

3.1.2 被誘導側での抑制対策

被誘導側の対策は各通信方式によって、それぞれ異なるので個々に検討する必要がある。たとえば、裸線を利用した“ひっかけ電話”などでは直接音声周波数を伝送しているので、最も影響を受けやすい。この対策としては、さきに述べた発生源を抑制する

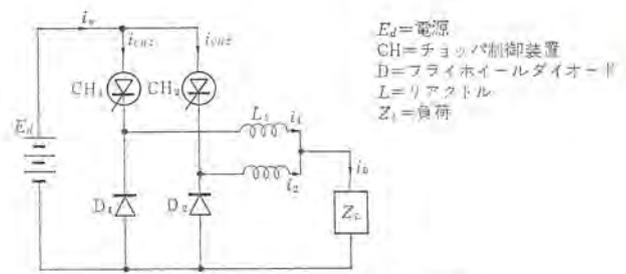


図 3.3 多相多重チョップ制御原理
(2相の場合を示す)
Fig. 3.3 Principle of polyphase multiplex chopper control.

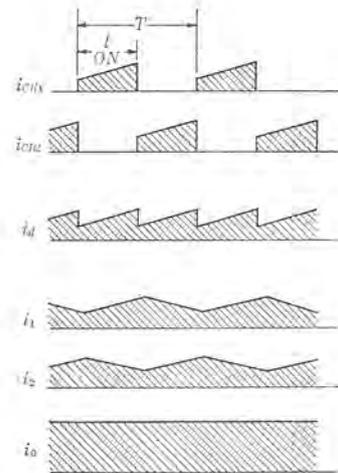


図 3.4 多相多重チョップ制御各部電流波形
Fig. 3.4 Current wave forms of various parts during polyphase multiple chopper control.

とともに、電話線をネン(捻)架して誘導結合を減少させることや、高域フィルタもしくは Ham Elimination フィルタをそう入するなど考えられる。

誘導無線は一般に 150~200 kc の搬送波で FM し、空間波無線は 30~400 Mc の FM 方式が多用されていることから、この間での影響度はきわめて少ないといえる。

3.2 チョップ制御と変電所

チョップ制御を行なう場合、架線電流が少なからず断続電流となることはさけられず、その周波数はチョップ制御周波数と一致する。変電所側から見れば、チョップ制御車の負荷電流は、オン・オフを繰返す、変動の大きい、悪質な負荷となり、これは変電所側整流器等に多大の影響を与えることが予想される。

現在までの比較的小容量の単位編成当たりの現車試験では、実用化がきまげられるような不具合点は起こらなかったが、今後、多編成大容量化するにしたがって十分注意する必要があるが、対策としては 3.1 節に述べた内容が有効である。

3.3 チョップ制御と電力消費量

チョップ制御を行なうことは、電車の電力消費量を節減するためにもきわめて有効な手段で、大きな特長の一つである。

すなわち、電車の加速期間を大別すると、直線加速期間・弱め界磁制御期間・最終弱め界磁加速期間となる。

従来のカム式制御では、三つの期間のうちの直線加速期間中を、主電動機の直列並列切換えを行なうことによって、その期間中の電力消費量を、主電動機が必要とする電力量の 200% から 150% に低減していることは、周知のとおりである。

チョップ制御の場合も、電力消費の低減に寄与できる期間は、直

線加速期間でチョップ制御装置の損失を10%と仮定すれば、直線加速期間中の電力消費量は、主電動機が必要とする電力量の110%になる。他の二つの期間では、カム式制御とチョップ制御はほぼ同等である。

以上の値を基に力行面から論ずれば、加速中の直線加速期間が長い電車、または、運転最高速度と主電動機の定格速度が接近している電車ほど、チョップ制御によって力行電力消費量が低減できることがわかる。逆に加速中の直線加速期間が短い電車、または、運転最高速度と主電動機の定格速度が大幅に違っている電車に対しては、チョップ制御による力行電力消費量の低減の割合は小さくなる。前者には長距離電車または電気機関車が、後者には、郊外電車または都市内の通勤電車がそれぞれ該当する。

つぎにブレーキ時の回生電力量の面から論じてみよう。電車が回生を行なう場合、大きな二つの条件がある。

- (1) 回生電力を受ける側の電圧すなわち架線電圧は、一定である。
 - (2) 電車は定減速度（一般には定電流）で停止を行なう。
- この二つの条件を満足するため、従来のカム式制御の直巻電動機の場合は、主抵抗器で電車のエネルギーの一部を消費させる。複巻電動機の場合は、抵抗器が無いかわりに、ブレーキ力の一部を空気ブレーキで補足する。すなわち、電車のエネルギーの一部を、車輪とブレーキシユウの摩擦で消費させる。したがってカム式制御の場合は、電車のエネルギーの50%以上は回生できないことになるが、チョップ制御の場合は、損失を10%とすれば、電車のエネルギーの90%近くを回生できる。

表3.1は地下鉄の場合の力行および回生電力の計算例で、図3.5、3.6はそのときの運転曲線である。

計算条件

編成	8M2T
加速度	$\alpha=3.5$ km/h/s
減速度	$\beta=4.0$ km/h/s
加速電流	437 A/M
減速電流	365 A/M

表 3.1 力行と回生の電力比較

Table. 3.1 Comparison of electric powers consumed for powering with regenerated at braking.

Run Curves (km/h) (最高速度制動初速)	力行消費電力 (kWh)	回生電力 (kWh)	回生率 (%)	
地下	A 65 55	32.46 (36.66)	12.0	37.0
	B 60 47	26.22 (30.42)	8.55	32.6
	C 50 36.5	21.17 (25.37)	4.95	23.4
地上	D 92 92	89.05 (93.25)	27.81	31.2
	E 85 72	65.95 (70.15)	20.7	31.4
	F 80 60	54.35 (58.55)	14.0	25.8
	G 75 48	44.99 (49.19)	9.06	20.1

ただし

$$\text{回生率} = \frac{\text{回生電力}}{\text{力行消費電力}}$$

注) 力行消費電力の項の()内は抵抗式の場合である。

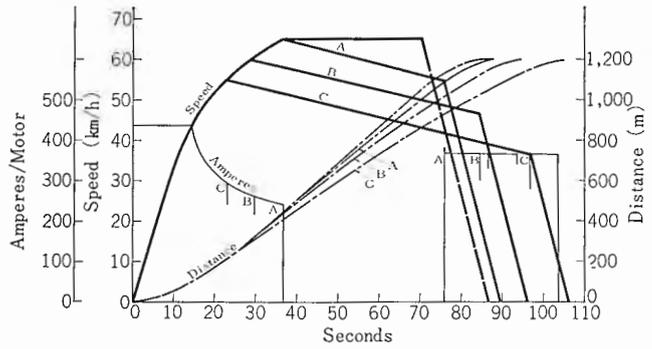


図 3.5 走行曲線(地下)
Fig. 3.5 Typical run curves (Under ground).

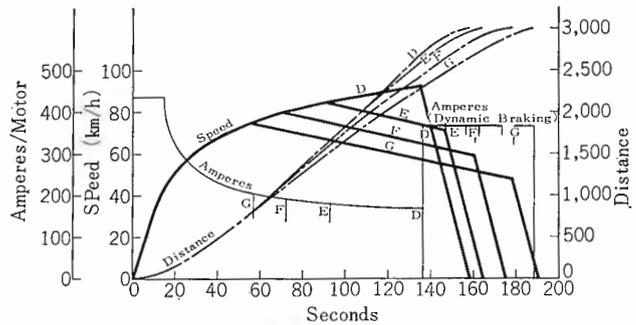


図 3.6 走行曲線(地上)
Fig. 3.6 Typical run curves (Above ground).

架線電圧 力行 1,360 V
回生 1,500 V

電力計算式

力行 $W = E_{mean} \times I_{mean} \times N_u \times T \times \eta \times N_t$

回生 $W = E_e \times I_{mean} \times N_u \times T \times \tau \times N_t$

E_{mean} : 加速時モータ平均電圧

E_e : 架線電圧

I_{mean} : 加減速平均電流

N_u : 1ユニット単位のモータ数

N_t : 全ユニット数

T : 加減速時間

η : チョップ効率

τ : 回生期間率 = $\left(\frac{T_{OFF}}{T_{OFF} + T_{ON}} \right)$

以上の計算結果を見ると、この形式の主電動機では、高速まで加速すればするほど、チョップ制御による電力消費量の低減率は下がる。これは、全加速期間中に対するチョッピング期間が短くなるためである。力行電力量と回生電力量を比較すると、力行電力消費量が非常に大きい。これは、走行抵抗による電力消費量が比較的多いためである。

4. チョップ制御の特長

おもな特長は次のとおりである。

(1) ステップレス制御である。

このため乗りごこちを大幅に改善できるほか、粘着限界までを有効に利用し、さらに高加速性能を発揮できる。

(2) アークレス制御である。

サイリスタにより電圧制御を行なうため、電氣的・機械的消耗部分がなく、保守の飛躍的近代化をはかることができる。

(3) 電力消費量が少ない。

とくに力行時は抵抗器などで消費しないため、電力損失がなく、

一方再生制動も容易である。

(4) レスポンスが高い。

チョップ装置の転流時間はサイリスタの T_{on} , T_{off} 時間に左右され、応答度の高い制御が可能である。

(5) 定電流制御である。

一定加減速度をうるよう従来と同じような定電流制御である。

(6) 効果的な再生ブレーキが可能である。

高速から停止までの再生ブレーキが可能である。

(7) 装置はコンパクトである。

サイリスタを主体に構成するためコンパクトな装置である。

(8) 従来車との連結運転も可能である。

5. チョップ制御装置

チョップ制御装置は、一種の高速度スイッチング作用により、電圧制御を行なうもので、サイリスタを用いて構成する場合、各種の回路方式が存在する。いろいろな回路方式の比較は、制御の信頼性・回路構成の難易性・装置の簡易性等の面から検討すべきであるが、ここでは当社が開発してきた回路方式を中心に、各回路方式に共通な問題を検討してみる。

仕様が与えられ、サイリスタチョップ制御装置を設計する場合、まず次の点を検討せねばならない。

- (1) サイリスタ・ダイオードの冷却方式
- (2) サイリスタの直列接続・並列接続
- (3) サイリスタの dv/dt , di/dt
- (4) 構造

5.1 冷却方式

現在、サイリスタは非常に高価なものであるため、チョップ制御装置を設計する場合は、サイリスタ容量を最高度に利用できるような、十分な冷却を行わなければならないことは当然である。

冷却方式には、自然通風・強制通風・油冷が考えられる。自然通風は、チョップ制御装置の容量から判断して、非経済的で好ましくない。強制通風か油冷かの選択は、チョップ制御装置単品からで

は判断できず、電機品全体の冷却系を考慮して、決定せねばならない。直流車の場合は、他に冷却を必要とするものがないため、チョップ制御装置として選択することになり、強制通風が一般的と考えられる。交流車の場合は、変圧器その他の冷却を必要とするため、冷却系全体から判断して選択すべきである。強制通風の場合、現在のサイリスタから要求されている風速は 6~7 m/min である。

5.2 サイリスタの直列接続と並列接続

サイリスタ素子の電圧・電流量から判断して、また将来開発されるであろうサイリスタの容量からして、サイリスタの直列接続・並列接続は、さげられない問題である。

サイリスタの直列接続・並列接続を行なう場合は、電圧バランス・電流バランスを考慮せねばならない。

5.2.1 サイリスタの直列枚数

サイリスタの直列枚数を決定する要素は、

- (1) 定常時サイリスタに印加する電圧。
- (2) 外雷・内雷サージによる上昇許容電圧である。

チョッピング中、サイリスタに印加する電圧は、L-C 回路を転流要素とするチョップ制御装置では、定格電圧の 1.5~2 倍まで上昇する。外雷・内雷サージによる電圧をどこまで許すかは、サージ吸収回路と関係する。一般には、(1)の条件で決定された直列接続数が耐えうるようサージ吸収回路を設定することになる。

電圧バランス方式は、当社では、今まで実績を積んできたリアクトル、コンデンサ、抵抗で構成される回路方式で行なっているが、きわめて効果的で、図 5.1 は、電圧バランス回路の具体例である。

5.2.2 サイリスタの並列枚数

サイリスタの並列枚数は、サイリスタの最大責務のとき、サイリスタの接合部温度が、その許容値（一般に 125°C）以下になるように選ぶべきである。

サイリスタの温度上昇算式は、次式が用いられる。

$$\Delta T_j = P_{av} \{ \theta_{ja}(t_3) - \theta_{ja}(t_2) \} + P_1 \{ \theta_{ja}(t_3) - \theta_{ja}(t_2 - t_1) \} + P_2 \theta_{ja}(t_3 - t_1)$$

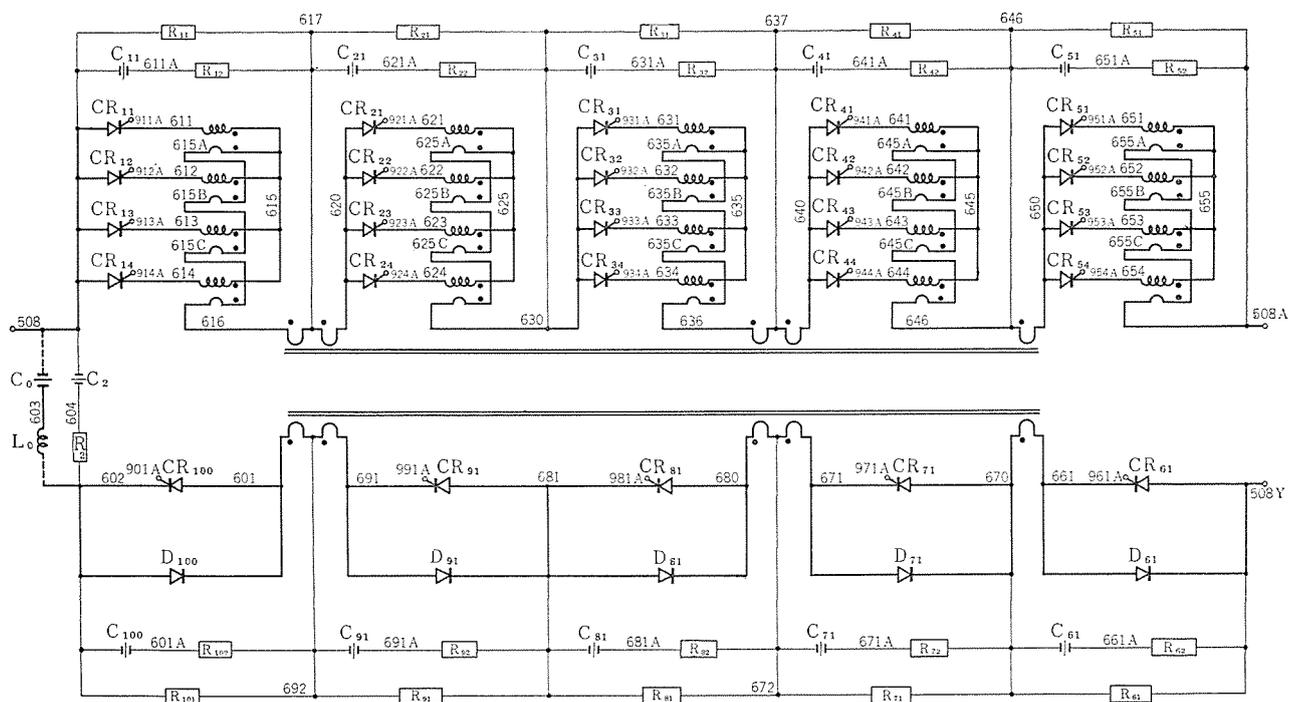


図 5.1 サイリスタの電圧・電流 バランス 回路

Fig. 5.1 Voltage current balance circuit of thyristor.

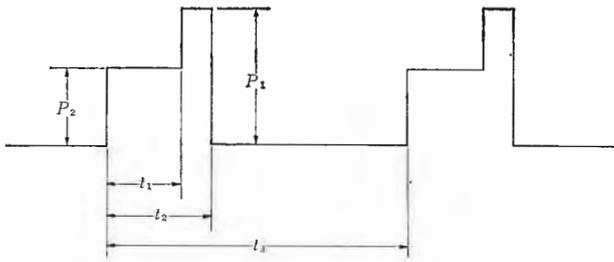


図 5.2 サイリスタの損失モード
Fig. 5.2 Mode of duty of thyristor loss.

- ただし、 ΔT_j : サイリスタの接合部温度上昇値
 P_{av} : サイリスタの平均消費電力
 P_1 : サイリスタ導通時の消費電力
 P_2 : 転流電流が導通電流に重なった時の消費電力
 θ_{ja} : サイリスタの接合部と周囲との熱抵抗
 t_1, t_2, t_3 : 図 5.2 のモードの時間

ΔT_j の最大値を求めるためには、制御全域について、上式に含まれるもろもろの量を算出しなければならない。電気車の速度-電流特性が与えられ電流脈流率 γ 、回路の平滑リアクトル L を規定すれば、サイリスタの導通している期間 T_{ON} 、サイリスタの不導通期間 T_{OFF} は、次式で計算される。

$$T_{ON} = \frac{L}{R_0} \log_e \frac{E_M/R_0 - I(1-\gamma)}{E_M/R_0 - I(1+\gamma)} \quad (\text{制動時})$$

$$T_{OFF} = \frac{L}{R_0} \log_e \frac{I(1+\gamma) - E_M/R}{I(1-\gamma) - E_M/R} \quad (\text{制動時})$$

$$T_{ON} = \frac{L}{R_0} \log_e \frac{\frac{E - E_M}{R_0} - I(1-\gamma)}{\frac{E - E_M}{R_0} - I(1+\gamma)} \quad (\text{力行時})$$

$$T_{OFF} = \frac{L}{R_0} \log_e \frac{I(1+\gamma) + \frac{E_M}{R_0}}{I(1-\gamma) + \frac{E_M}{R_0}} \quad (\text{力行時})$$

- ただし、 E_M : 電動機の誘起電圧
 R_0 : 回路の内部抵抗
 R : 制動抵抗

転流電流 I_C 、転流半周期 T_A は、

$$I_C = E_{CO} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \sin \frac{t}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

$$T_A = \pi \sqrt{L_0 C_0}$$

- ただし、 E_{CO} : 転流コンデンサの初期充電電圧
 C_0 : 転流コンデンサ
 L_0 : 転流リアクトル

5.2.3 転流サイリスタの並列枚数

サイリスタの温度上昇算式は次式を用いる。

$$\Delta T_j = P_{av} \theta_{ja}(\infty) + P_0 \left\{ \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) \theta_{ja}(T + \tau) - \theta_{ja}(T) + \theta_{ja}(\tau) \right\}$$

- ただし、 P_{av} : サイリスタの平均消費電力
 P_0 : 転流中の消費電力
 τ : 転流期間
 T : 周期

τ は、 $\tau = \pi \sqrt{L_0 C_0} \times 1/\pi$ として、 L_0, C_0 が決まれば、全期間中一定となる。 T は、 $T_{ON} + T_{OFF}$ に等しい。

P_0 は、 $E_0 \times \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$ で、全期間中一定である。

5.3 サイリスタに加わる di/dt

主サイリスタが点弧して、主電流が立ち上がるときの di/dt は、回路に平滑リアクトルがはいっているため、押えられる。ただし、フライホイールダイオードに転流中は、それを通して、急シュン(峻)な電流が流れることが予想される。転流サイリスタが点弧時の転流電流の di/dt は、

$$I_C = E_{CO} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \sin \frac{t}{\sqrt{L_0 C_0}}$$

から算出できる。

5.4 サイリスタに加わる dv/dt

主サイリスタで消弧時に加わる dv/dt は、転流コンデンサによるものであり、全電圧 E_{CO} 、時間は $\pi/2 \times \sqrt{L_0 C_0}$ から算出できる。

転流サイリスタに加わる dv/dt は、主サイリスタが導通したときに、転流コンデンサの電圧が印加され、次式により求める。

$$i = E_{CO} \sqrt{\frac{C_{B2}}{L_0}} \sin \frac{t}{\sqrt{L_0 \cdot C_{B2}}}$$

$$v_B = \frac{1}{C_{B2}} \int i dt$$

$$\left(\frac{dv_B}{dt} \right)_{\max} = \frac{E_{CO}}{\sqrt{L_{CO} \cdot C_{B2}}}$$

- ただし、 C_{B2} : 転流サイリスタの電圧バランス用コンデンサ
 L_0 : 転流リアクトル
 i : C_{B2} の充電電流

である。

$\left(\frac{dv_B}{dt} \right)_{\max}$ は比較的大きく、 C_{B2} を適当に選定する必要がある。

5.5 転流コンデンサ・転流リアクトル

転流コンデンサ・転流リアクトルは、制御すべき電流の大きさ、コンデンサの充電電圧、サイリスタのターンオフ時間に関係する。

以上の値がわかると、次式で求められる。

$$C_0 = \frac{I_{\max} \times (1+\gamma) \times T_{OFF} \times \delta}{E_C}$$

$$L_0 = \frac{1}{2} \times \frac{E_C^2}{I_{\max}^2} \times C_0$$

- ただし、 C_0 : 転流コンデンサの容量
 L_0 : 転流リアクトル
 I_{\max} : 制御電流の最大値
 E_C : 転流コンデンサの充電電圧
 T_{OFF} : サイリスタのターンオフ時間
 δ : サイリスタ数によって異なる係数

5.6 電流制御方式

トルク一定すなわち定電流制御を行なう場合、平均的に制御する場合と、最大値と最小値との間に制御する瞬時値制御がある。

一般に、制御しようとする対象の系の変化が遅い場合は、平均値制御方式がすぐれており、対象の系の変化が早い場合は、瞬時値制御方式がすぐれている。電車の主回路電流をチョップ制御で行なう場合、電流の変化率は、回路のリアクトル・電源電圧と、主電動機電圧との大小に、密接に関係している。

回路のリアクトルを大きくすれば、電流の変化は緩慢になり、制御は容易になるが、そのためリアクトルが非常に大きくなる。

チョップ制御装置を実用化するためには、回路のリアクトルをできる限り小さくすることが望ましく、必然的に電流変化の早い制御になる。

電源電圧が一定の場合、主電動機電圧が低い期間では、電流の

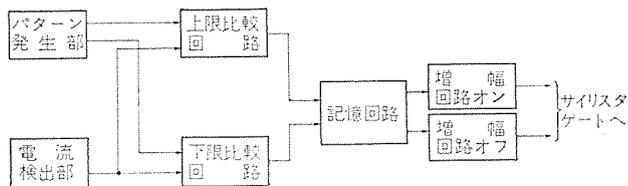


図 5.3 ゲート回路のブロック図
Fig. 5.3 Block diagram of gate circuit.

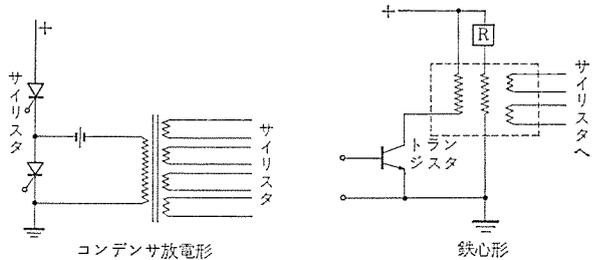


図 5.4 サイリスタ点弧回路
Fig. 5.4 Ignition circuit of thyristor.

増加速度は早く、減少速度は遅い。逆にモータ電圧が高い期間では、電流の増加速度は遅く、減少速度は速い。中間では、電流の増加減少速度は同等になる。

以上のような、電動機電流の増加減少特性を考慮すると、平均値制御のみでは、起動時の速い電流変化に対してふぐあいになる。

瞬時値制御は、電流検出部の応答性・ゲート制御部の応答性・チョップ制御装置の転流周波数等から決まる最高の周波数に、チョップ周波数を上げることができる。したがって、回路のリアクトルの大きさも、最高度に小形化できる。しかし、電流周波数は、零から最高周波数まで全周波数分を含むことになり、誘導障害の点から、検討されなければならない。また多相チョップ制御の場合には、平均値的制御と瞬時的制御を混合した制御方式とすべきである。

ここでは、瞬時値制御を中心に、チョップ周波数の限界・起動時

の応答性・電流リップル率の縮小化を計ってみた結果は、つぎのとおりである。

制御回路のブロック図は、図 5.3 に示してある。

電流検出回路は、直流変流器を三相で使用する。比較回路は、トランジスタ式差動増幅回路とシュミット回路を併用し、記憶回路は、フリップフロウ回路を使用した。最終段の増幅回路は、ゲート回路のうちで一番考慮せねばならない回路である。これは数十個のサイリスタを一度に点弧せねばならず、しかもサイリスタへのゲート電流は、ハイゲート電流すなわち $1 \sim 3 \mu\text{s}$ で $2 \sim 3 \text{A}$ に達する電流にする必要がある。このようなハイパワーの急峻なパルスが発生させる方法には、次の2方式が考えられる。一つは、コンデンサの放電電流を利用する方式と、鉄心の鋭角な飽和特性を利用する方法がある。図 5.4 は、おのおのの回路図である。

コンデンサ放電形はパルス特性において非常にすぐれているが、コンデンサの充電放電にサイリスタを利用せねばならない関係上、ゲート回路の転流回路にくふうを要し、定周波数の場合は、非常に安定であるが、起動時のように、オンオフの非常に速い期間のときには、一考を要する。鉄心を用いたトランジスタ式のもの、動作は非常に安定している。コンデンサ形に比較して、パルス特性の立ち上がりが多少緩慢である以外は、非常に良好である。

6. 試験結果

今まで、各種の試験を行ってきたが、その主回路の一例は図 6.1 のとおりで、電圧的・電流的応答性も基本的には、十分実用に耐えることが判明した。

6.1 サイリスタに加わる電圧

定格 $1,500 \text{V}$ の電源電圧の場合には、 $2,500 \sim 3,000 \text{V}$ の電圧がサイリスタに加わると予想されていたが、帝都高速度交通営団日比谷線の現車試験では、 $2,000 \text{V} \sim 2,300 \text{V}$ の電圧であることが測定された。この結果、 $1,500 \text{V}$ の場合に、 $1,000 \text{V}$ のサイリスタを使用

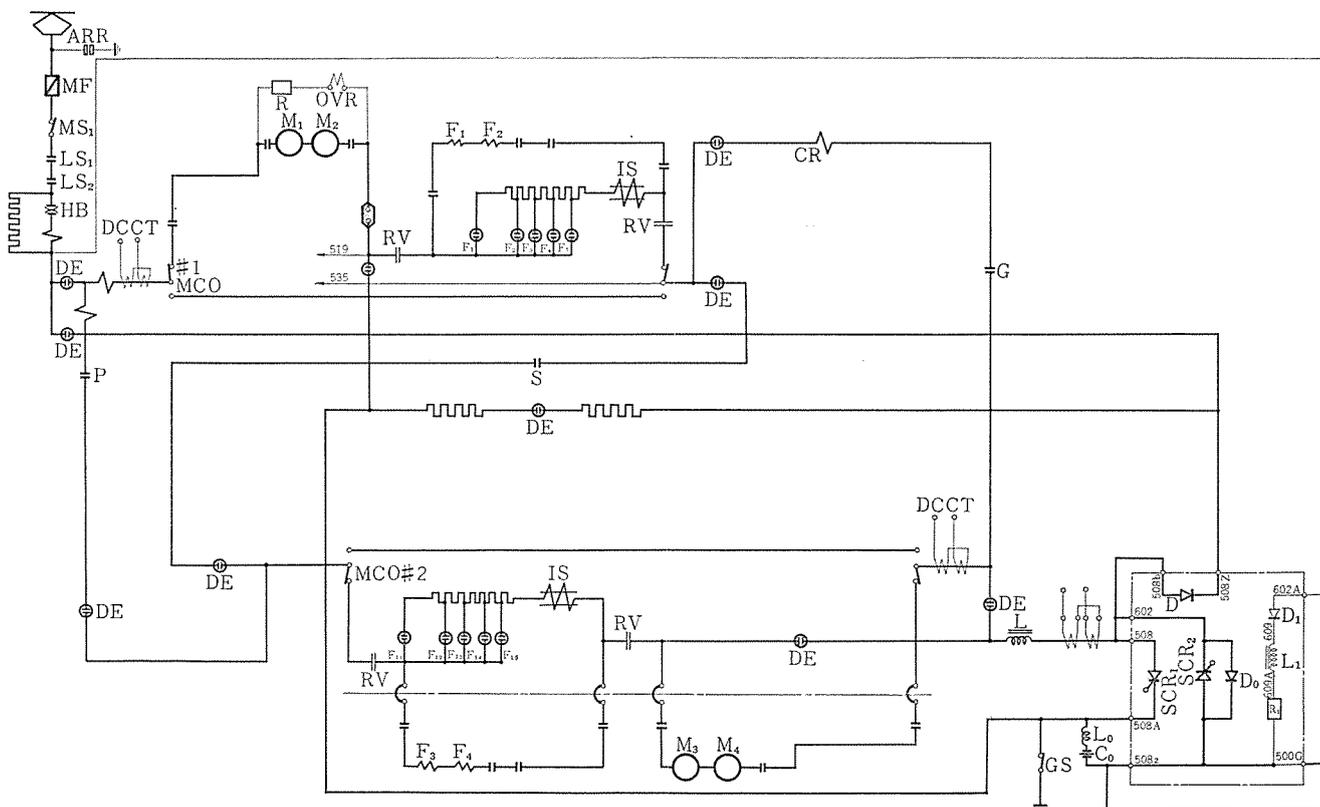


図 6.1 主回路ツナギ Fig. 6.1 Connection of chopper control main circuit.

するときは、4個直列で十分であると考えられる。

サイリスタの点弧時の電圧バランスも良好で、電圧バランス用のリアクトルの効果が、十分発揮されていることが認められた。

6.2 サイリスタの温度上昇

主サイリスタの電流分担は非常に良好であったのは、電圧バランス用のリアクトルの効果のためであろう。素子の温度上昇を見るためには、チョッパの定格電流を長時間流す必要があり、阪神電鉄にて、力行800Aの加速試験ができたので、サイリスタの温度上昇を測定したが5~6°Cしか上らず、十分な余裕があるが、温度上昇については、サイリスタの劣化を考えて、今後長期の運転結果を待つ必要がある。

転流サイリスタの一素子には、転流期間中大電流が流れるが、温度上昇からも、動作上からも問題はない。

6.3 転流コンデンサの充電

コンデンサの充電電圧は、回路の損失分により、電源電圧の1.5

倍にしか充電されなかった。発電ブレーキ時は、ブレーキ抵抗の両端の電圧で充電するほか、補助充電回路を用いた。この充電電圧と、コンデンサの容量は、チョッパ制御装置の消弧性能に密接な関係がある。

6.4 チョッパ制御装置の消弧特性

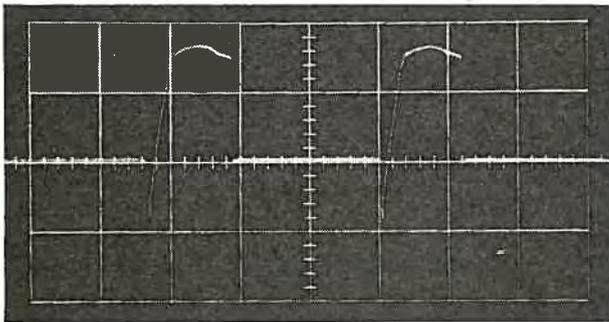
転流コンデンサの容量とそれへの充電電圧が不十分であると、発電ブレーキ時、終速近くで、転流失敗を起こすことがある。サイリスタのターンオフ時間が80μsの場合、充電電圧が1,500Vであれば、コンデンサが180μFで、電流1,000Aまで停止まで安定に制御ができる。充電電圧が600Vの場合、前記の同様な性能を発揮するためには、コンデンサの容量を、500μFに増加させる必要がある。

6.5 チョッパ制御装置の応答性

チョッパ制御装置の遅れ時間としてはつぎの要素がある。

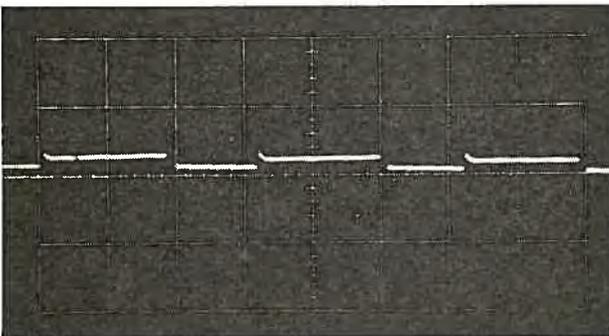
- (1) 電流検出部の遅れ
- (2) ゲート制御部の遅れ
- (3) 転流時間の遅れ

電流検出部の遅れは500μs、ゲート制御部の遅れは20μs、転流時間の遅れは700μs程度である。この遅れ時間のため、電流リップ率は指定値よりも大きくなるのをあらかじめ考慮に入れる必要がある。この傾向は、電流変化が早い期間ほど大きく、とくに起動初期の主回路電流の立ち上がりに対しては、ゲート制御部が、非常に早い応答に対しても安定でなければならない。サイリスタを用いたコンデンサの充電放電回路の場合には、応答周波数に限界があり、この周波数以上の早い指令の場合には、このサイリスタが消弧失敗を起こす可能性がある。したがって、このゲート制御方式の場合には、起動時の主電流の立ち上がりを、パターンで押える必要がある。起動時の主電流の立ち上がりを可能な限り早くするため



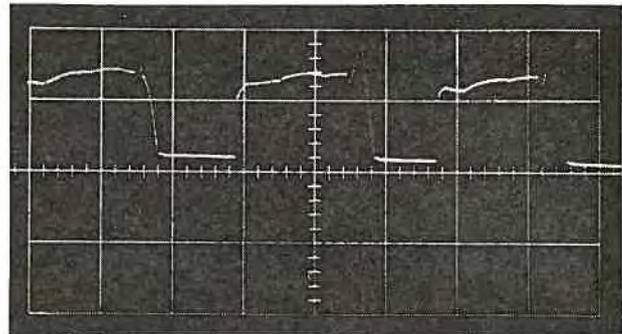
掃引 5 ms/div
感度 250 V/div VM=400 V (ただし 1 s 分)

図 6.2 主サイリスタ電圧波形
Fig. 6.2 Wave form of main thyristor voltage.



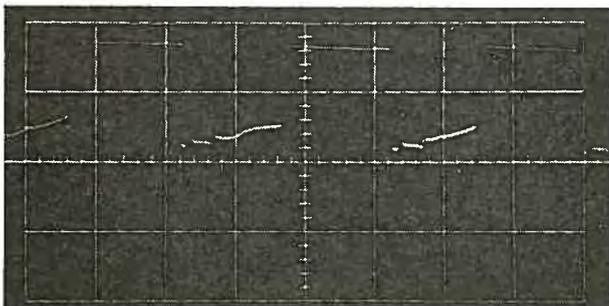
掃引 5 ms/div
感度 A/div VM=400V

図 6.3 主サイリスタ電流波形
Fig. 6.3 Wave form of main thyristor current.



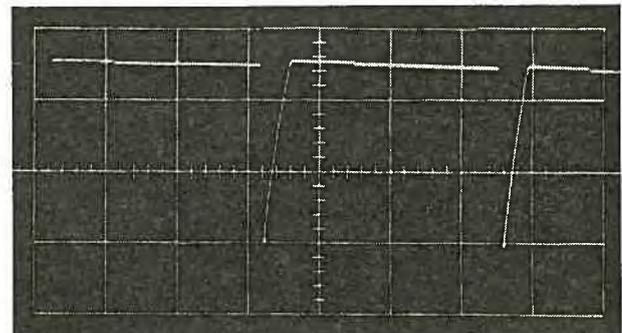
VM=400 V 掃引 250 V
IM=280 V 感度 250V/div

図 6.5 フライホイールダイオード電圧波形
Fig. 6.5 Wave form of fly wheel diode voltage.



VM=400 V 掃引 5 ms/div
IM=280 A 感度 250 V/div

図 6.4 転流サイリスタ電圧波形
Fig. 6.4 Wave form of commutating thyristor voltage.



VM=400 V IM=280 A
掃引速度 5 ms/div 感度 1,400 V/div

図 6.6 コンデンサ電圧波形
Fig. 6.6 Wave form of condenser voltage.

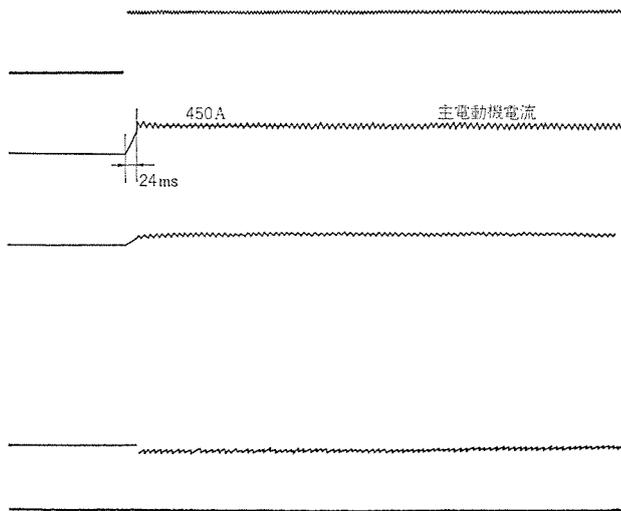


図 6.7 チョップ制御による電動機電流の立上がり特性
Fig. 6.7 Characteristic of motor current build up by thyristor control.

には、ゲート制御部の最終段を、トランジスタを用いた鉄心式にする必要があり、この方式によって、チョップ制御装置の応答性を上げることが可能になった。

6.6 瞬時値制御の場合の周波数特性

回路の定数 L , R が決まれば、チョップ装置のオン時間・オフ時間は算出され、周波数も予想される。しかし、外部から入れるリアクトルが大きい場合には、ほぼ一致するが、周波数を上げるために、リアクトルの値を小さくすると、周波数はかなり異なってくる。これは、回路の L 分、主電動機の L 分が影響してくると考えられる。しかし周波数の速度に対する傾向は、計算値の傾向とよく一致することがわかった。また周波数を上げるためには、ターンオフ時間の短いサイリスタを使用すること、リアクトルを小さくすること、電流リップル率を小さくする必要があり、現在の最大周波数は、270 c/s が測定されている。

6.7 チョップ制御と PCV 油圧ブレーキ制御との組合せ

電車のブレーキ系統が、電気ブレーキと空気ブレーキ、または、油圧

ブレーキからなっていることは周知の事実である。この両者切換特性は、電車の運転性能、とくに乗ごちに影響を及ぼす。今回応答性の早いチョップ制御と、PVC との組合わせ試験では、予想どおりすばらしい性能を発揮することがわかった。

6.8 チョップ制御と誘導障害

帝都高速度交通営団日比谷線での現車試験の結果では、障害を受けるものは、裸電話線・単軌条信号のみで、他の通信線・信号に対しては、影響が認められなかった。誘導障害対策については、今後、各方面から検討されるであろう。今回の試験で、その概要がはあくできたことは、今後の対策に参考となることが大であった。

7. む す び

サイリスタによるチョップ制御は出現以来、日が浅くいよゆる揺らぐ期にあるといえることができる。

かえりみれば、昭和39年から試みたチョップ制御は、高電圧大容量サイリスタの発展のもとに、大きく飛躍し、電車や機関車に、そして高速車両の分野に広く応用しようとの機運が高まっている。

さいわい、われわれは各面において基礎的諸問題の解析を終えることができ、懸案の誘導障害対策も、多相多重チョップ方式により解決し、本格的実用化にはいろいろとし、その前途まさに洋々といえることができる。

最後に、このチョップ制御の開発に種々指導いただいた日本国有鉄道、帝都高速度交通営団、阪神電鉄の関係各位に深い敬意を表す次第である。

参 考 文 献

- (1) 小原、大野：電車のチョップ制御、「三菱電機技報」40, No. 2
- (2) 小原、大野：電車のチョップ制御、昭41年電気四学会連合大会

列車自動運転装置

北岡 隆*・六藤 孝雄*・鳥居 健太**・山崎 英蔵***

Automatic Train Operation Control Equipment

Itami Works Takashi KITAOKA・Takao MUTO
Kamakura Works Kenta TORII
Central Research Laboratory Hidezō YAMAZAKI

Automatic train operation has aroused brisk discussion of late. It has been attempted home and abroad to put it into practical use. A typical example is the one in operation at BARTD, San Francisco. This project is of a perfect automatic operation system employing computer control and of the largest scale in the world. In this country there is a strong indication that this system is extensively applied to subways and the J. N. R. new trunk line, where ATC has been taken up with success. Based on this experience, automatic operation of much higher degree is about to come in the industry. Mitsubishi has built a good number of ATC and also has two years experience even of ATO ahead of other manufacturers. However, there is much to study on this problem before dependable, economical equipment is brought to completion.

1. ま え が き

列車の自動運転は最近になって、とみに活発に論じられるようになった。この傾向は国内、国外をとわず言えることで、アメリカのサンフランシスコ BARTD の計画が代表的なものである。BARTD の自動運転については広く知られているので、ここでは省略するが、計算機制御を導入した完全自動運転方式で、世界でもその例を見ない大規模なものである。これにはウエスチングハウス電気会社をはじめ、GE, WABCO, GRS 等の一流のメーカが競争しており、われわれもそのなりゆきについては非常に興味をもたれるのである。一方国内においても ATC 装置は相当以前より実用化されており、当社も帝都高速度交通営団をはじめ多くの地下鉄、郊外電鉄に ATC 装置を納入している。

一方現在計画中の山陽新幹線にも、部分的な自動運転装置を検討中で、当社も国鉄から試作研究を依頼され鋭意検討を進めている。この装置については後で詳細に述べるが、従来の ATC 装置とは性質を異にしたもので、将来完全自動運転に移行しようというばあいにも容易に可能なよう考慮してある。

一方地下鉄のような短区間高ひん度運転にも自動運転化が有効であり、当社は帝都高速度交通営団日比谷線に、すでに2年近くの自動運転の実績を有している。この2編成の試作車の経験に基づき、現在第3次の試作を進めており、性能の向上はもちろんのこと機器の信頼度向上にも十分留意し、量産実用化の第一歩を踏み出したものといえよう。

これらの自動運転装置は、運転手操作を代行するものだけに、性能は言うまでもないが、その信頼度がきわめて高くなくてはならない。

信頼度向上についてはいろいろの対策方法が考えられているが、実用化にはもっともむずかしい問題である。これは各要素の故障率の減少と、システムとしての信頼度向上の両面をマッチさせないと、きわめて高価、大形なものとなってしまう実用化への大きな障害となる。この点に関して、われわれは十分な研究を進めている。

2. 地下鉄の自動運転装置

地下鉄は踏切り、交差点等がなく、また急行普通車の区別もないので自動運転はもっとも適用容易であり、かつトンネル内の視界が狭く、手動運転が困難であるという点から、古くから自動運転化の試みがなされている。当社ではすでに実用の実績をもっていることは前にも述べたとおりであるが、ここでは現在試作中の ATO 装置の決定版について述べるとともに、各種条件に適用したばあいの走行シミュレーションについても計算機によって行なったので、詳細に述べることにする。ATO 装置は、電車自体の特性によってその性能が大いに影響されることは衆知の事実であるが、反対にどの程度まで電車の性能を向上すれば ATO の適用が容易になるかという点については、きわめて重要かつむずかしい問題であり、シミュレーションがそのためのもっとも有効な手段であるので、詳細な検討を行なったわけである。

2.1 方式

自動運転を分類すると速度制御と定位置停止制御にわけることができる。速度制御とは駅間走行中の速度を線路条件に適するよう調節することであり、定位置停止制御とは駅の定点に誤差なくかつ乗心地よく停止させることである。速度制御は、あらかじめ与えられた一般的走行条件により、とくに地上に制限がないばあいはノッチオフ速度、再ノッチ速度が与えられているが、曲線、コウ配等の条件により、速度制限を受けるとその速度まで下降させるよう自動的に作用しなければならない。地上条件はなんらかの方法により車上に伝えなければならないが、これは連続的にレールに信号電流を流しておく方法と、地上子により与える点検知方法とがあり、日比谷線ではその両方が用いられている。地点検知方式のばあいは、車上で記憶しておく必要があるのはもちろんである。

いずれのばあいにせよ、地上信号による制限速度を連続的に変化させる方式をとらないばあいは、制限速度区間に進入したばあい最強ブレーキが作用し、乗心地その他を害するおそれがあるので、ノッチオフ信号を適当に併用するなどの対策が必要である。これは Cab signal を使用したばあいとくに主要な問題となってくる。

る。

次に定位置停止制御であるが、これはもっともむずかしい問題の一つである。運転手による手動運転をXYレコーダにより距離—速度曲線を測定すると、相当余裕をもった運転をしていることがわかるが、これは停止位置に対して相当手前からブレーキをかけ、過走しないよう安全率を高くとろうとするためである。これは人間の勘に頼った運転ではやむを得ないことではあるが、一方ATO装置のような機械を適用したばあいは、できるだけ余裕を少なくし、効率運転が行なえるようにしなければ無意味となる。したがって電車の制御装置の過渡応答性と制御精度が良好でなくては、ATOが十分その効果を発揮することができない。とくに過渡応答性が停止制御の際は問題で、従来の空気ブレーキ方式では不十分であるため、空気ブレーキの応答性向上の対策が種々検討されている。

現在当社で開発中のMBF電気指令方式の空気ブレーキ装置によれば、従来の直通ブレーキ方式よりも格段と良くなり、停止制御が非常に楽となる。このばあい、従来当社が採用していたZone方式以外、可変利得比例方式、一定利得比例方式等も容易に適用できるので、それぞれに適用したばあいのシミュレーションも行ないその効果を確認した。また電気ブレーキにもチョップ装置を使用する場合には、きわめて制御が良好となり停止精度も向上することは論をまたない。

2.2 指令回路

これまで帝都高速度交通営団地下鉄日比谷線で、試作機による現車試験の後長期耐用試験に供するため第1次車用から第2次車用と試験結果にもとずき改良を重ねて、今回第3次車用を製作納入することとなり、合計3編成分が営業運転に使用されつつ将来の量産実用化のための長期試験を継続していくことになっている。

頭初は車両ノイズのために、停止パターン発生器のデジタルカウンタが誤動作して定位置停止動作に支障を起こすことがあったが（もちろん速度制限回路がバックアップ系として動作しており、保安上支障はないようにしてある）数度の現車試験でノイズ吸収対策を行なうて後は、とくに第2次車についてはアナログ回路の精度の向上を行なうてある結果非常に良好な安定した動作を続けており、長期間にわたって±50cm以下という実用十分な停止精度が得られている。第2次車までの指令装置の内容については、すでに詳細に発表した文献⁽¹⁾があるので、ここでは簡単にブロック図でその回路構成を説明し、第3次車用で実施する改良点を述べることにする。

図2.1にATO指令回路のブロック図を示すが、上部がATCのための速度照査部であり、下部がATOのための指令部である。ATC部は、速度発電機1から得られる列車速度に比例した周波数の交流信号を、速度電圧発生回路1にて速度に比例した直流電圧に周波数—電圧変換し、これと照査速度に比例した照査電圧とを速度照査比較回路の電圧比較器で比較し、速度帯情報を論理装置へ与える。

ATO部は速度発電機2の出力を速度電圧発生回路により速度電圧に変換し、一方で2次曲線（減速度一定の停止パターン）近似のための分周比切換えゲートをもった非直線カウンタで計数し、DA変換器により停止パターン電圧に変換し、運転制御比較回路にて速度電圧と停止パターン電圧を比較してその差に応じて力行・タ行・ブレーキおよびブレーキ力指令を論理装置へ与えるようになっている。

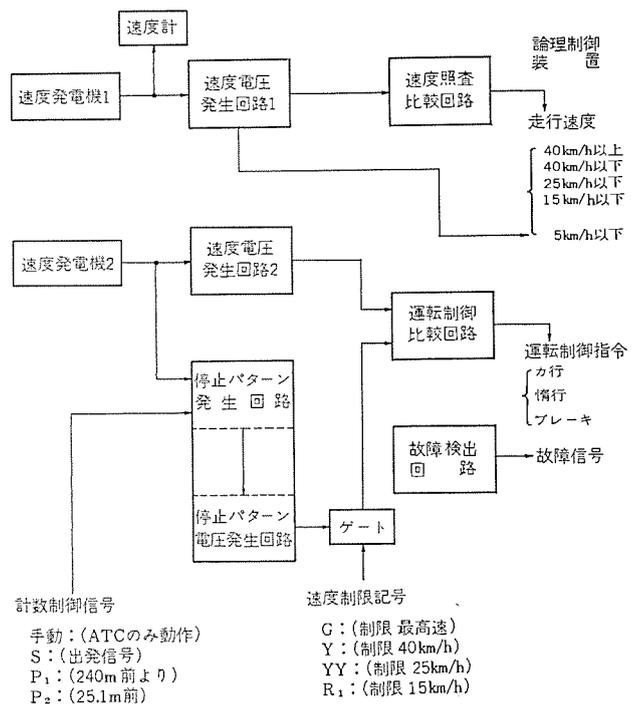


図 2.1 ATO 指令装置ブロック図
 Fig. 2.1 Block diagram of ATO control computer.

さらにゲート回路の働きによって停止パターン電圧（駅間では最高速度に保持し、停止点手前の一定距離で地上より信号を受けて停止曲線を発生）を常にATCの信号に応じた制限速度電圧にリミットし、制限速度を越えることのないように制御する。

故障検出回路は速度発電機1, 2のつぎ合わせや比較回路出力のシーケンスの監視を行なっている。

第3次車用指令装置も同様の回路構成であるが次のような改良を行なっている。

(1) 第2次車までの実績をもとに車両ノイズに対し、ノイズの誘導を押えノイズを吸収し、回路の不必要な高速応答を押え、動作シーケンスより不要動作をロックするという原則にもとずき十分な対策を行なった。

(2) 地上区間を走行する場合の試験もできるように、これまでの進入初速70 km/h 240 mのパターンと90 km/h 約400 mの2種類のパターンを切り換えられるようにもした。

(3) 低速進入時ブレーキかけはじめの空走時間のために過走気味であったので、その対策として最初停止パターンを空走分だけバイアスをかけて下げておくようにした。これは第1次車にて回路的に不十分な点があり採用しなかったが、今回問題点を解決できたので採用した。

(4) 第1次車より能動回路素子として小形・軽量・長寿命を目的としてすべて半導体を使用してきたが、今回これをシリコン化してさらに信頼度の向上を行なった。

(5) 定期点検を容易にするため試験装置を、運転中の監視のため動作表示器を製作した。

(6) コウ配補正の方法についても種々の方式および回路を検討したが今回はそのうちで、下り急コウ配の駅のみ進入初速を押えるために地上定点信号を置くことができるようにした。

2.3 論理回路

方式の項で述べたようにATO装置の論理条件は対象車両によって変わってくるが、いずれにせよ、路線の条件が複雑であるほど、論理回路もめんどろになってくる。第3次試作装置をその例

にとると、次のようになる。

速度制限……70 km/h, 50 km/h, 40 km/h, 25 km/h,
15 km/h

ノッチオフ信号……地上子より車上へ伝達

ノッチオン信号……同上

抑速制御……連続信号による

ノッチ選択……制限速度信号との関連で直列, 並列, 弱め界
磁のノッチ選択を行なう。

(上りコウ配のバランスノッチ選択にも適用される)

これらの条件を有効かつ簡単に行なうためには、論理回路構成
上十分考慮がなされねばならない。一方論理要素としては、シリコ
ントランジスタによる高信頼度方式のものが採用され、スペース、重量
も格段と改良されている。

2.4 自動運転のシミュレーション

自動運転上、定点停止制御は最もむずかしいものの一つとされ
ており、種々の方式が提案されている。ここでは代表的な二つの
方式—ZONE 制御方式と一定利得比例制御方式—について検討
し、さらに可変利得方式を提案する。

2.4.1 現用定点停止方式

(1) 定点自動停止制御系の一般的構成図

列車のブレーキ装置は、電気ブレーキ・空気ブレーキの各装置から
なるがそれらの構成要素には非線形要素が多く、系は複雑である。
しかし、応答特性に着目すると制御指令とブレーキ装置を含めた伝
達関数は、大略「1次おくれ+むだ時間」系で近似できよう。

次に減(加)速度指令値 β_x であるが、方式にかかわらず、いず
れも停止目標点までの距離 S_x とその点での列車速度 V_x の関数
で与えられるので、一般的な構成図は図 2.2 で表わされる。

(2) 一定利得比例制御方式の計算条件

一定利得方式は、規準減速度 β_0 による規準速度 $V_R (=$
 $\sqrt{7.2\beta_0 S_x})$ と列車速度 V_x との偏差 $\Delta V = V_R - V_x$ に対し、図
2.3 のように

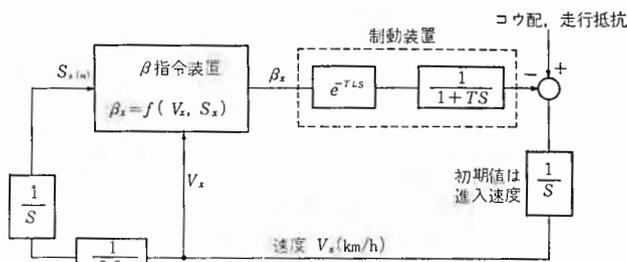


図 2.2 定点自動停止制御系

Fig. 2.2 Schematic diagram of automatic stop control system.

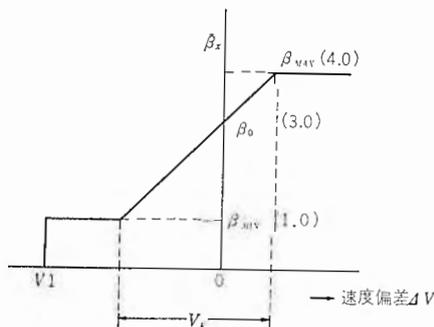


図 2.3 β 指令パターン (一定利得方式)

Fig. 2.3 β command pattern (Const. gain type).

$$\beta_x = \text{MAX}\{\beta_{\text{MIN}}, [\text{MIN}(K \times \Delta V, \beta_{\text{MAX}})]\}$$

$$= 0 \quad \begin{array}{l} \Delta V \geq V1 \\ \Delta V < V1 \end{array}$$

ただし、 K は比例利得、 $V1$ は空走時間に対応した初込めを行
なう速度偏差値である。

上記の系において、規準減速度 $\beta_0 = 3.0(\text{km/h/s})$ とし、 $e^{-T_L S/S}$
($1+TS$) なる速度制御系に対して位相余裕が約 45 度になるよう
に (乗心地の点から) 比例定数 K を定めた。 $V1$ に対しては、等
価むだ時間 ($T_L + 0.56T$) の約 2 倍の空走時間を見込んで

$$V1 = 5.8(T_L + 0.56T)$$

にて $\beta_{\text{MIN}} = 1.0$ を与えることにした。さらに停車寸前のショック緩
和のため、列車速度が 3 km/h になったら $\beta = 1.6(\text{km/h/s})$ 一定値
を指令し、転動防止をかねた。

(3) ZONE 制御方式の計算条件

ZONE 制御方式は、階段状 オン・オフ 制御で、図 2.4 ごとく KC,
KB, KA の 3 つのパターンに対し、列車の位置座標 $P(V_x, S_x)$ がど
の領域にあるかにより

$$P > KC \text{ なら } \beta_x = 4.0(\text{km/h/s})$$

$$KC > P > KB \text{ なら } \beta_x = 3.0(\text{km/h/s})$$

$$KB > P > KA \text{ なら } \beta_x = 2.0(\text{km/h/s})$$

$$KA > P \text{ なら } \beta_x = 0.0(\text{km/h/s})$$

を指令することにした。停止寸前のショック対策については、一定
利得方式と同じである。

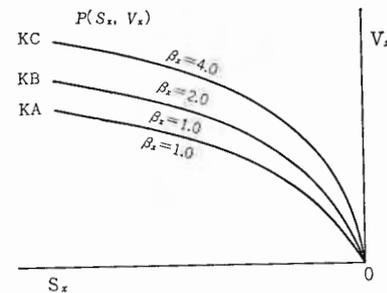


図 2.4 定点停止パターン (ZONE 方式)

Fig. 2.4 β command pattern for automatic halting (ZONE control system).

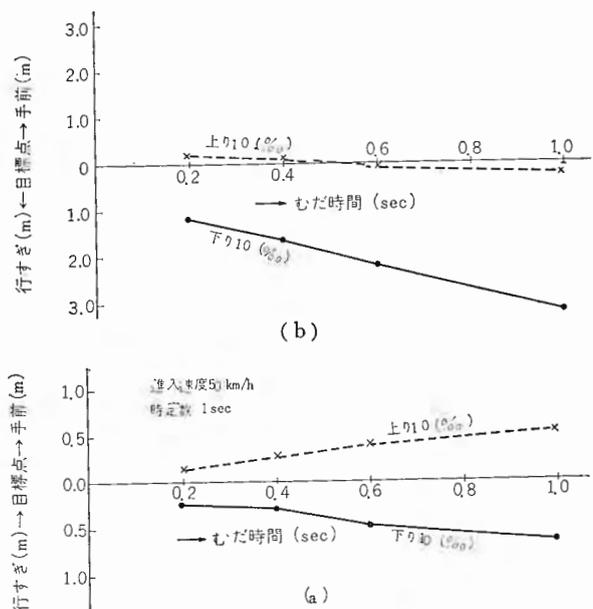


図 2.5 停止誤差の計算結果 (一定利得方式)

Fig. 2.5 Calculation results of stopping errors (Const. gain system).

(4) 計算結果

列車の進入速度を 50 km/h, 20 km/h にし, $\pm 10\%$ のコウ配を与えて IBM 7090 によりシミュレーションを行なった。

図 2.5, 図 2.6 は時定数 $T=1.0$ 秒とし, むだ時間 T_L によ

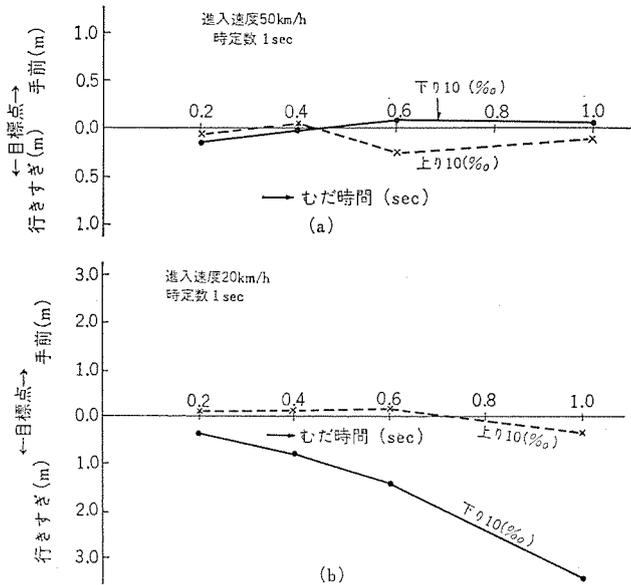


図 2.6 停止誤差の計算結果 (ZONE方式)
Fig. 2.6 Calculation results of stopping errors (ZONE control system).

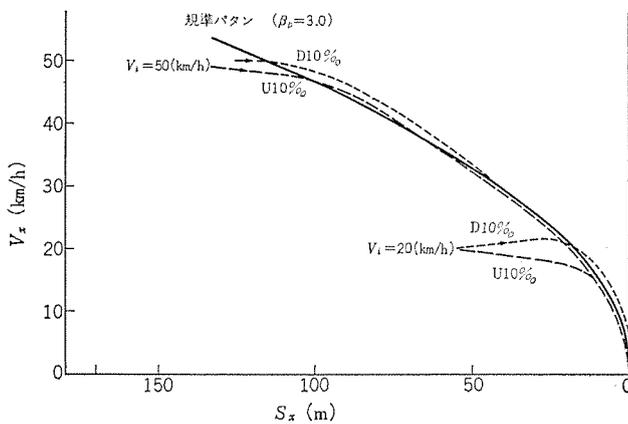


図 2.7 速度-距離曲線の計算結果 (一定利得方式)
Fig. 2.7 Speed-distance curves resulted from simulation data (Const. gain system).

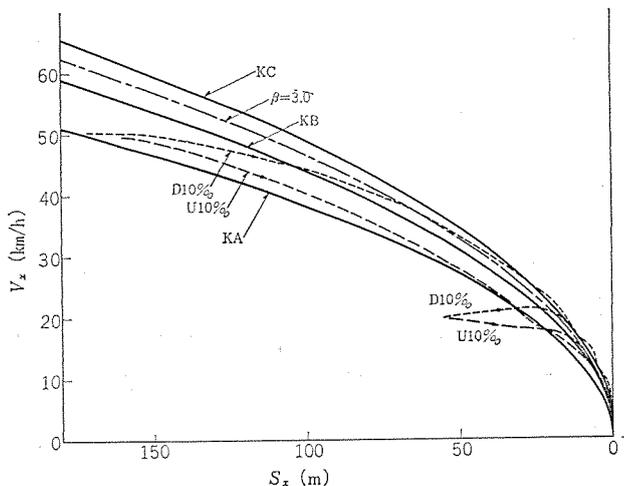


図 2.8 速度-距離曲線の計算結果 (ZONE方式)
Fig. 2.8 Speed-distance curves resulted from simulation data (ZONE control system).

て停止誤差がどのように変わるかを示した図で, 図 2.7, 図 2.8 は $T_L=0.4, T=1.0$ 秒の場合の走行状況を示した図である。

2.4.2 可変利得方式

(1) 方式の概要

外乱がなく, 制御装置におくれのない理想的な場合, 座標 $P(S_x, V_x)$ にある列車を目標点 $0(0, 0)$ に停止させるには,

$$\beta_{x0} = \frac{V_x^2}{7.2S_x(m)}$$

を与えればよい。しかし一般には, 制御系に動作おくれがあり, また外乱が加わるので列車をある規準パターン (減速度が β_0) に沿って減速させるためには,

$$\beta_x' = (\beta_{x0} - \beta_0)K + \beta_0$$

のごとくして制御系に収斂力をもたせる必要がある。

今, S_x なる距離にあるパターン速度を V_p とすれば

$$\beta_0 = V_p^2 / 7.2S_x$$

であるから,

$$\beta_x' = K\beta_0 \left(\frac{V_x^2}{V_p^2} - 1 \right) + \beta_0$$

となる。ここで装置化を簡単にするため, 次のごとく 1 次式で近似する。 ($V_x/V_p \approx 1.0$ なら大差ないので)

$$\beta_x = \left(\frac{V_x - V_p}{V_p} \right) K\beta_0 + \beta_0$$

このようなとき, この方式を速度制御系の形で表現すると, 図 2.9 のようになり, パターン速度 V_p により利得が変わる系になることがわかる。(このことより可変利得方式と呼ぶことにした)

(2) 計算条件

可変利得方式は, 目標点に近づくほど徐々に利得が上がる系であるので安定限界を考慮し, パターン速度 V_p が 12 km/h に 2 位相余裕が 45 度になるように K を設定し, 列車速度が 5 km/h になったら系をオープンにして $\beta=1.6$ の転動防止用圧力を指令するようにした。すなわち図 2.10 のように

$$\beta_x = [(12.0 \times K_{45} \times \Delta V / V_p) + 1.0] \times 3.0$$

$$K_{45} = 0.785 / (T_L + 0.56T) \quad V_p > 5 \text{ km/h}$$

$$\beta_x = 1.6, K_{45} = 0.0 \quad V_p \leq 5 \text{ km/h}$$

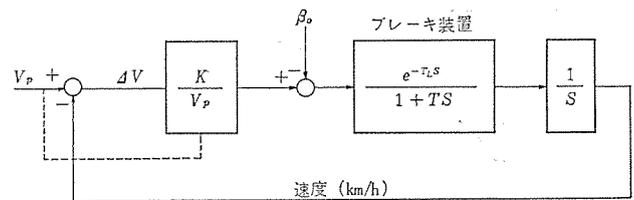


図 2.9 可変利得方式の速度制御系
Fig. 2.9 Speed control system of variable gain system.

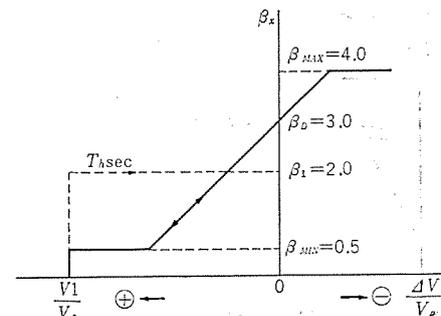


図 2.10 可変利得方式の β 指令パターン
Fig. 2.10 β command pattern of variable gain system.

とし、 $\beta_{MAX}=4.0$, $\beta_{MIN}=0.5$ とした。

初込めに対しては、一定利得方式と同様にして

$$V1 = (T_L + 0.56T)[4.5 + (V_p/9.37)]$$

初込め減速度を $\beta=2.0$ とし、初込め時間 T_h を

$$T_h = 2.0 \times (T_L + 0.56T) / 1.16$$

とした。

(3) 計算結果

図 2. 11 は $\pm 10\%$ の場合の停止精度で、時定数は 1.0 秒、(a) は 50 km/h 進入、(b) は 20 km/h 進入の場合である。図 1. 12 は $T=1.0$ 秒、 $T_L=0.4$ 秒、進入速度が 50 km/h で、(a) は上り 10% 、(b) は下り 10% の場合の列車速度 V_T 、制動装置の減

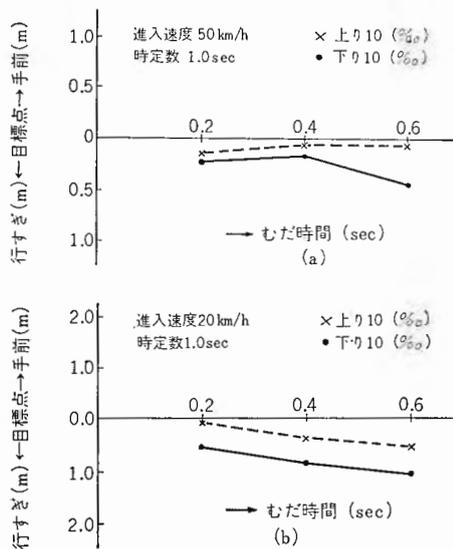


図 2. 11 停止誤差の計算結果 (可変利得方式)
Fig. 2. 11 Calculation results of halting errors (Variable gain system).

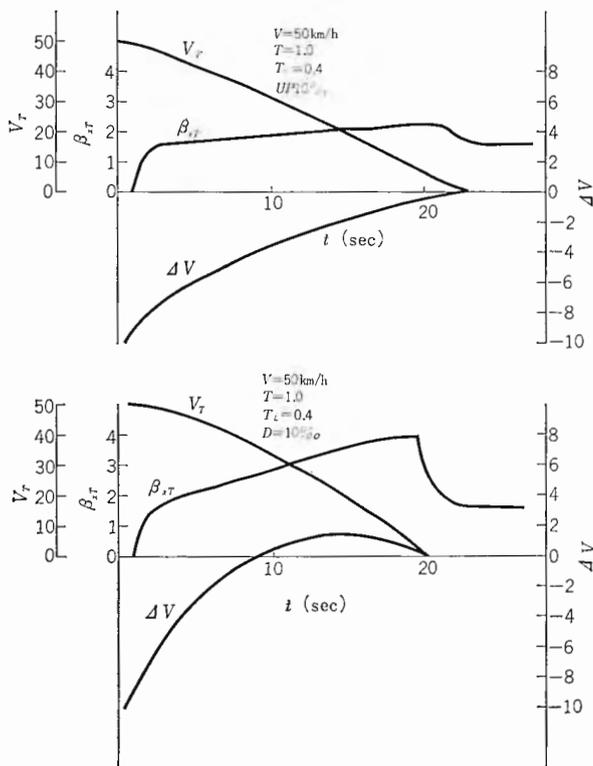


図 2. 12 走行状況の代表例 (可変利得方式)
Fig. 2. 12 Typical running examples (Variable gain system).

速度 $\beta_{r,r}$ 、速度偏差 ΔV の時間的变化を图示したものである。

2. 4. 3 各種方式の特長, 問題点

いずれの方式も高速進入ではむだ時間 0.6 秒・こう配 $+10\%$ 、 -10% という過酷な条件に対しても十分 ± 0.5 m の停止精度がえられる。低速進入では下りこう配で幾分停止精度が落ちるが、別の対策を講ずれば実用的な精度 (± 1.0 m) は確保できると思われる。

実際の車両の制御系は複雑であり、また計算条件も若干異なるので優劣の比較は危険であるが、各方式の特長, 問題点はうかがえる。すなわち ZONE 方式は適当なパターン上を $\omega \cdot \omega$ 周期を変えて対処するので、こう配に対して比較的停止精度はよいが、乗心地は若干悪そうである。これに対し比例方式は速度偏差を変えて外乱に対処するので、前者よりこう配の影響が若干多いが、ブレーキ力の変動が少なく乗心地はよいものと思う。なお後者は制御系の補償が容易であり、停止精度の向上が色々考えられている。

可変利得方式は目標点に近づくほど利得が上がり、図 2. 12 に示すとおり速度偏差が目標点でゼロになるよう動作するので、とくに応答の早い場合停止精度が向上する。集中制御のようなサンプリング制御に有効であろう。

以上の結果は原理的な検討であり、実際の制御系では車両特性にあった補償が施されるので、この結果より、よい停止精度がえられるものと思われる。

3. 新しい運転指令装置

3. 1 方式

大電力用サイリスタの急速な発達により、直流電圧においては DC チョップ制御方式、交流電圧においてはサイリスタの位相制御方式といゆる連続制御段を有する制御方式が今後採用されるであろうが、この場合線路こう配、走行抵抗などの外乱に対しても与えられた速度で走行する設定速度パターンによる運転指令方式がとり上げられることになろう。この設定速度パターン方式は、自動運転方式としても望ましい方式である。一方指令の伝送方法としても、今まで一般に使用されている電空併用ブレーキに例をとり述べればつぎのような方式が考えられる。

(1) 今まで力行は主幹制御路によるノッチ位置をジャンパ線を通じ各車に指令していたが、指令線を 1 本にして所要モータ電流量をアナログ量として各車に指令する。

(2) 今までブレーキはブレーキ弁電気接点により、その信号をジャンパ線を通じ各車に指令し、各車で PB 転換器をブレーキ側に転換し電気ブレーキ回路を構成し、かつブレーキ弁操作に伴う各車引き通しの直通管圧力またはブレーキ管圧力の変化量を各車で電流量に変換し、その電流量で電気ブレーキ力を制御していた。これに対し PB 転換指令とブレーキ力のアナログ量とを 1 本の指令線により各車に指令する。

(3) 上記力行指令線とブレーキ指令線とを 2 本とせず、1 本の指令線で両方の指令を兼用させる。

このように設定パターン方式にして、しかも力行・ブレーキの指令をジャンパ線 1 本で各車に伝送することにより、ジャンパ線の引き通し線の減少はもちろん指令の応答が早くなり、自動運転に適した方式にすることができる。この趣旨から当社で新しい運転指令装置を試作した。この方式の全体のブロック図を図 3. 1 に、また装置の外形を図 3. 2 に示す。なお、この方式については現在国鉄において高速車両研究会として研究がなされている。

3.2 指令装置

ブロック図として図 3.3 に示す。なお指令値の与え方としてはいろいろな方式が考えられるが、一般的なものについて示した。

まず設定速度が出されるとアナログゲートにより ATC 制限速度と比較され、制限速度以下であれば指令値どおり、制限速度を越えているときは ATC 制限速度を指令速度とする。他方車輪の回転数に比例した周波数の交流電圧を発生する速度発電機の出力信号を、周波数に比例した直流電圧に変換する周波数-直流電圧変換器に加え車の速度を検出し、この速度と指令速度との差を求める。この偏差を比例制御器に加えて偏差に比例した力行あるいは

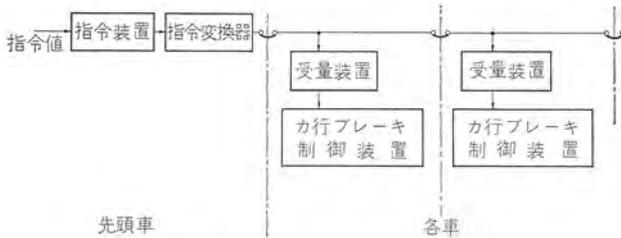


図 3.1 運転指令装置ブロック図
Fig. 3.1 Block diagram of control operating apparatus



図 3.2 運転指令装置
Fig. 3.2 Exterior view of commanding apparatus.

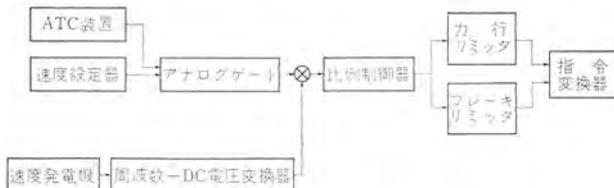


図 3.3 指令装置ブロック図
Fig. 3.3 Schematic diagram of commanding apparatus

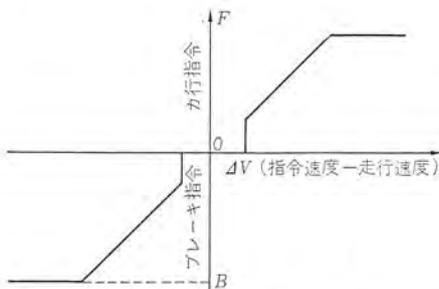


図 3.4 比例制御器特性
Fig. 3.4 Braking and powering torque command pattern.

レキトルクを計算する。また主電動機の仕様ならびに滑走防止のために、力行ならびにブレーキのリミッタを通しその最大値を決める。また力行・ブレーキの動作をたびたび繰り返すことを防ぎ円滑な運転を行なうために力行部分を設ける。偏差に応じた力行・力行ならびにブレーキの関係を図 3.4 に示す。

3.3 指令変換器

指令変換器は上記により演算された微弱な指令を増幅変調させ、最後尾車まで減衰することなく十分な精度にて伝送するもので構成を図 3.5 に示す。図にて加算器と点弧回路はマグアンプを、増幅部はサイリスタをそれぞれ使用している。

電源部として図 3.5 に示す 400 c/s の長方形波を使用しているが、そのときの指令出力を図 3.7 に示す。図のように出力波形としてはサイリスタのゲート制御により位相制御された波形となる。これを整流器により直流にしてジャンパ線により各車に伝送する。

また位相制御された波形は、信号伝送に使用されない休止期間を有していて、この休止期間内に電圧が発生した場合は、他の線との混触を意味し、混触検出器によりこれを検出することができる。このときの探索波形を図 3.8 に示す。

ジャンパ線による伝送としては、つぎのことを考慮する必要があ

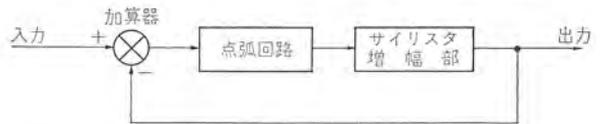


図 3.5 指令変換器ブロック図
Fig. 3.5 Schematic diagram of command transducer.

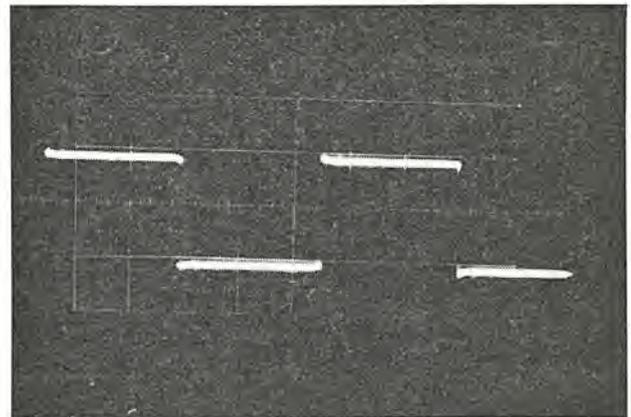


図 3.6 400 c/s 電源波形
Fig. 3.6 Output wave form of 400 c/s inverter.

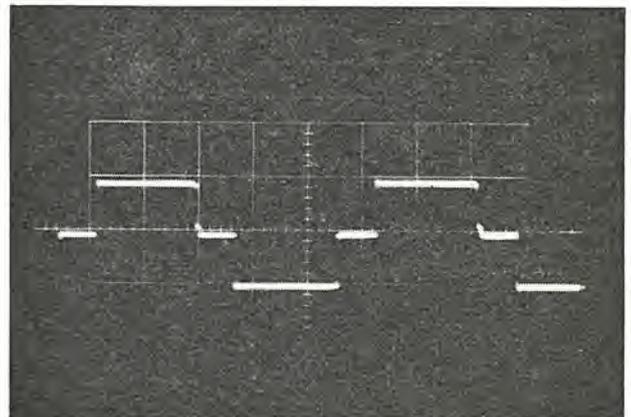


図 3.7 指令変換器出力波形
Fig. 3.7 Output wave form of command transducer.

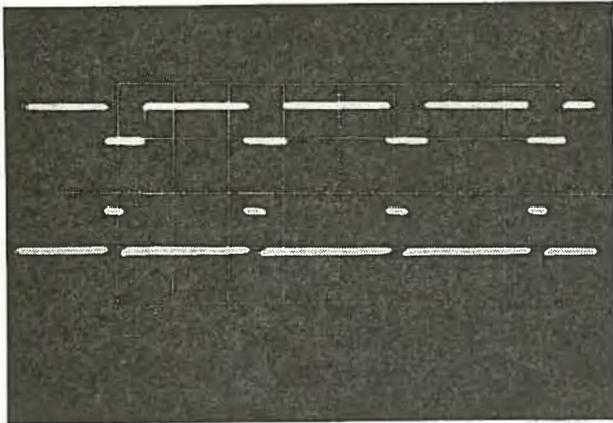


図 3.8 伝送波形ならびに混触検出器探索波形
Fig. 3.8 Transmission wave form and search wave form of fault detector.

るが、本指令変換器はこれらの要求をいずれも満たすことが可能である。

- (1) 力行、ブレーキ指令を扱う伝送装置として高い信頼性を有すること。
- (2) 電源電圧の変動、温度の変化に対しても十分の精度が得られること。
- (3) 列車の引通し線は各所で連結器で接続されているので、連結器での酸化被膜などによる接触不良を起こさないよう十分考慮すること。
- (4) トルク伝送線としてシールド線など特別な線を使用したくないが、普通の線でもノイズ、サージなどの影響を受けないこと。
- (5) 他の引通し線と一括して引通されるので、他の線との混触の危険性があるが、このときでも混触検知を行ないフェールセーフをはかること。
- (6) 同じく引通し線の断線、指令変換器自体の故障を検出する装置を具備すること。

3.4 受量装置

ジャンパ線を通じ指令変換器から伝送された指令は、各車の受量器にはいる。図 3.9 にそのブロック図を示す。

図にて PB 選択器は指令値の量の範囲に応じブレーキ変換器を力行側またはブレーキ側に転換するものである。

力行トルク変換器およびブレーキトルク変換器は、指令値のアナログ

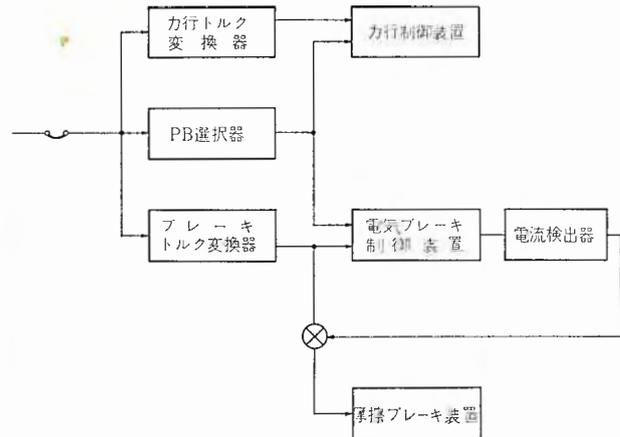


図 3.9 受量装置ブロック図
Fig. 3.9 Schematic diagram of receiving apparatus.

量をそれ相当の主電動機の限流値に変換し、力行制御装置ならびに電気ブレーキ制御装置をそれぞれ制御する。またブレーキトルク変換器の出力は、電流検出器により検出された電気ブレーキ制御装置のブレーキ電流と比較し、その不足分を摩擦ブレーキなどの他のブレーキ装置に付加される。

このほか指令線の断線検出、PB 変換器故障検出、電気ブレーキ故障検出ならびに実際のブレーキトルクが指令値に対し過ブレーキであるか、不足ブレーキであるかの検出などを行なう監視装置が設置され、必要に応じ先頭車に信号を送るとともに重大な故障のときは非常ブレーキをかけるなどの処置が講ぜられる。

4. む す び

以上述べたのは現在開発製作中の装置の一部であるが、適用する路線、車種等によって大幅に影響を受けるため一概に論じることが困難である。しかしいずれにもせよ、このような装置は高信頼度が第一条件であるからこの点に関しては今後さらにいっそう研究すべきであろう。

最後にこれら装置の開発にあたり、多くご指導をいただいた国鉄および、帝都高速度交通営団の各位に深甚の謝意を表したい。

参 考 文 献

- (1) 石田、鳥居：列車自動運転のための指令装置「三菱電機技報」37, No. 12 (昭 38)

新幹線 ATC 用 自動試験装置

石田 哲爾*・鳥居 健太*

Automatic Testing Equipment for Automatic Train Controls of the New Trunk Line

Kamakura Works Tetsuji ISHIDA・Kenta TORII

Automatic testing equipment for the automatic train controls (A. T. C.) has been completed. This is for use in testing the apparatus on the vehicle of the new Tokaido Trunk Line such as antennas, receiving equipment, control apparatus and speed meters to judge if they are good for the service by meeting the specification. The testing equipment was installed in the Hamamatsu Works of J. N. R in March, 1965. The test at the factory needs considerable time and complicated processes studied precisely from various angles in comparison with ordinary tests at the base. To accomplish the work, the testing procedure is programmed on a tape and just a press of a starting push button takes care of the rest of operation to perform accurate and efficient test, recording the result by tabulation.

1. ま え が き

この試験装置は、国鉄東海道新幹線用自動列車制御 (ATC) 装置 (受電器、受信器、TS-1 形制御装置、速度計) が、その仕様を満足し以後の使用に十分耐えるかどうかを試験し、判定するための装置であり、国鉄浜松工場に昭和 40 年 3 月に設置された。

ATC 車上天置の国鉄浜松工場における試験は、基地における日常の試験に比べいろいろな方法で精密に行なう必要があり、相当の時間を要し複雑で手間がかかる。これらの作業を自動化する目的で設置された装置で、内容としては試験手順を穿孔紙テープにプログラムしておき、それを機械にかけ起動スイッチを操作するだけで正確で能率のよい試験が行なわれ、試験結果を作表記録するものである。自動化による利点は数多くあげられるが、そのおもな特長はつぎのとおりである。

- (1) 一定のプログラムにより常に同一条件の試験ができる。
- (2) 試験結果が正常かどうか、人間の判断を入れずに正確にできる。
- (3) 試験員の操作は簡単で少なく、とくに熟練者を必要としない。
- (4) 試験回路のつなぎ変え等も自動化されるので試験時間の短縮ができる。
- (5) 試験および測定結果が正確に美しく一定の様式に作表されるので整理が簡単である。
- (6) 試験規準に変更があっても単にプログラムテープを修正するだけで済む。
- (7) 途中手動操作 (車輪径補正スイッチ設定等) が必要な場合も、操作内容をプログラムにより自動的に表示し試験員に指示できる。
- (8) プログラムによる自動試験のほか、操作盤にて手動操作することにより手動試験も行なえるので、ATC 装置の故障箇所を細かく調べるなど臨機応変の処置ができ、また万一自動試験制御回路の故障の際にも手動操作により試験を続行することができる。
- (9) 測定結果を記録保存しておき、その変動を調べることでより、劣化の傾向を知り、故障の発生を防ぐことも可能である。

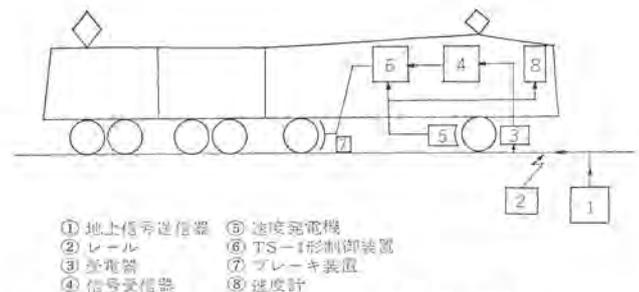


図 2.1 新幹線 ATC 装置系統図
Fig. 2.1 System diagram of ATC on the New Trunk Line.

2. 新幹線 ATC 装置について

この自動試験装置の対象となる東海道新幹線自動列車制御装置について、その概要を示すために図 2.1 にその系統図を示す。

地上の送信器より先行列車との間隔や線路条件により決まる制限速度に応じた周波数の信号が、レールと先頭車軸よりできる軌道回路に流され、受電器によって車上の受信器へと導かれる。TS-1 形制御装置では車輪の回転を検出する速度発電機により列車の走行速度を検出し、受信器より与えられる制限速度と比較し、制限速度以上であればブレーキを指令するのが ATC 装置であり、先行列車と保安上必要な間隔を保つことと、駅進入の減速のために使用されている。

3. 試験項目

表 3.1 にこの装置により行なう自動試験項目を示す。国鉄浜松工場の作業標準にもとづき作成したものである。

4. 自動試験システム

図 4.1 に ATC 車上天置自動試験システムの概念を示す。システムの構成は大別して ATC 車上天置装置、ATC 試験用付加装置、自動試験装置、プログラムテープ、試験員からなる。

(1) ATC 車上天置装置

被試験装置で、付加装置よりの種々の設定条件信号によって動作し、測定信号を付加装置へ与える。

試験室試験では受電器試験台、受信器試験架、TS-1 形制御装

表 3.1 ATC 試験項目一覧
Table 3.1 Various items of automatic testing

テープ No.	名称	記事
1	シーケンス (現車)	試験線車総合
1'	速度照査精度 (室内)	試験室内(以下同)総合
2	速度照査精度	試験室内(以下同)総合
3	応答時間 (室内)	信号切り替え総合
3'	受信器動作特性 (室内)	信号切り替え総合
4	受信器動作特性	信号切り替え総合
5	妨害波特性 (室内)	信号切り替え総合
6	妨害波特性	信号切り替え総合
6	PL周波数特性 (室内)	信号切り替え総合

1: 搬送波 Ch 1 1': 搬送波 Ch 2

(2) TS-1 形制御装置照査部 (A) 検査 (1, 2号)

10	速度検出精度	試験室内(以下同)照査部(A)単体試験
10'	速度検出精度	試験室内(以下同)照査部(A)単体試験
11	同期時速度検出精度	試験室内(以下同)照査部(A)単体試験
11'	同期時速度検出精度	試験室内(以下同)照査部(A)単体試験
12	車輪径補正特性	試験室内(以下同)速度検出精度
12'	車輪径補正特性	試験室内(以下同)速度検出精度
13	電源変動特性	試験室内(以下同)速度検出精度
13'	電源変動特性	試験室内(以下同)速度検出精度
14	TG 励振電圧	励振トランス試験電圧
14'	TG 励振電圧	励振トランス試験電圧
15	f-DC 出力特性	f-DC ユニット試験
15'	f-DC 出力特性	f-DC ユニット試験
16	f-DC 動作入力レベル	f-DC ユニット試験
16'	f-DC 動作入力レベル	f-DC ユニット試験
17	COMP 出力電圧	COMP ユニット試験
17'	COMP 出力電圧	COMP ユニット試験
18	電源電圧, 絶縁抵抗	
18'	電源電圧, 絶縁抵抗	

10: 1号用 10': 2号用

(3) TS-1 形制御装置論理部検査 (1, 2号)

27	時素特性, 絶縁抵抗	試験室内論理部単体試験
27'	時素特性, 絶縁抵抗	試験室内論理部単体試験

(4) TS-1 形制御装置照査部 (B) 検査

19	速度検出精度	照査部(B)単体試験
20	速度検出精度	試験室内(以下同)照査部(B)単体試験
21	同期時速度検出精度	試験室内(以下同)照査部(B)単体試験
21	車輪径補正特性	照査部(B)単体試験
22	速度検出精度	照査部(B)単体試験
22	速度検出精度	照査部(B)単体試験
23	電源変動特性	照査部(B)単体試験
23	電源変動特性	照査部(B)単体試験
24	f-DC 出力特性	f-DC ユニット試験
24	f-DC 出力特性	f-DC ユニット試験
25	f-DC 動作入力レベル	f-DC ユニット試験
25	f-DC 動作入力レベル	f-DC ユニット試験
25	COMP 出力電圧	COMP ユニット試験
25	COMP 出力電圧	COMP ユニット試験
26	継電器時素, 電源電圧, 絶縁抵抗	

置試験架, 速度計機に被試験装置を収容し, 試験線試験では車上に実装のままテストキャノンにテストケーブルを接続することにより付加装置とつながる。

(2) プログラムテープ

試験手順を自動試験制御装置の用語でコード化して紙テープにパンチしてある。

(3) 試験制御装置

プログラムテープを読み取ってその命令に応じ動作し, 付加装置へ試験回路設定, 試験条件設定を指令し, 測定器類を制御し, 測定結果を付加装置より受け取り, プログラムテープより読み取った規格と比較演算し規格内ならば黒, 規格外ならば赤で測定結果(符号±および10進4ケタの数値または1, 0または○, ×)を記録紙上に印字作表する。

(4) ATC 試験用付加装置

試験制御装置からの指令により ATC 車上装置に対し, 実際に試験回路設定, 試験条件設定を行ない, 被試験装置よりの各種測定信号を試験

(5) TS-1 形制御装置共通部検査

27''	時素特性, 絶縁抵抗	共通部単体試験
------	------------	---------

(6) 速度計検査 (1, 2号)

28	指示精度	速度計単体試験
28'	指示精度	速度計単体試験
29	車輪径補正	速度計単体試験
29'	車輪径補正	速度計単体試験
30	電源変動	速度計単体試験
30'	電源変動	速度計単体試験
31	表示灯回路	速度計単体試験
31'	表示灯回路	速度計単体試験

(7) ATC 受信器総合検査 (試験室内)

32	測端レベル	受信器単体試験
33	最小動作入力	受信器単体試験
34	継電器動作電圧	受信器単体試験
35	電源変動	受信器単体試験
36	妨害波特性	受信器単体試験
36'	妨害波特性	受信器単体試験
36''	妨害波特性	受信器単体試験
37	PL周波数特性	受信器単体試験
38	2 out of 3 動作	受信器単体試験

(8) TS-1 形制御装置総合検査 (試験室内)

39	シーケンス (先行)	制御装置単体試験
40	シーケンス (入換)	制御装置単体試験
41	速度照査精度	制御装置単体試験
42	同期動作	制御装置単体試験
43	故障検出作用 (同期)	制御装置単体試験
44	故障検出作用 (比較器)	制御装置単体試験

(9) 組み合わせ総合検査 (試験室内)

45	シーケンス (Ch 1)	組み合わせ試験
45'	シーケンス (Ch 2)	
45''	シーケンス (入換)	組み合わせ試験
46	応答時間 (Ch 1)	
46'	応答時間 (Ch 2)	

(10) 出場検査 (試験線車上)

47	シーケンス (Ch 1)	組み合わせ試験
47'	シーケンス (Ch 2)	
47''	シーケンス (入換)	
	P点制御動作回路故障減現車状態確認	

制御装置へ中継する。また, 試験員に対する指示および動作状態を表示する表示部と手動条件設定用の操作部が含まれる。また, 手動試験用の試験回路設定, 試験条件設定, 測端のための操作部も含まれる。

(5) 試験員

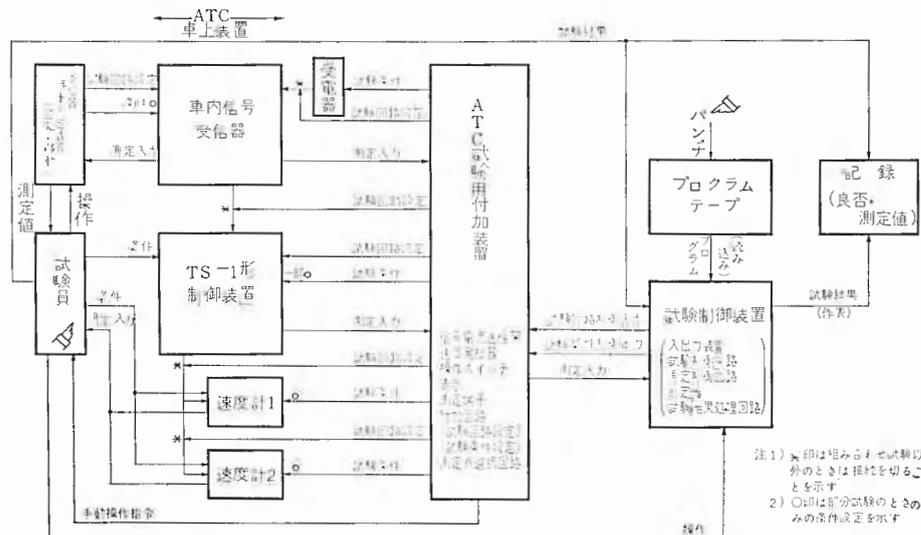


図 4.1 ATC 自動試験システム概念図

Fig. 4.1 Block diagram of ATC automatic testing system.

被試験装置のセット、プログラムテープのセット、記録紙のセット、自動試験の起動、動作状態の監視、試験中の一部手動操作を行なう。この試験装置では(3)の試験制御装置には、プログラム機、プログラム制御盤、操作盤の一部(操作部1・表示部1・カウンタ・デジタル電圧計・電圧計用アダプタ・リレー部のうちプログラム機関係や測定器制御関係等)が含まれ、(4)のATC試験用付加装置には、操作盤の一部(操作部2・表示部2・速度発振器・リレー部の試験回路および条件設定レジスタ等)、信号電流送信架(地上信号送信器)、受信器測定パネル、移動測定台、自動定電圧装置が含まれる。

5. ATC 試験設備の構成

図 5.1 に国鉄浜松工場における ATC 試験設備の構成を示す。ATC 車上装置は試験線試験の場合は試験室外の試験線にはいった列車に実装状態のままテストケーブルにより分電盤を経由して試験装置とつながれ、信号電流は試験線のレールまたはルーコイルに流される。試験室試験では各試験架に收容され、信号電流は受信器試験台のルーコイルに流される。

表 5.1 に各機器の構成を示す。なお受信器試験架、移動用測定台

表 5.1 各機器の構成
Table 5.1 Composition of each equipment.

機 器 名	外形寸法	構 成	記 事
TS-1 形制御装置試験架	600 W・1,800 H・360 D	ATC 制御装置收容架	試験室内試験時收容 測端引き出し操作盤へ
操 作 盤	1,174 W・1,600 H・600 D	操 作 盤 2 面 表 示 盤 2 面 速 度 発 振 器 カ ウ ン タ デ ィ ジ タ ル 電 圧 計 電 圧 計 ア ダ プ タ リ レ ー 盤 2 面 操 作 卓 接 セ ン (檢) 板	リレー約 150 個
プログラム制御盤	1,174 W・1,600 H・450 D	論 理 回 路 盤 14 枚 動 作 表 示 盤 1 面 電 源 盤 5 面	トランジスタ NOR カード約 350 枚
プログラム機		万 能 入 出 力 装 置 1 台 タ イ プ ラ イ タ 機 1 個	リーダー・パンチ・タ イプライタ
速度計試験機		事 務 用 機 1 個	SM-1, 2 形速度計 各 1 台
自動定電圧装置			SC100 V・5 kVA

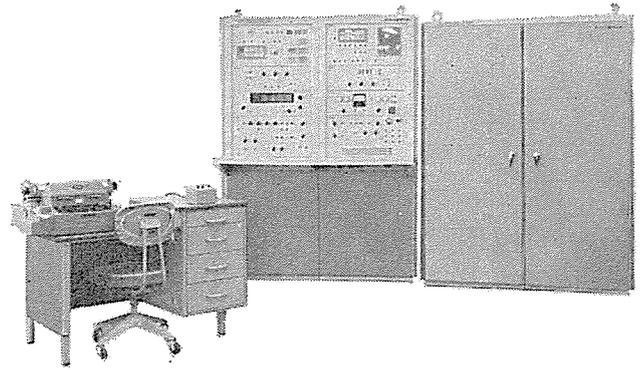


図 5.2 プログラム機、操作盤、プログラム制御盤
Fig. 5.2 Program desk, control desk, processor.

定架、受信器試験台、信号電流送信架、試験線信号設備は新幹線 ATC 信号関係機器を製作した京三製作所 KK で担当した。

6. プログラム制御動作の説明

プログラム制御動作の概要を図 6.1 自動試験装置ブロック図により説明する。

(1) テープパンチ

自動試験中以外の時間にプログラムテープの作成・複製を行なうことができる。直接に自動試験中 ON-LINE で使用することはない。

(2) テープリーダー

試験項目に対応したプログラムテープを装着して、試験装置を起動するとテープリーダーが動作し、プログラムを 1 ブロックごとと読み込み回路へ送り、次の読み込みサイクルがくるまでいったん停止して実行サイクルになる。

(3) 読み込み回路

テープリーダーから読み込まれるデータは 1 字 (8 単位) ずつパリティチェックを行なう。ミスがなければマイナープログラムレジスタに設定するか、命令レジスタに 1 字ごとと設定する。読み込みミスがあれば、自動試験は中止し、ミスを表示する。

(4) マイナープログラムレジスタ

試験項目によってはくり返し使用するプログラム (たとえばブレーキ指令が出るまで速度周波数を 1 ステップずつ上昇させていく等のマイナープログラム) が少なくない。このようなプログラムを 1 回読み込み記憶しておき、必要に応じて何回でもプログラム指定で使用できる

ようプログラムレジスタに内蔵したので使用するプログラムテープの長さの短縮、読み込み時間の節減、プログラムの簡易化ができるようにした。このレジスタは 3 個を内蔵している。

(5) 命令レジスタ

読み込み回路またはマイナープログラムレジスタから送られてくる命令コードを 1 字ずつ記憶し保持する。テーププログラムとマイナープログラムの選択は、テープの特定の指定字により指定する。命令レジスタの指定する命令は 2 字からなり、実行サイクルにおいて主制御回路を経て実行される。

(6) 主制御回路

命令を読み込むサイクルと実行サイクルの切換え制御を行なうこと、時

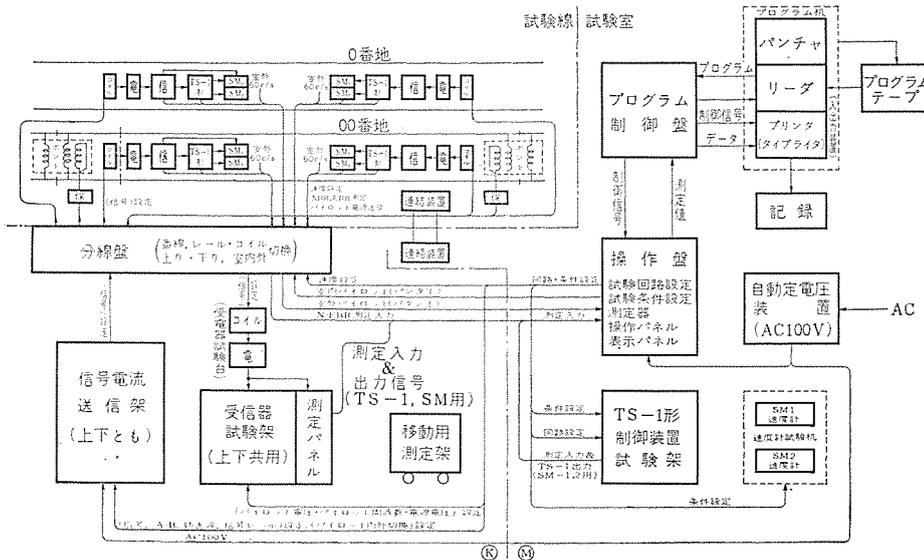


図 5.1 ATC 試験設備系統図
Fig. 5.1 System diagram of ATC testing equipment.

測定する電圧には交流・直流がある。交流電圧を測定する場合は高精度の交流直流変換回路を経て、交流電圧を平均値電圧の直流電圧に変換する。直流に変換された電圧または測定すべき直流電圧はリップル分平滑フィルタを経て、符号小数点、数値10進4ケタのデジタル量に変換される。

(14) 周波数・時間測定回路

一定時間の信号をタイミング制御回路より受信して、その間にはいる周波数を計数して周波数を10進数で計測する。またタイミング制御回路より一定周波数のパルスを入力信号の間計数すれば、入力信号時間幅をデジタル量で計測できる。

(15) 演算回路

測定値が規格内であるかどうかを演算により判定するばかりでなく、列車速度の加速あるいは減速のシミュレーションのために速度周波数を増減するための演算も行なう。すなわち、列車が加速し、制限速度をこえたときATCよりブレーキ指令が発生することにな

っているので、列車の加速の代わりに速度発電機周波数相当の周波数を微少ステップであげていくとき、発生する周波数の増加を演算で逐次行なう。またブレーキ指令が出たときの照査速度が規格内であるかどうかを上限・下限レジスタの値と周波数測定回路の値と比較演算することでチェックできる。

測定入力が論理条件の場合はON-OFFを判定すればよいので、直接演算回路のフリップフロップをセットすることができる。この場合には2V以上の入力があれば“1”2V以下ならば“0”にする。

(16) タイプライタ

演算回路において判定した結果は測定値として符号・小数点・10進数値を、論理条件の場合は記号を記録紙に、プログラムにしたがって印字作表する。規格内の数値は黒字、規格外ならば赤字印字である。また正しい論理入力および“0”入力は○と印字する。“1”の論理入力は1と印字する。正しくない論理条件が検出された場合は×を印字する。

表 7.1 命 令 表

分類	名 称	操作部	記 事
制 御 命 令	(試 験) 完 了	00	プログラム試験停止
	無 為	01	次の命令読込にうつる
	1 秒 待	02	約1秒停止して次へ
	4 秒 待	03	約4秒停止して次へ
	半自動設定	04	手動設定指示 設定内容表示 完了ボタン押して次へ
	半自動操作1	05	手動操作指示 操作内容表示 完了ボタン押して次へ
	半自動操作2	06	手動操作指示 操作内容表示 完了ボタン押して次へ
	半自動測定	07	手動測定指示 測定内容表示 完了ボタン押して次へ
	被試験装置故障	09	判定結果規格外ならば故障表示・停止
	レ ジ ス タ 設 定 命 令	UR 設 定	20
LR 設 定		21	下限値設定
KNR 設 定		28	試験回路設定
KKR 設 定		29	補助回路設定
MPR ₁ 設 定		2b	マイナープログラム1設定4語
MPR ₂ 設 定		2c	マイナープログラム2設定8語
FR 設 定		30	速度発電機周波数設定に使用
VR 設 定		31	速度発電機電圧 etc 設定に使用
VR カウント		32	VR+1
KSR 設 定		34	信号、ボタン etc 設定に使用
演 算 ・ 判 定 命 令	比 較	40	測定値について上下限比較を行ない規格外ならば OFF セット
	上 限 比 較	41	上限比較のみ
	下 限 比 較	42	下限比較のみ
	オ ン 比 較 (オン OK)	44	測定値がオフならば OFF セット
	オ フ 比 較 (オフ OK)	45	測定値がオンならば OFF セット
	FR 増 加	48	FR+2
	FR 減 少	49	FR-2
記 録 命 令	TAB	54	次の TAB ストップ (4字おき) までとぶ
	C. R.	56	改行復帰
	測 定 値 記 録	50	測定値 (-1.234) 印字, OFF=1 ならば赤字

Table. 7.1 Command table.

分類	名 称	操作部	記 事
命 令	オ ン オ フ 記 録	51	測定値 (1 または 0) 印字, OFF=1 ならば赤字
	良 否 記 録	52	判定結果 (○ または ×) 印字, × ならば赤字
測 定 命 令	直流電圧絶対測定	60	デジタル電圧計で符号・小数点・値測定
	直流電圧比率測定	62	デジタル電圧計で基準電圧に対する%測定
	交流電圧測定 10	66	電圧計アダプタで AC→DC 変換, デジタル電圧計で測定, 10V レンジ
	交流電圧測定 100	67	電圧計アダプタで AC→DC 変換, デジタル電圧計で測定, 100V レンジ
	直流オンオフ測定 1	68	デジタル電圧計測定結果 >2V ならばオン
	直流オンオフ測定 2	69	デジタル電圧計測定結果 >2V ならばオン
	オンオフ測定 3	6b	デジタル電圧計測定結果 >2V ならばオン
	オンオフ測定 4	6c	デジタル電圧計測定結果 >2V ならばオン
	周 波 数 測 定	70	カウンタで c/s 単位
	時 間 測 定 0	72	カウンタで入力 0(0V) の時間 mS 単位測定
命 令	時 間 測 定 1	73	入力 1 (負) の時間測定
	時 間 測 定 完 了	78	測定結果を測定値レジスタへうつす. 72, 73 の中間に測定条件そう入
	オ ン オ フ 測 定 1	74	オン (負), オフ (0)
	オ ン オ フ 測 定 2	75	オン (負), オフ (0)
	オ ン オ フ 測 定 3	76	オン (負), オフ (0)
	オ ン オ フ 測 定 4	77	オン (負), オフ (0)
	TP 無 条 件	80	テーププログラムへ
	規 格 内 TP	84	OFF=0 ならばテープへ
	規 格 外 TP	85	OFF=1 ならばテープへ
	オ フ TP	86	測定値オフならばテープへ
ブ ロ ッ ク 命 令	オ ン TP	87	測定値オンならばテープへ
	無 条 件 MP3	88	マイナープログラム 3 へ MPR ₁ +MPR ₂ =MPR ₃ 12 語
	無 条 件 MP1	90	マイナープログラム 1 へ
	規 格 内 MP1	94	
	規 格 外 MP1	95	
	オ フ MP1	96	
	オ ン MP1	97	
	無 条 件 MP2	98	マイナープログラム 2 へ
	規 格 内 MP2	9d	
	規 格 外 MP2	9e	
制 御 命 令	オ フ MP2	9f	
	オ ン MP2	9g	

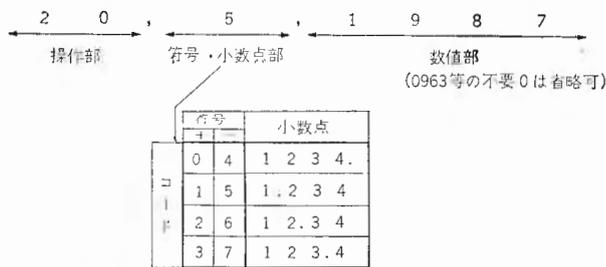
図 6. 2 は印字された検査記録表の例の一部である。

7. プログラム方法

(1) プログラム用語

自動試験を行なわせるにはあらかじめ試験手順をプログラムし、試験装置が判読できる用語にほん訳して紙テープにパンチしておく。試験手順は細かく分解して一連の命令として一つ一つの動作を指示する。

命令語 1 語は図 7. 1 に示すように 3~10 字からなり、(・) により操作部と符号・小数点部と数値部を区切り、() により各命令語を区切る。各字は 0~9, b, c, d, e, f, g のいずれかであり、



上記命令語は「上限値レジスタ(LR)を-1.987に設定」の例(表7.1参照)

図 7. 1 命令語の構成

Fig. 7.1 Composition of commanding words.

CAR RET (改行復帰), SPACE, TAPE FEED の各コードは無意味コードとして読込通過するようにしてあり、任意の位置にそう入できるから印字させながらテープをパンチすることができる。

表 7. 1 にプログラムに使用する命令を示す。

(2) プログラム作成手順

通常は

1. 試験回路設定
2. 試験条件設定
3. 測 定
4. 判 定
5. 記 録
- 3'. 試験条件変更
- 4'. 測 定
- 5'. 判 定
- 6'. 記 録
- ∴
1. 試験回路設定
- ∴

という順序のくり返してプログラムされテープにパンチされる。作成手順としては、フローチャート作成(試験手順の作表)プログラム表作成(コード化: 試験装置用語にほん訳)テープパンチの順で行なう。

8. む す び

この試験装置は昭和 40 年 3 月より現地調整を行なった後次々にドック入りしてくる新幹線電車の試験に役買って休む暇もないようである。

振り返ってみると、設計当初いろいろと調査するも自動試験装置としてはアメリカでの軍用の航空機の点検のためのアーチメントテスト的な試験装置以外にその例がなく、また、この ATC 試験装置のように総合動作の試験のみならず各ブロック単体での精密な測定・判定・記録も行なった例は見当らず、さらに ATC 装置自身が新しく開発され使用開始された機械であるために試験方法・手順から考えねばならずシステム設計にかなりの時間を要した。もっとも試験手順を試験装置にとって好都合のように決められるという利点もあったわけであるが、今後 ATC のようなオンラインのしかも台数の多いセットの自動制御装置を設計する場合には、その試験も機械化・自動化が必要であることを予想して、必要な測定線は接セン(栓)に出しておくとか等価信号を簡単に作れるとか、試験器や試験装置を自分で作る立場になることを考えて試験しやすい機器の設計にしておくということも案外重要なことではないかと思われる。

最初は対象を ATC 装置とは限らず理想的な万能試験装置ができないかと考えていたが、最終的には単能機に近いものになったようである。これは試験装置というものがまず相手ができてから作られるものであり、等価信号発生器や試験回路の構成等相手によってきまる部分かなりのスペースを占め、測定器に不要のレンジがあったりするため、コストやスペースの点でやむを得ぬことであろう。ただし金物的には単能機に近くなったが、システムの検討の段階で考えた試験システムの構成はどんな機器の試験装置にも応用できると思っている。

こういった次第で、この装置の製作の一つの目的はこういふかなり欲ばった自動試験装置が可能かどうかというところにあったと思われるが、その点では相当の成果を得たと思っている。今後こういった試験装置の要求が各種の機器に対して出てくると思われるが、そのときには試験装置自身の信頼度の向上法や測定器類の精度や安定性の向上やレンジの拡大とか試験装置自身の試験方法等金物的にも検討を十分に行なって、1 台の装置で数種類の機器の試験を行なうようなハン用に近い試験装置を作ることもできるであろう。

おわりに、この試験装置の設計・製作・調整・試験にあたってご指導・ご協力をいただいた国鉄工作局ならびに浜松工場、京三製作所の関係者のかたがたや当社の担当者各位に感謝の意を述べさせていただきます。

参 考 文 献

北岡, 石田: 東海道新幹線 ATC 装置, 「三菱電機技報」38, No. 3, p. 19 (昭 39)

2.2.1 変流器帰還

負荷が純抵抗負荷の場合は、出力電圧と電流の位相は同相であるので問題ないが、誘導性または容量性の場合はその位相差が異なるため、無効電流を電源に帰還する必要が生じてくる。またサイリスタの転流時の転流エネルギーもなんらかの形で電源に帰還して効率を上げる必要がある。そのために変流器による帰還を行なっている。

すなわち、今誘導負荷を考えると、図 2.1 で CR_1 , CR_4 が導通していて CR_2 が点弧し、 CR_1 を消弧した後は、 D_1 - CT_1 (P)- C_5 - T - L_3 - L_2 (下)- CR_4 を通って貫流する。また転流期間中に転流リアクトルに蓄積されたエネルギーは、 D_1 - CT_1 (P)- L_1 (下)- CR_2 を通るとともに、変流器 CT_1 の作用で、 D_1 - CT_1 (S)- D_1 電源- D_1 を通って電源に帰還される。次に、 CR_3 が点弧し、出力電圧が反転しても、誘導負荷の場合は負荷電流は反転しない。この場合は、 D_1 - CT_1 (P)- C_5 - T - L_3 - CT_2 (P)- D_7 電源- D_2 を通って負荷の無効電力が帰還される。

このように変流器を使用することにより、きわめて効果的な帰還作用を行なうことができる。帰還変流器は、転流リアクトルの蓄積エネルギーを、電源に帰還する期間中だけ動作すればよいので、全サイクル中飽和を生じてはならない単巻変圧器よりは、小形となる特長を有している。

2.2.2 電圧変動率

図 2.1 のように、変流器の二次側を整流して入力電源電圧に接続しているので、出力電圧の最大値は抑制され、出力波形は完全な長方形となる。変流器の一次側と二次側の巻数比を $n:1$ とすると、出力波形 E は図 2.2 のようになる。

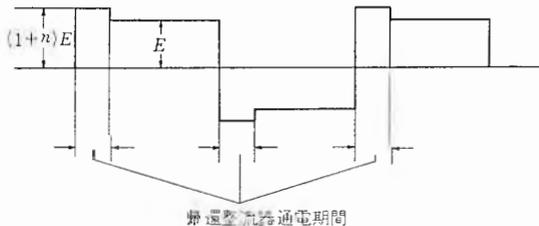


図 2.2 長方形波出力波形
Fig. 2.2 Square waveform of inverter.

すなわち、転流直後あるいは負荷の無効電力帰還時は、帰還整流器が通電しているので、図 2.2 のように出力電圧は $E(1+n)$ となる。したがって電圧変動率はきわめて小さくなる。

電圧変動率およびサイリスタに加わるピーク電圧の面からは、 n が小さいほうがよい。一方 n は帰還効率の面からも、十分考慮して決定しなければならない。転流期間中におけるサイリスタの平均電流は $I_m/2$ 、サイリスタの順電圧降下が一定電圧 e_f であると仮定すると、この期間中に消費される損失は式 (2.1) のようになる。

$$1/2 I_m \cdot e_f \cdot t_f = 1/2 I_m \cdot e_f \cdot LI_m/nE - W \cdot e_f/nE \dots (2.1)$$

$$\text{転流リアクトル蓄積エネルギー} \dots \dots \dots W = 1/2 LI_m^2 \dots \dots (2.2)$$

$$\text{帰還時間} \dots \dots \dots t_f = LI_m/E^n \dots \dots (2.3)$$

これからわかるように、蓄積エネルギーを効率よく帰還するためには、 n が大きいほうがよい。以上の両者を考慮すると n は 0.15~0.25 程度が適当である。

2.2.3 波形改善

高圧インバータで、最も大きな負荷であるケイ光灯を長方形波点灯することは、ランプ寿命の低下・光束の低下・安定器の温度上昇・各部絶縁耐圧等の面で問題点が多い。高圧インバータ装置の基本出力波形は、図 2.2 のような長方形波であるから、正弦波出力

が望ましい場合には、次のような方法で波形改善を行なう必要がある。

- (1) LC フィルタにより、高調波成分を減衰させる。
- (2) 多重インバータとし、特定の周波数を除去する。
- (3) 通電期間を適当に選定し、高調波成分を小さくする。

高圧インバータとしては、(2)は構成が複雑となるため、その経済性・信頼度の面で、(3)は電源電圧が大幅に変動するので、通電期間を適当に選定することができない点で不適当であり、(1)の方式が最適である。

図 2.1 で、LC フィルタを高圧側に入れたのは、出力側が AC 負荷と DC 負荷の二つがあり、DC 負荷が 40% 程度をしめるため、二次側に入れると、DC 負荷は別に電圧制御する必要が生じ、装置の構成を複雑化し信頼度が下るためである。

2.3 高圧インバータの特殊条件

高圧インバータは、その実用化にあたっては、高圧インバータ特有の条件があり、現在までその発展がはばまれてきたのが実状である。すなわち、車両用として用いられるための諸条件、たとえば、耐振性・防錆・防水に留意することはもちろんであるが、その他に入力を変電所から架線を介して受ける関係上、内雷・外雷サージに対するの考慮が必要となるし、また入力電圧が高圧であるためサイリスタの直列接続使用に対しても、その点弧法・電圧分担等について、じゅうぶん検討を行なう必要がある。このほか、電車の走行に伴うパンタ離線またはセクション通過によるひん繁な停電に対しても、その対策を施すことも必要である。

2.3.1 サージ

高圧インバータの場合は、架線から直接電力の供給を受けるので、通常のインバータよりもサージに対する条件はきびしく、十分にその保護を考えねばならない。

サージとしては、雷サージと電車の内部機器シャ断によるスイッチングサージの二つがある。

(1) 雷サージ

一般に雷サージは波尾長が短いので、インバータ側にアブゾーパを入れておけば完全に吸収できる。

(2) スwitching・サージ

一方スイッチング・サージは雷サージに比べて電圧は低い、サージ幅が広い。スイッチング・サージは自車のノッチオフ時、他車のノッチオフ

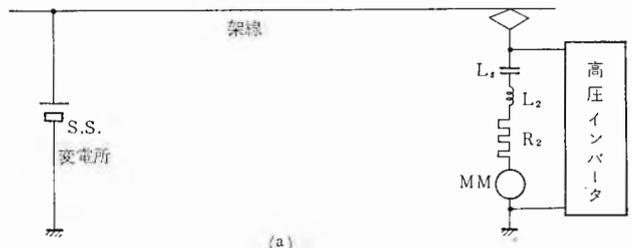


図 2.3 (a) サージ発生回路
Fig. 2.3 (a) Surge generation circuit.

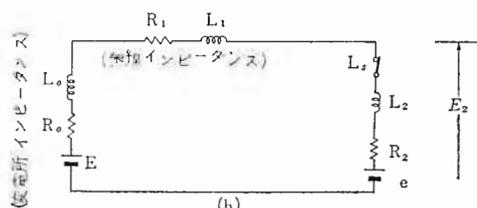


図 2.3 (b) 等価回路
Fig. 2.3 (b) Equivalent circuit.

時および変電所シヤ断時等に発生する。

サージ発生回路は、図 2.3 (a) のようになり、その等価回路は図 2.3 (b) のように考えることができる。

これより断流器 LS シヤ断時の架線電圧 E_2 は、

$$E_2 = e + L_2 \frac{di}{dt} + R_2 i = E - \left(L_1 \frac{di}{dt} + R_1 i \right) - \left(L_0 \frac{di}{dt} + R_0 i \right) \dots (2.4)$$

で表わされる。すなわち、シヤ断時発生する架線サージは、シヤ断電流の $\frac{di}{dt}$ と、架線および変電所のインダクタンス・抵抗電圧降下によって定まることがわかる。

最もサージ電圧が大きいのは、回路のインダクタンスは大きい、シヤ断が良好で架線および変電所の抵抗電圧降下が小さいときである。したがって、変電所から遠い所でシヤ断したときが最もサージが大きいことが予想されるが、インダクタンスが大きいとシヤ断性能が悪くなるので一概には言えない。

(3) スイッチング・サージの実測値

スイッチング・サージの大きさとそのひん度との関係を電車走行中に実測した結果を図 2.4 に示す。

図で離線サージとは、パンタグラフ離線時のサージ電圧であって、モータ逆起電力とモータ回路の内部インダクタンスとで発生する電圧である。

図 2.5 にサージ電圧とサージ幅との関係を示す。サージ幅は断流器 LS のシヤ断特性、変電所・架線およびモータのインダクタンスなどで決まる。

図 2.5 で明らかのように、サージ電圧の分布が相当広範囲にわたっている。このことは di/dt ・インダクタンス・抵抗の大きさなどの要因が種々からみあっていることが予想される。

これらの試験結果から、サージ電圧としては、大きさ最大 3,000 V サージ幅 15 m sec 程度のものを常に考慮する必要がある。

2.3.2 サイリスタの直列接続

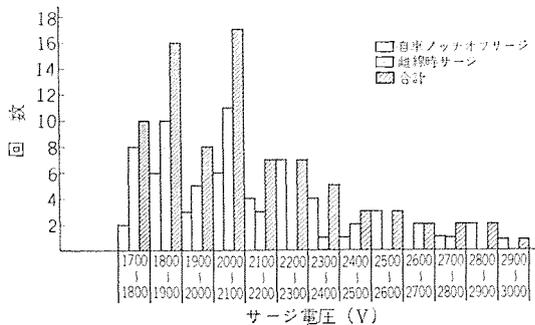


図 2.4 スイッチング・サージの大きさとひん度
Fig. 2.4 Magnitude and frequency of switching surges.

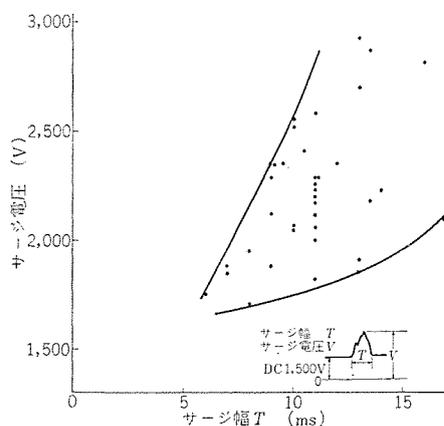


図 2.5 サージ電圧とサージ幅
Fig. 2.5 Surge voltage and surge width.

高圧インバータの場合は、回路電圧が高いためサイリスタの直列接続が必要となってくる。このため電圧分担はとくに留意する必要があり、この方法として転流リアクトル分割法によるサイリスタ直列接続法を採用した⁽³⁾。

これにより電圧分担は、過渡時・定常時ともきわめて良好である。直列接続サイリスタの電圧バランスの実測値を表 2.1 に示す。

上記転流リアクトル分割法によると、アンバランス率は最大 5%程度に押えることができる。ただし、実測値は直列接続数 5 個の場合であり、アンバランス率とは、個々の分担電圧と平均電圧との差の平均電圧に対するパーセンテージである。

表 2.1 直列接続サイリスタの電圧バランスの実測値
(電源電圧 DC 1,500 V 時)

Table 2.1 Measurement value of voltage balance of series connection thyristor.

		順方向バランス		逆方向バランス	
		無負荷時(%)	定格負荷時(%)	無負荷時(%)	定格負荷時(%)
第一アーム	CR1	-2.8	-5.3	-3.2	0
	2	+1.9	-0.4	+4.8	0
	3	+1.9	+2.3	-3.2	0
	4	-2.8	+1.1	-3.2	0
	5	+1.9	+2.3	+4.8	0
第二アーム	6	-0.5	+3.0	-0.8	-1
	7	-0.5	+1.8	+3.2	-1
	8	+2.0	+1.8	-0.8	-1
	9	-0.5	-3.3	-0.8	-1
	10	-0.5	-3.3	-0.8	-4
第三アーム	11	-4.4	-2	-0.4	0
	12	+0.5	+0.5	-0.4	0
	13	+0.5	+0.5	+1.6	0
	14	+2.9	+0.5	-0.4	0
	15	+0.5	+0.5	-0.4	0
第四アーム	16	+4.8	+5	-0.4	+1.7
	17	0	0	+0.4	+1.7
	18	-2.4	-2.5	+0.4	0
	19	-2.4	-2.5	+0.4	-1.7
	20	0	0	-1.6	-1.7

2.4 実用例

以上高圧インバータの基本回路および種々実用化にあたっての問題点について述べたが、これらの問題点を解決し、実用化に成功し、すでに車両に装備しているので、その内容および試験結果について述べる。

2.4.1 DC 1,500 V および DC 600 V 高圧インバータ

一般に直流電車区間において、架線電圧は DC 1,500 V または

表 2.2 SIV-6A1, SIV-5B1 高圧インバータ仕様
Table 2.2 Specification of Type SIV-6A1, SIV-5B1 high voltage inverter.

納入先	近畿日本鉄道(株)	阪神電鉄(株)
形名	SIV-6A1	SIV-5B1
入力電圧	DC 1,500 V $\pm 10\%$ -40%	DC 600 V $\pm 10\%$ -40%
容量	6 kVA	5 kVA
出力	AC 100 V, 60 c/s 35 A DC 100 V, 25 A	AC 100 V, 60 c/s 32 A DC 100 V, 15 A
相数	単相	単相
波形	正弦波	正弦波
波形ヒズミ率	10% 以内	10% 以内
冷却方式	自冷	自冷
効率	80% 以上	75% 以上
出力電圧変動率	AC $\pm 5\%$ DC $\pm 10\%$ -0%	AC $\pm 5\%$ DC $\pm 10\%$ -0%
方式	変流器帰還 PWM 方式	変流器帰還 PWM 方式
制御方式	ロイヤー発振器を周波数源とし 磁気増幅器で位相制御	ロイヤー発振器を周波数源とし 磁気増幅器で位相制御
使用周囲温度	-10°C ~ +55°C	-10°C ~ +55°C

DC 600 V が通常である。これらの電圧に対して実用化した高圧インバータの仕様を表 2.2 に示す。

2.4.2 装置の構成

装置の構成を図 2.6 に示している。

DC-AC 変換回路部・正弦波化フィルタ部と、これを保護するサージ・アラームおよび制御回路から構成されている。

すなわち、高圧架線 (DC 1,500 V または 600 V) から供給される電力は、電磁接触器・入力過電流検出回路を通ったのち、サージ吸収回路により、雷サージおよびスイッチング・サージを吸収し、PWM 式高圧インバータにより、直流から交流に変換される。このように変換された長方形波出力は、正弦波化フィルタで正弦波にしたのち、それぞれの負荷に供給される。直流負荷に対しては、正弦波交流出力を整流し平滑化したのち供給される。

上記高圧インバータ装置 SIV-6A1 形および SIV-5B1 形の外観写真を、それぞれ図 2.7, 2.8 に示す。

装置は車両用として適する構造にしておき、防錆・防水に対しても、十分考慮をはらっている。一方サイリスタの冷却方法は完全自冷式であるため、熱放散についても器具の配置および構造面においても、十分配慮している。

制御回路はロイテ発振器を周波数源とし、磁気増幅器によって位相調整している。使用トランジスタは、すべてシリコントランジスタを使用し、温度特性の向上を図っている。このほか、個々の使用部品についても検討を加え、堅固強固なものとし、信頼性の向上を図っている。またその構造は図 2.9 にその外観写真を示すように、トレイ構造とし、コンパクトに収納し保守点検の便を図っている。

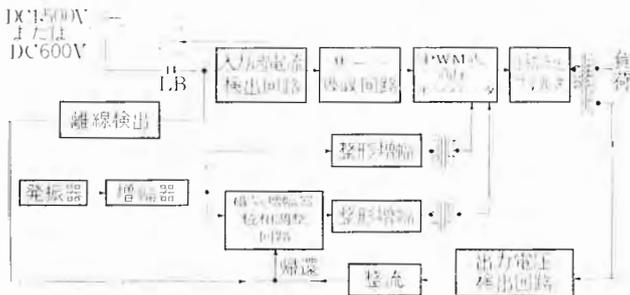


図 2.6 高圧インバータ回路構成
Fig. 2.6 Block diagram of high voltage inverter.

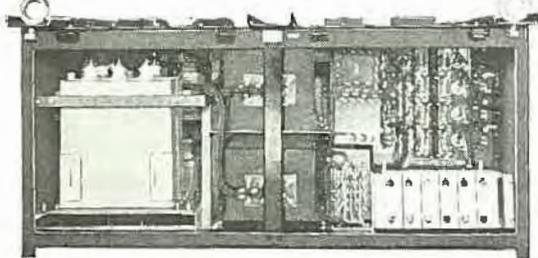


図 2.7 SIV-5B1 形高圧インバータ
Fig. 2.7 SIV-5B1 type high voltage inverter.



図 2.8 SIV-6A1 形高圧インバータ
Fig. 2.8 SIV-6A1 type high voltage inverter.

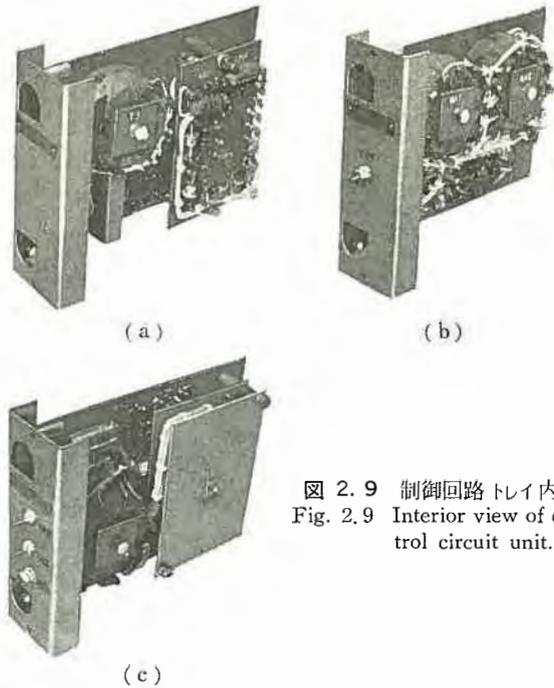


図 2.9 制御回路トレイ内観
Fig. 2.9 Interior view of control circuit unit.

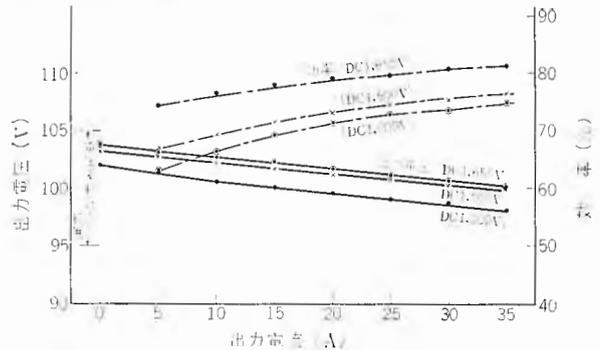


図 2.10 交流出力変動特性
Fig. 2.10 AC output voltage regulation curves.

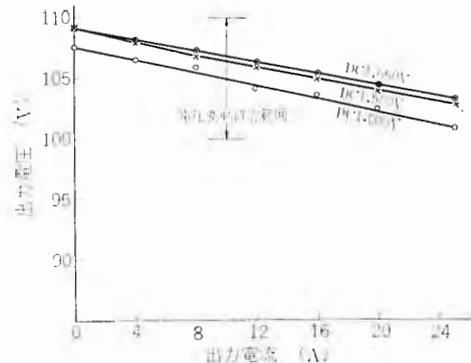
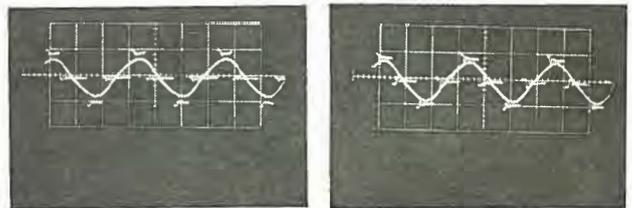


図 2.11 直流出力変動特性
Fig. 2.11 DC output voltage regulation curves.



(a) 架線電圧 DC 1,500 V 時 (無負荷) (b) 架線電圧 DC 1,500 V 時 (定格負荷)

ヨコ軸 1,540 V/div
タテ軸 5 m sec/div

図 2.12 高圧インバータ出力波形 (フィルタ前後)
Fig. 2.12 Output waveforms of high voltage inverter. (before and after sine wave filter)

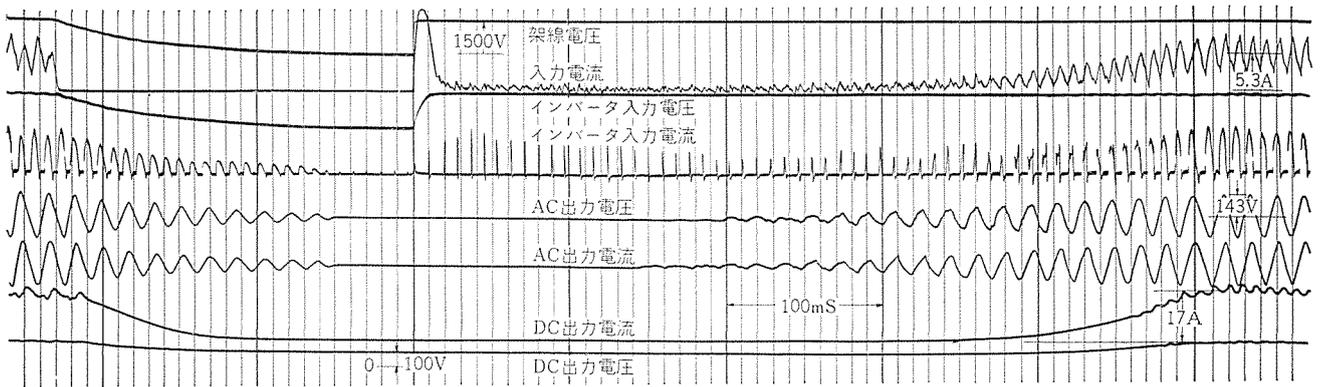


図 2.13 セクション通過のオシログラム Fig. 2.13 Oscillogram in running through dead section.

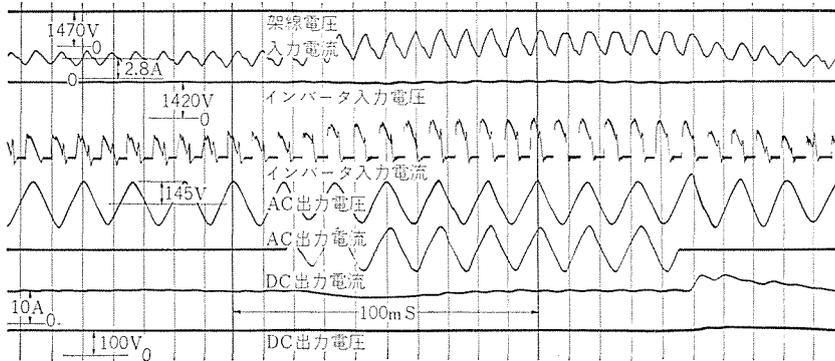


図 2.14 AC 負荷急変時の過渡応答 (負荷 0%→100%→0%) Fig. 2.14 Transient responses of AC load in sudden change.

2.4.3 運転特性

以上のような仕様および構成で製作したインバータの運転特性を以下に記す。

運転特性は、定常運転および離線等の特殊運転もきわめて良好で、所期以上の性能が得られた。以下の特性はすべて SIV-6 A 1 についてのものである。

(1) 出力特性

図 2.10 は、交流出力電流変動に対する出力電圧変動および効率の特性である。図 2.11 は直流出力変動特性である。

これより明らかなように、架線変動・負荷変動に対しても電圧変動率はきわめて良好である。

(2) 出力波形

出力波形は長方形波を平滑化し正弦波とするが、入力電圧 DC 1,500 V 時の出力電圧波形(正弦波および長方形波)を図 2.12 に示す。

波形ヒズミ率は約 5% であり、従来の電動発電機より相当すぐれている。

(3) 過渡特性

パンタグラフ離線時の特性を図 2.13 に示す。このように短時間の離線に対しても、きわめて安定な出力が得られ、不安定な動作をすることはない。

また AC 負荷急変時の特性を図 2.14 に示す。負荷急変時約 1 c/s 程度出力電圧波形がひずむが、その後ただちにもとに復している。

3. 低圧インバータ

3.1 低圧インバータの現状

高圧インバータは、もとロータリ式のものが使用されていたところを静止形にし、性能の改善・保守の容易さをうるために発展してきたものであるのに対し、低圧インバータは、従来車両には必要な

車両用サイリスタインバータ・宮内・太田・民井・徳富・小原

かったものである。しかし、数年前から新幹線をはじめ、各所で列車の自動運転化、および電子装置による危険防止が行なわれ、また列車無線装置も装備するようになり、それらの装置の電源として適した低圧電源が要求され、その結果、車両用低圧インバータ、コンバータが実用化されるようになった。さらに最近では、車両の主制御装置関係も大幅に無接点化が進み、それらの制御装置の電源としても使用され、車両の分野での用途が急速に拡大されつつある。現在すでに実用化されているか、もしくは、試験段階にあるものを用途別に大別すると次のようにわけられる。

- (1) ATC, ATS 用の電源として
- (2) 列車無線機用の電源として
- (3) 無接点制御装置の電源として
- (4) 車内照明の無停電電源として
- (5) 油圧ブレーキの指令装置用電源として
- (6) その他

われわれはこれらの用途に対処するため、三つの標準方式を採用しており、特別な用途に対しても、その一部を変形し、実用化している。

3.2 基本回路

車両用低圧インバータの標準として採用している回路方式を、スイッチング回路の種類によって分類すると

- (1) サイリスタ式チョップ回路
(制御回路=PWM および PFM 方式)
- (2) トランジスタインバータ回路
(制御回路=休止期間一定 PWM 方式)
- (3) サイリスタ式ブリッジ形インバータ回路
(制御回路=PWM 方式)

の 3 種になり、それぞれ長長があって、用途によって使いわけている。すなわち、(1) は同容量の他の方式のものに比べて、小形軽量とすることができ、車両用として最適の方式で、ATC 装置

・ATS 装置・列車無線装置・油圧 ブレーキの指令装置等の電源に、広範囲に使用されている。(2)は多種類の出力を自由に取出すことができ、回路も割合簡単で安価な方式であるが、トランジスタの耐圧や容量の点から、とくに車両用としては用途も制限され、高電圧・大容量のインバータには、サイリスタ式のものが有利となる。(3)はとくに大容量のものに適し、無接点制御装置(主制御器のDCCTやパイロットモータの制御)・磁気増幅器その他各種制御装置用電源として、また、照明用として広く用いられている。以下各方式の基本回路について概略説明する。

3. 2. 1 サイリスタ式チョップ回路(制御回路=PWM およびPFM方式)

図 3. 1 は本回路による DC-DC コンバータのブロック線図で、この図で動作を説明すると、まず、サイリスタによって次のように直流をチョップする。すなわち、主サイリスタを ON にし、ある時間の後に転流補助サイリスタを ON にすると、転流 LC の共振により主サイリスタは、逆バイアスされて OFF となり、チョップ波形が得られる。このチョップ波形を平滑して直流出力とするが、出力電圧の安定化は、PWM (パルス幅制御)方式および PFM (パルス周波数制御)方式を併用している。すなわち、直流出力を基準電圧と比較して、出力電圧の変動を検出増幅し、この検出信号によって、主サイリスタ点弧信号発生器の発振周波数と、転流用サイリスタ点弧信号発生器の発振時間を制御することにより、チョップ波形の周波数と幅を変化させ、出力電圧を安定化している。この PWM と PFM は、入力電圧や負荷の変動によって、前者が主体で後者が補助的に働き、あるいは、その逆になり、使用条件によって制御の度合いが変化する。もちろん、PWM と PFM 方式のいずれか一方のみでも、出力電圧の安定化はできるが、両者を併用することにより、入力電圧や負荷の大幅な変動に対しても、より安定度のよい出力をうることができる。

本回路の特長は、スイッチング回路が簡単となるため部品数も少なくなり、また、図 3. 1 の大部分を占めている制御回路は、実際



図 3. 1 SC 2 A 形 DC-DC コンバータブロック線図
Fig. 3. 1 Block diagram of DC to DC converter, type SC 2 A.

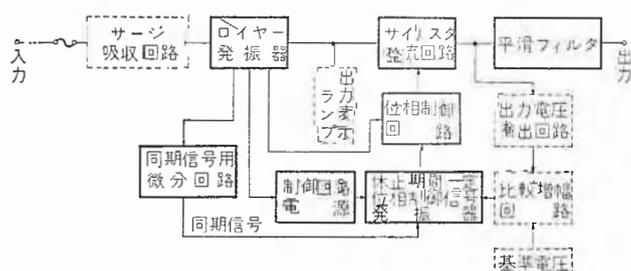


図 3. 2 SI 11-5 形 DC-DC コンバータブロック線図
Fig. 3. 2 Block diagram of DC-DC converter, type SI 11-5.

には UJT 等の半導体を使用することにより、小形のプリント基板 1 枚に組み込まれていて、同容量の他の回路に比べて非常に小形にすることができることである。

欠点は、入力側と出力側の絶縁ができないこと、出力電圧を入力電圧より高くすることが困難であること、交流出力をうることができないこと、一度に多種類の出力をうることが困難なことなどであるが、車両 DC-DC コンバータとしては、小形軽量という大きな利点があるため用途は非常に広い。

3. 2. 2 トランジスタ・インバータ回路(制御回路=休止期間一定 PWM 方式)

本回路は図 3. 2 のブロック線図に示す構成となっており、その動作は次のとおりである。入力端に印加された直流は、まずロイヤル発振器により交流長方形波に変換され、次にサイリスタによって位相制御され、休止期間を有する長方形波となる。その後、整流平滑回路や、波形整形フィルタ等をそう入することにより、安定化された直流出力や正弦波、あるいは長方形波の交流出力をうることができる。

出力電圧の制御は、位相制御された長方形波の休止期間を一定に保つことにより行なわれる。すなわち、ロイヤル発振器の出力周波数は入力電圧に正比例するため、休止期間を一定とすると位相制御された後の長方形波は、入力電圧の変動に従って、その波高値・周波数および幅が変化する。ここで、その長方形波の波高値と周波数は、入力電圧に正比例するのに対し幅は逆比例するので、出力電圧を安定化させる方向に働く。この一定休止期間として、入力電圧変動範囲の中心におけるロイヤル発振周期の 4 分の 1 周期分の時間を選ぶと、入力電圧 $\pm 20\%$ の変動に対して、出力電圧の変動は $\pm 2 \sim 3\%$ 程度に安定化することが可能である。

しかし、これは負荷変動による出力電圧変動分は、安定化できないので、図 3. 2 に示すように出力電圧の変動を検出して補助的に PWM を併用するが、この PWM はわずかにかけているのみであるから、比較増幅回路に高利得、広ダイナミックレンジを必要とせず、設計がきわめて簡単である。

この回路の特長はトランジスタを使用することによって、同容量のサイリスタ式より安価になることであり、さらに休止期間、一定 PWM 方式は、回路が非常に簡単なため、回路部品も少なく、小形軽量とすることができる。加えて、出力として多種類のものが自由に選択できるので用途も広い。しかし、高電圧・大容量とすることは、トランジスタの耐圧容量から制限される。

3. 2. 3 サイリスタ式ブリッジ形インバータ回路(制御回路=PWM方式)

サイリスタ式ブリッジ形、インバータの動作を図 3. 3 で説明すると次のとおりとなる。まず直流入力は、サイリスタ 4 個で構成された LC

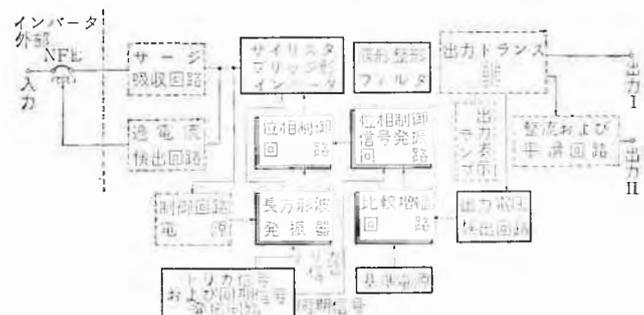


図 3. 3 SI 72-1 形 DC-AC インバータブロック線図
Fig. 3. 3 Block diagram of DC to AC inverter, type SI 72-1.

転流ブリッジ形インパータ部で、交流長方形波に変換される。この4個のサイリスタは、制御回路中に設けられた長方形波発振器によって駆動されるが、そのうち2個は、その長方形波を整流したのみの信号によって、残りの2個は、位相制御された長方形波で駆動されるため、インパータ部の出力は、休止期間を有する長方形波となる。したがって、フィルタによって高調波を取り除くことにより正弦波が得られ、また直流をうる場合は、これら長方形波または正弦波を整流平滑すればよい。

出力電圧の安定化は、出力電圧の変動を検出し基準電圧と比較後、これを増幅した信号によって、位相制御信号発振器の発振周期を変え、主回路サイリスタの導通期間を制御するPWM方式を使っている。すなわち、出力電圧が高くなると導通期間を短く、逆に低くなると長くするように制御する。

主回路のサイリスタの点弧信号は、UJTチ(弛)張発振器によりトリガーされるフリック・フロッグより供給され、また位相制御信号発振器は、PNPNダイオードチ張発振器と、その発振周期を出力電圧によって制御するトランジスタによって構成されている。さらに、本回路の特長は、制御回路における時間遅れの大部分を決定する出力電圧検出回路に、単相-三相変換回路を採用し、平滑時定数を小さくしているため、過渡応答特性がきわめてよいことである。これら制御回路は、制御回路用電源ユニット・発振回路ユニット・位相制御回路ユニットの3ユニットにわけて、標準のラリント基板に組みこんであり、保守・点検もきわめて便利である。このインパータ回路はトランジスタ回路と同様に、多種類の出力をうることもできる。

3.3 実用例

3.3.1 SC2A形DC-DCコンバータ

このコンバータは、日本国有鉄道EF80電気機関車の計器用ララおよび列車無線用電源として、表3.1に示した仕様に基づいて製作納入したもので、3.2.1項に述べたチョッパ形の方式のものである。その外観図と構成を図3.1、3.4に示す。

図3.5の入出力特性からわかるように、入力電圧の変動に対する出力電圧の安定度が非常によいため、効率も70%以上と小容量であるにもかかわらず高効率である。さらに、UJTを使用した速応性の制御回路により過渡応答特性も良好で、入力

表 3.1 SC2A形DC-DCコンバータ仕様

Table 3.1 Specification of DC to DC converter, type SC2A.

入力電圧	DC. 100V 許容変動範囲 70V~110V
出力電圧	DC. 24V ± 5%
出力容量	350W (連続)
効率	65%以上 (定格入力, 定格出力時)
出力リップル	6% (p-p) 以下
絶縁耐圧	AC. 1,200V, 1分間
周囲温度	-10°C ~ +50°C

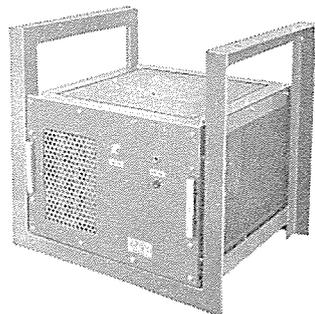


図 3.4 SC2A形DC-DCコンバータ
Fig. 3.4 DC to DC converter, type SC2A.

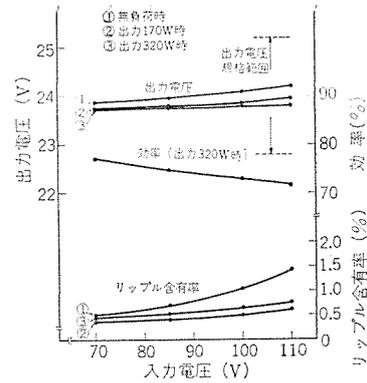
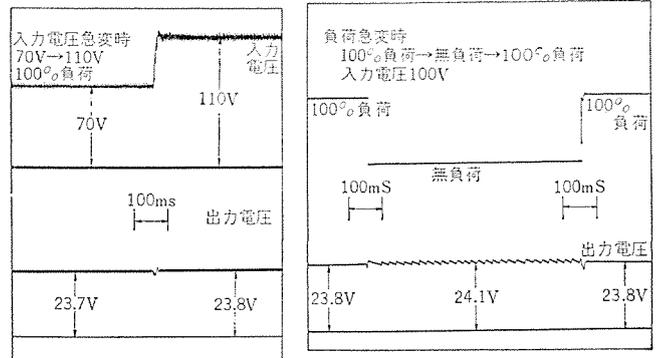


図 3.5 SC2A形DC-DCコンバータ入出力特性
Fig. 3.5 Input-output characteristics of DC to DC converter, type SC2A.



(a) 入力電圧急変時 (70V~110V) (b) 負荷急変時 (100%負荷↔無負荷)

図 3.6 SC2A形DC-DCコンバータ過渡特性
Fig. 3.6 Transient response of DC to DC converter, type SC2A.

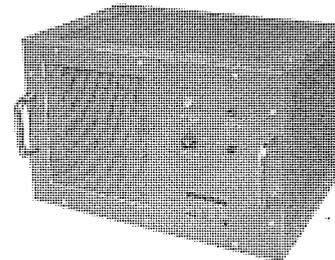


図 3.7 SI11-5形DC-DCコンバータ
Fig. 3.7 DC to DC converter, type SI11-5.

電圧や負荷の急変にすみやかに応答し、出力電圧への影響もきわめて小さい。

3.3.2 SI11-5形DC-DCコンバータ

図3.7に示すコンバータは、出力150Wのトランジスタ式DC-DCコンバータで、地下鉄のATC用電源として大阪市交通局へ納入したものである。構成は図3.2のブロック線図のごとく休止期間一定PWM方式を採用しているため、出力電圧安定化用サイリスタの転流回路が不要であるばかりでなく、制御回路の安定度も向上している。電気的仕様および特性を表3.2、図3.8に示す。

表 3.2 SI11-5形DC-DCコンバータ仕様

Table 3.2 Specification of DC to DC converter, type SI11-5.

入力電圧	DC. 26.5V 許容変動範囲 20V~29V
出力電圧	DC. 24V ± 5%
出力容量	150W (連続)
効率	60%以上 (定格入力, 定格負荷時)
出力リップル	6% (p-p) 以下
絶縁耐圧	AC. 1,500V, 1分間
周囲温度	-10°C ~ +60°C

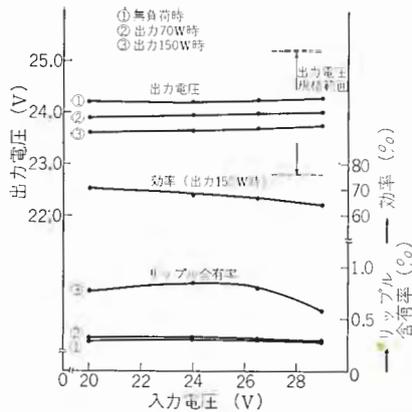


図 3.8 SI 11-5 形 DC-DC コンバータ 入出力特性
Fig. 3.8 Input-output characteristics of DC to DC converter, type SI 11-5.

3.3.3 SI 72-1 形 DC-AC インバータ

このインバータは、スペイン国鉄向け直流電気機関車の無接点制御装置の電源として製作したもので、その仕様は表 3.3 のとおりである。表 3.3 からわかるとおり、入力電圧の変動範囲が 60 V ~ 110 V と非常に広く、使用条件がきわめてきびしいが、効率 70 % 以上、出力電圧の安定度は $\pm 5\%$ 、AC 出力の周波数は、50 c/s ± 0.5 c/s の性能を有している。

この装置の特長は 3.2.3 項に述べたように、出力電圧検出に単相-三相変換回路を採用して、過渡応答特性の改善をしている

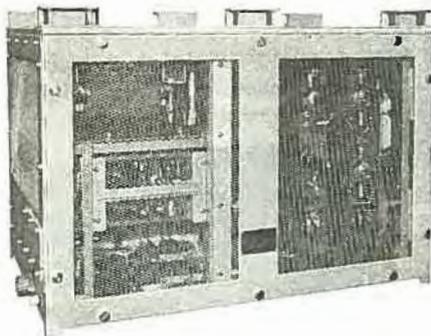


図 3.9 SI 72-1 形 DC-AC インバータ
Fig. 3.9 DC to AC inverter, type SI 72-1.

表 3.3 SI 72-1 形 DC-AC インバータ仕様

Table 3.3 Specification of DC to AC inverter, type SI 72-1.

入力電圧	DC, 100 V 許容変動範囲 60 V ~ 110 V (性能保証範囲) 50 V ~ 120 V (動作保証範囲)
出力電圧	出力 I, AC, 100 V $\pm 10\%$ 出力 II, DC, 100 V $\pm 10\%$
出力容量	出力 I, 1 kVA (連続) 3 kVA (1 秒間) 出力 II, 300 W (連続)
効率	65 % 以上 (定格入力, 定格負荷時)
出力波形	出力 I, ほぼ正弦波
出力周波数	出力 I, 50 c/s ± 2 c/s
出力リップル	出力 II, 20 % (p-p) 以下
絶縁耐圧	AC, 1,500 V, 1 分間
周囲温度	-10°C ~ +55°C

こと、および位相制御信号発振回路に PNP ダイオードを使用し、回路の単純化を計っている点である。

図 3.11 の起動、入力電圧急変および負荷急変時における出力電圧の過渡状態からわかるように、起動は 5 c/s 目から定常状態になっており、また入力電圧および負荷急変による変動もきわめて小さく、1 c/s 前後で設定電圧に戻っていて、制御回路の応答速度が非常に速いことを示しており、この出力電圧検出回路の有効さがわかる。

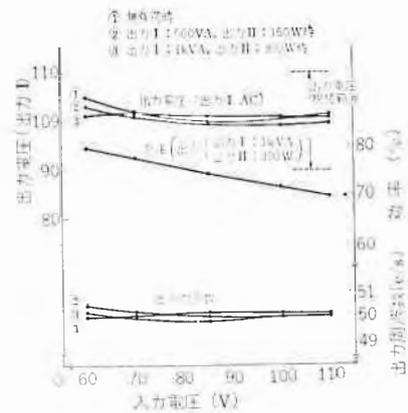
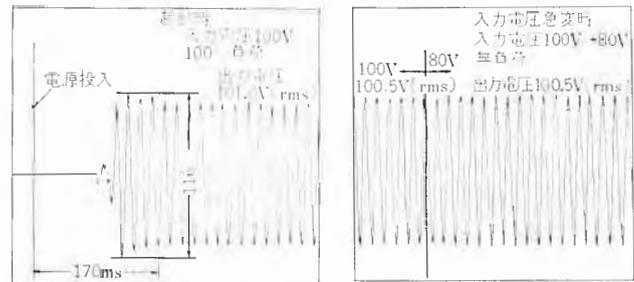
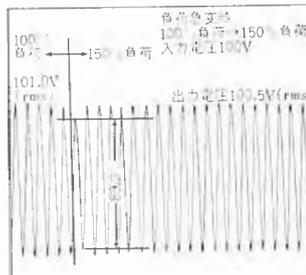


図 3.10 SI 72-1 形 DC-AC インバータ 入出力特性
Fig. 3.10 Input-output characteristics of DC to AC inverter, type SI 72-1.



(a) 起動時

(b) 入力電圧急変時
(100 V \rightarrow 80 V)



(c) 負荷急変時 (100 % 負荷 \rightarrow 150 % 負荷)

図 3.11 SI 72-1 形 DC-AC インバータ 過渡特性
Fig. 3.11 Transient response of DC to AC inverter, type SI 72-1.

3.3.4 SC 3 形 DC-AC インバータ

この装置は、東海道新幹線用電車に従来から積載されているロータリ式インバータに代わるものとして採用されたもので、ATC 装置および列車無線その他の電源として使用されている。この装置の構成は、前項の SI 72-1 形インバータとほぼ同様であるが、その耐過負荷特性に特別な考慮がなされており、図 3.12 (a) の DC-AC 変換部と、(b) の波形整形フィルタ部 (長方形波 \rightarrow 正弦波変換) の 2 キョウ (筐) 体からなっている。

3.4 車両用低圧インバータの特殊条件

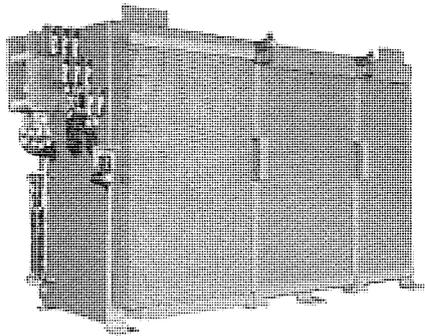
車両に使用する場合には他の用途のものとは異なり、次のような特殊条件を考慮する必要がある。われわれは過去の貴重な実績に基づいてはこれら問題を克服することができたが、その詳細は別途発表したい。

(1) サージ電圧の種類が多く、またサージの影響を受けるルートも多い。

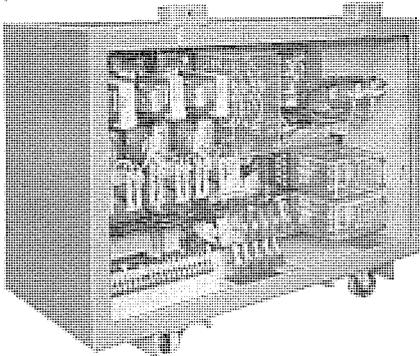
(2) 入力電圧の変動範囲が大きい。

(3) 騒音防止をする必要がある。

(1) のサージ電圧には、架線サージの誘導によるものと、電磁弁のようにインバータと同じ低圧回路に接続されている機器から発生するものがある。いずれの場合も、入出力の各線間のサージは、ラインフィルタにより容易に取り除くことが可能であるが、車両内の配線・インバータ内部配線および部品配置により定まる浮遊容



(a) サイリスタスイッチング装置
(a) Thyristor switching circuit.



(b) 起動および波形整形装置
(b) Starting and wave-shaping circuit.

図 3.12 SC 3 形 DC-AC インバータ
Fig. 3.12 DC to AC inverter, type SC 3.

表 3.4 SC 3 形 DC-AC インバータ仕様
Table 3.4 Specification of DC-AC inverter, type SC 3.

入力電圧	DC. 100 V 許容変動範囲 70 V~120 V
出力電圧	AC. 100 V ± 5 %
出力容量	3.5 kVA (連続) 5 kVA (2分間)
効 率	80 % 以上 (定格入力, 定格負荷時)
出力波形	正弦波 波高率 1.41 ± 5 % 以内
出力周波数	60 c/s ± 3 c/s
絶縁耐圧	AC. 1,200 V, 1分間
周 温	-10°C ~ +40°C

量によって、受けるサージ電圧に対する防御策はきわめてむずかしい。

(2) の入力電圧の変化範囲についても、車両の低圧電源は MG によるバッテリーポートであり、低圧インバータは MG 出力と直結されている場合が多く、車庫入りなどのとき、運転者が各スイッチを開放しても MG はなお数分間惰性で回転しているため、インバータの入力電圧は回転数とともに減少し、動作性能保証範囲よりもさらに低い電圧でインバータが動作するため、インバータ内で転流失敗を起し、インバータ入力の NFB をトリップ位置にすることがある。このため適当な保護回路を入れ、転流失敗を起す前に、インバータの動作を停止させるよう考慮せねばならない。図 3.1 の SC 2 A 形コンバータのブロック図にある不足電圧検出發振停止回路は、この実施例であり、入力電圧が規定範囲より低くなった場合には、主サイリスタの点弧信号をとめ、動作を停止させている。

(3) の騒音についても、ATC 用および列車無線用のコンバータは車内に実装される場合が多いが、静止形コンバータといえども、相当大きい電流を高速度でスイッチングしているため、スイッチング素子・配線材料・磁気部品が振動し、約 60 ホーンの騒音を発生する。

車両用サイリスタインバータ・宮内・太田・民井・徳富・小原

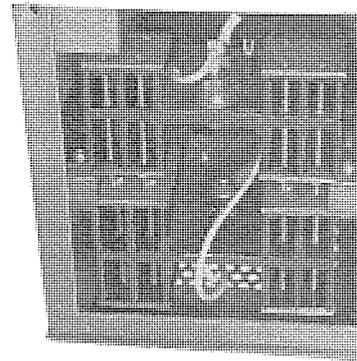


図 3.13 防振冷却フィン
Fig. 3.13 Dumped cooler fin.

防御策としては、コンバータ全体を完全密閉するのが望ましいが、放熱の点から困難なため、個々の発生源で防止する方法が得策である。

とくにサイリスタチョップ形コンバータの場合は、補助転流用サイリスタによるインパルスコンミュテーション方式を使用しているために、とくに半導体の振動が大きい。図 3.13 は、半導体から発生する騒音を防止する一例を示したもので、冷却フィンの側面にダンパを付け、騒音を約 1/10 にすることができ、SC 2 A 形をはじめ、種々のコンバータに使用している。

3.5 今後の問題点

静止形インバータは、従来の回転式のものに比べてきわめて多くの利点をもっていることは周知のとおりであるが、同時に次のような欠点もあるといわれている。

- (1) 回転式に比べ、高価になる。
 - (2) 使用部品が高く、保守点検に高度の技術と測定器が必要。
 - (3) 使い方、使用場所が各車両によって異なり、さらにサージなどを含めた外的条件も異なるため、保護回路が必要である。
- しかし、最近回路も大幅に簡素化し、さらに、保護回路も含めた各回路のユニット化およびユニットの標準化も進めているので、近い将来においてこの点も完全に克服されるものと考えられる。

4. む す び

以上車両用インバータについて、高圧インバータ・低圧インバータのおのおのについて、その基本回路・問題点および種々の実用例について紹介した。

当社では、これら各種インバータ装置については、標準容量・使用用途別に系列化しており、需要家各位のご期待にそうよう準備している。

サイリスタインバータの応用技術は、日進月歩で発展の一途をたどっており、幸い当社も新しい技術の導入と基礎研究を続けており、今後ますますサイリスタインバータの応用分野開拓の努力をばらう所存である。

終わりにあたり、これらインバータの開発製作にあたり、ご指導・ご協力をいただいた社内外の関係各位に対し、深く感謝の意を表する次第である。

(受付・昭41-12-8)

参 考 文 献

- (1) 大野：「三菱電機技報」39, 824 (昭40)
- (2) 大野, 岸本：「三菱電機技報」39, 1282 (昭40)
- (3) 小原ほか：「三菱電機技報」40, 346 (昭41)

ウズ電流式レールブレーキ

衛 藤 護*・片岡 正博*

Eddy Current Rail Brake

Nagasaki Works Mamoru ETŌ・Masahiro KATAOKA

Failure of brake on traffic facilities may bring about fatal casualty to the passengers. The higher the speed of vehicles, the more serious the accident. Then, the reliability is paramount requisite to the brake equipment.

There have been several types of brake working on the adhesive force, but they were found ineffective at higher speed. To overcome the drawback, a new eddy current rail brake system has been developed to take the place of the conventional brake. In this new method, eddy current is generated in the rail and works as brake force. The operation is very dependable in comparison with the one resorting to friction, and moreover the consumption of the parts is very small. The new system is applicable not only to interurban high speed cars but to cars running at a speed of 100 km/h.

1. ま え が き

すべての交通機関においては力行運転とブレーキ運転とは表裏の関係にあり、安全確実な運転を期するためにはブレーキ方式についての慎重な検討が必要である。

とくに、最近の高速大形化した電気鉄道においては、従来のブレーキ方式では高速時の期待粘着ブレーキ力の減少および発熱量の急増が致命的問題となり、これに代わる新しいブレーキ方式の完成や新摩擦材の出現が高速大形化の可能限界を決定するといっても過言ではなく、将来の250 km/h運転の達成も極言すれば新しいブレーキ方式の完成いかんにかかっているといえよう。

このような状況に際して、国鉄関係者を中心に各主要メカが集まり高速車両研究会台車ブレーキ専門部会を構成し、それぞれの専門分野からレールブレーキ方式が鋭意研究討議されている。

レールブレーキ方式には、直接方式（摩擦材をレールに吸着または押し付ける方式）と間接方式（レールにウズ電流を発生させる方式あるいはリニヤ・モータ方式）があるが、ウズ電流ブレーキ方式が、摩擦力にたよる直接方式に比べて不確定要因が少なく、動作は確実であって信頼性が高く、また、摩擦部分が少なくて保守は不要であり、さらにブレーキ力も十分に期待できるので、その実用性が有望視されている。

以下において、このウズ電流ブレーキ方式について紹介し、現在までの研究成果を中間報告する。

2. ウズ電流ブレーキの原理と特長

2.1 原理

ウズ電流ブレーキは、電鉄用途にはあまりその例を聞かないが、一般工業用においては、主として巻上機に対する軽便な速度制御法の一つとして、かなり広く用いられており、当社ではASブレーキ（商品名）と称呼して豊富な製作実績を有している⁽¹⁾。

ASブレーキは図2.1に示すように、直流機とほとんど同じ構造の界磁をもち、ヨークの内周に集中巻線をほどとした磁極が配列され、交互にN、S極が形成されている。

図2.2は、直流機の電機子に相当し、鋼板製の鉄塊回転子（ドラム）である。

図2.1に示したような空間的に静止し、かつ交互にN、S極

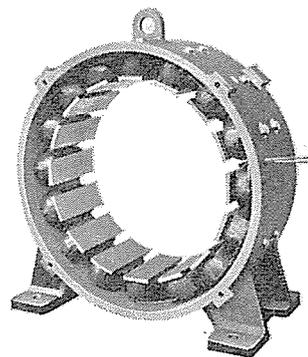


図 2.1 ASブレーキの界磁構造
Fig. 2.1 Field construction of AS brake.

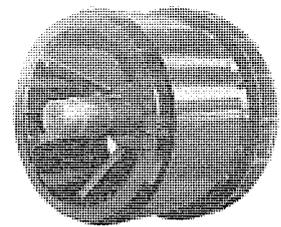


図 2.2 電機子（ドラム）
Fig. 2.2 Drum of AS brake.

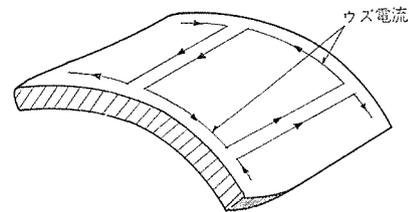


図 2.3 ウズ電流の経路
Fig. 2.3 Eddy-current path.

に配列した磁極の内部で、図2.2に示した円筒状の鉄塊ドラムを回転させれば、ドラムの内部では磁束の方向が時間的に交番するため、ドラムの空け側表面に近い部分に図2.3のようなウズ電流が誘起され、ウズ電流損失を発生する。

このウズ電流損失は、ドラム表面に沿って正弦波起磁力

$$H = H_m \sin \omega t \dots \dots \dots (2.1)$$

が存在するものとする、近似的に

$$\delta = \sqrt{\frac{8}{3} \cdot \frac{\rho H_m}{\omega B_m}} \dots \dots \dots (2.2)$$

ここで δ : ウズ電流の発生深さ

ρ : ドラムの固有抵抗

B_m : H_m に相当する直流磁化曲線上の磁束密度

で与えられ、ある励磁アンペアターンに対してできるかぎり大きなウズ電流損失を得るためには、ドラム厚さはウズ電流の発生深さよ

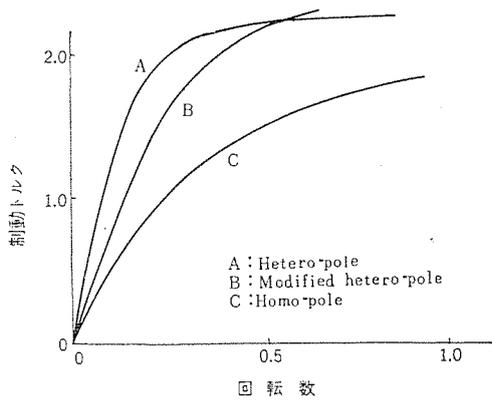


図 2.4 磁極構造とトルク特性
Fig. 2.4 Field-pole construction and torque characteristics.

り大きいことが望ましい。したがって、後述のレールブレーキのように、レール厚さによってウズ電流発生深さが制約される場合には、このレール厚さに見合った発生深さを与える極数の選定が、ブレーキ特性を左右する大きな要因になる。

また、ウズ電流損失は磁極の構造によっても変化し、同一励磁アンペアターンに対する特性は図 2.4 のような定性的傾向を示すので、磁極構造の検討も設計上重要な項目である。

2.2 特長

ウズ電流ブレーキは純然たる電気ブレーキであり、摩擦部分がない。したがって励磁電流を制御することによりブレーキ特性を任意に正確円滑に遠方自動制御できるほか、摩擦部分の保守取換えは不要であり、さらに摩擦作用を介しないため摩擦面の水分付着状況・温度変化・面圧変動などによるブレーキ特性のバラツキがなく、信頼性はきわめて高い。

また、とくに重要なことはレールとの摩擦係数にたよらない、いわゆる非粘着ブレーキにすることができるので、ブレーキ時の車輪のスリットをおこすことがない。

3. ウズ電流式レールブレーキの問題点

図 3.1 は、ウズ電流式レールブレーキの基本的構成を示すもので、図 2.1 の界磁構造および図 2.2 のドラムを 1 個所で切断し、直線状に展開したものと対比することができ、レールがドラムに相当する。

したがって、その原理は前記と同じであり、レール表面に対向して配列された磁極は交互に N、S 極を形成し、車両の走行によってレール内部の磁束の方向が時間的に交番するため、レール内にウズ電流を誘起しブレーキ力を発生する。

この場合、車体の有する運動エネルギーはウズ電流損失としてレール内部で消費されるが、高速車両は許容ブレーキ距離も長いので熱容量も大きく、ブレーキ時のレールの平均温度上昇は低く、実用上問題とはならない。

特長も前述のように従来の粘着ブレーキでは期待できない格段の信頼性を有し、ブレーキ力の制御は自由であり、保守は不要である。

ただし、鉄道用途特有の問題点もあるので、以下に簡単に説明しておく。

3.1 磁気吸引力と磁極支持構造

ウズ電流式レールブレーキは、磁極・レール間に発生する磁気吸引力を考慮してその磁極支持構造を設計すべきである。

この磁気吸引力は、図 3.2 の傾向を示し、同一励磁アンペアターン

ウズ電流式レールブレーキ・衛藤・片岡

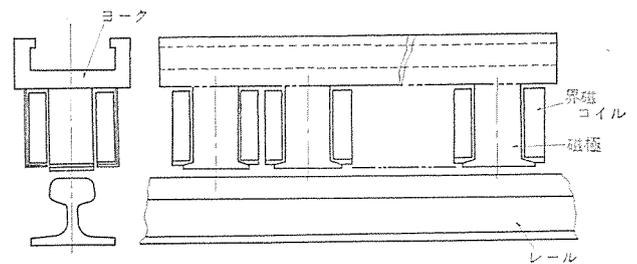


図 3.1 ウズ電流式レールブレーキ構造
Fig. 3.1 Construction of eddy current brake.

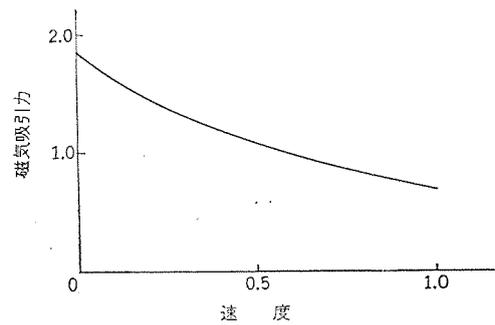


図 3.2 速度-磁気吸引力特性
Fig. 3.2 Speed-Attractive force characteristic.

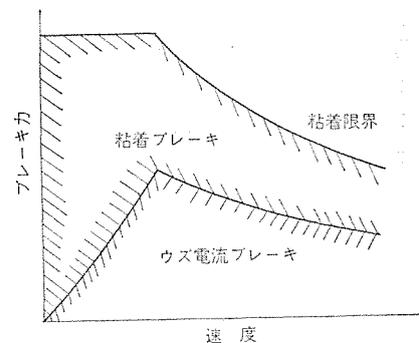


図 3.3 ブレーキ特性曲線
Fig. 3.2 Braking performance.

において、低速ではウズ電流が減少するため電機子反作用が減少する結果、磁極・レール間空ゲキ部の磁束密度が増加するので、この磁束密度の 2 乗に比例する磁気吸引力は低速になるにしたがい急増し、停止状態において最大となる。

そのため、磁極の支持部分はこの磁気吸引力に十分たえ得る強度に設計されていなければならない、場所的、寸法的にこれが困難であれば、ウズ電流ブレーキの使用速度範囲を制限し、ある速度以下においてはディスクブレーキなどにたよる方法を講ずる必要がある。

3.2 寸法制限と他種ブレーキの併用

ウズ電流式レールブレーキは、車両限界やレール寸法などによって発生可能なブレーキ力が制約される場合があり、また保安上の要求もあり、他のブレーキ方式と一般に併用し使用される。

その場合少なくとも常用ブレーキについては、併用ブレーキは全必要ブレーキ力からウズ電流式レールブレーキの制動力を差し引いた差額分だけを分担すれば良いので、粘着限度ギリギリまでブレーキをかけるときでも、たとえば、図 3.3 のように低速域を除けば粘着限度の 50% を使用することによって滑走の懸念の少ない状態で使用できるので、ウズ電流ブレーキによる信頼性の向上のみでなく、粘着ブレーキの信頼性も一段と向上できる。

併用ブレーキとしては、いろいろなブレーキが考えられるが、巧妙な方法として力行用直流電動機を発電機として、ブレーキ回路をつくり、その発電ブレーキ電流でウズ電流ブレーキを励磁する方式がある。

この方法によれば、特別な励磁用電源を必要とせず、また、ウズ電流ブレーキ用励磁コイルの抵抗を発電ブレーキ抵抗の一部としても使用できる。そして、発電ブレーキ抵抗を調整することによってブレーキ力は自由に制御でき、さらにウズ電流ブレーキ回路に分路抵抗を設けておけば、発電ブレーキとウズ電流ブレーキとのブレーキ力分担割合もこの分路抵抗を調整することによって容易に制御できる。

ただし、この方法は発電ブレーキ回路が故障した場合にはウズ電流のブレーキ力も発生できないので、注意を要する。

4. ウズ電流式レールブレーキモデル試験

新幹線が将来東京・博多間直通運転となるころ、最高速度は現在の200 km/hから250 km/hにスピードアップされると思われるが、そのときのブレーキ方式としてウズ電流方式のレールブレーキを発電ブレーキと組合せ併用する方式が、種々の面から最も実用性の高いブレーキ方式であることは、前項までに述べたとおりである。

当社は、ウズ電流ブレーキの性能を確認するために、高速車両を対象にしたウズ電流式レールブレーキのモデル試験装置を製作し、工場試験を進めてきた。

以下に、このモデル試験装置の概略を紹介する。

4.1 高速車用ウズ電流式レールブレーキ設計条件

(1) 制限寸法

車両機器であるということから、建築限界および車両限界を考慮して図4.1のような十分取付け可能な寸法のものとした。

(2) 空ゲキ長

空ゲキ長は、上記制限寸法内で得られるブレーキ力ができるだけ大なるためには、当然小さいほうが望ましいが、これは後述のモデル試験結果からもわかるとおり、磁極・レール間に作用する磁気吸引力とも密なる関係を有している。このため、空ゲキ長はウズ電流式レールブレーキの支持構造、レールの波打ち、路盤の軟弱などを考慮のうえ決定すべき重要な数値である。

(3) 速度範囲

前述の原理および後述のモデル試験結果からもわかるとおり、低速領域では吸引力のみ大でブレーキ力はほとんど得られない。

しかしウズ電流ブレーキの励磁電流を前述のとおり発電ブレーキ回路からとれば、発電ブレーキ電流は低速域では列車速度の低下ともなっていて減少するから、低速時の吸引力もあまり問題にする必

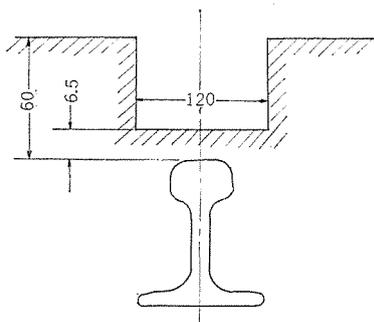


図 4.1 ウズ電流式レールブレーキの取付け許容範囲
Fig. 4.1 Installation tolerance of eddy current brake.

要がない。

以上の諸条件を考慮のうえ次の設計条件により試作を行なった。

1. 制限寸法 120×1,500 mm (図 4.1 参照)
2. 空ゲキ長 6.5±1.5 mm
3. 速度範囲 50~250 km/h
4. ブレーキ力 800 kg
5. 定格 120 sec
6. 絶縁 H種

4.2 モデル試験装置

このモデル試験装置の全景を図4.2に示す。

(1) 試験装置概要

ウズ電流式レールブレーキのモデル装置をトルクメータを介して、駆動用直流電動機に直結する。ウズ電流式レールブレーキの回転部分

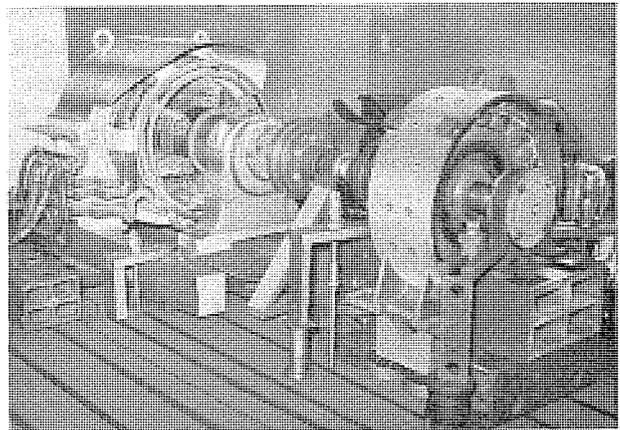


図 4.2 ウズ電流式レールブレーキモデル試験装置
Fig. 4.2 Testing set of rotary type eddy current brake.

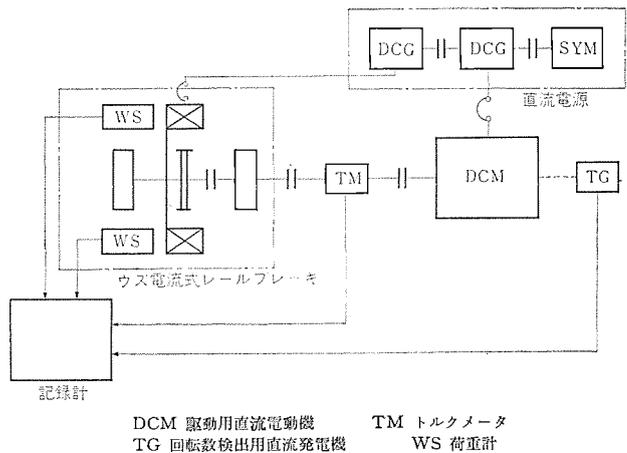


図 4.3 試験回路ブロック図
Fig. 4.3 Block diagram of testing circuit.

表 4.1 モデル試験結果
Table 4.1 Testing data.

励磁アンペアターン ブレーキ力特性 0~30 KAT/P	空ゲキ長 5, 10, 15, 20, 25 mm 速度 50, 150 km/h	図 4.4
速度 ブレーキ力特性 吸引力特性 0~150 km/h	空ゲキ長 5, 10, 15, 20, 25 mm 励磁アンペアターン 30 KAT/P	図 4.5
ブレーキ力 吸引力特性	速度 50, 150 km/h	図 4.6
空ゲキ長 ブレーキ力特性 吸引力特性 5~25 mm	励磁アンペアターン 30 KAT/P 速度 50, 150 km/h	図 4.7

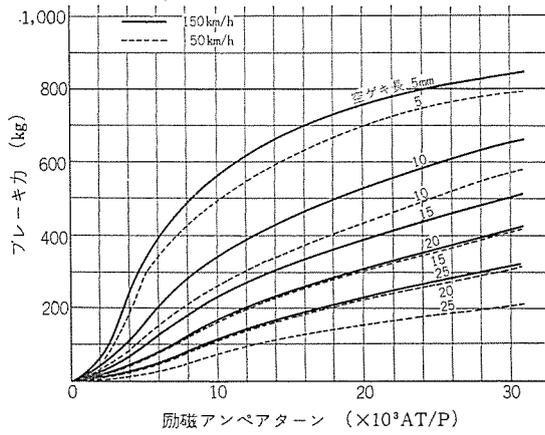


図 4.4 励磁アンペアターン-ブレーキ力特性 (空ゲキ長による変化)
Fig. 4.4 Amperturn-brake torque characteristics.

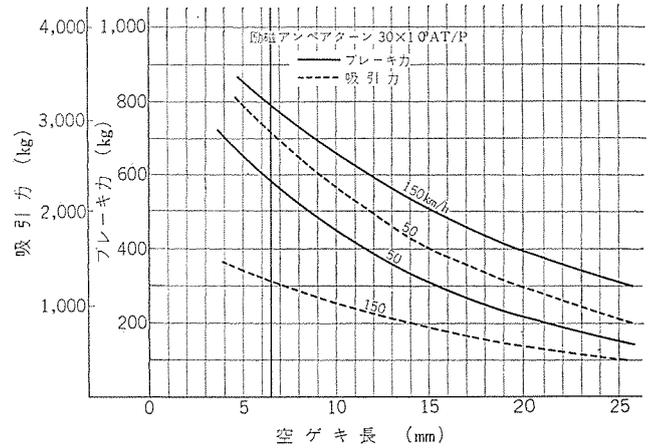


図 4.7 空ゲキ長-ブレーキ力, 吸引力特性
Fig. 4.7 Gap-brake force, attractive force characteristics.

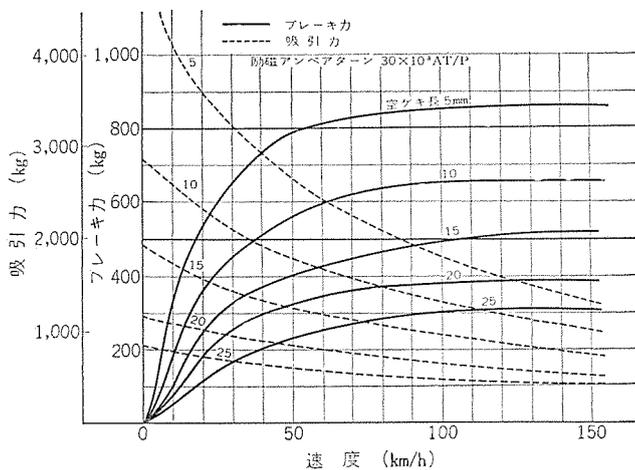


図 4.5 速度-ブレーキ力, 吸引力特性 (空ゲキ長による変化)
Fig. 4.5 Speed-brake force attractive force characteristic.

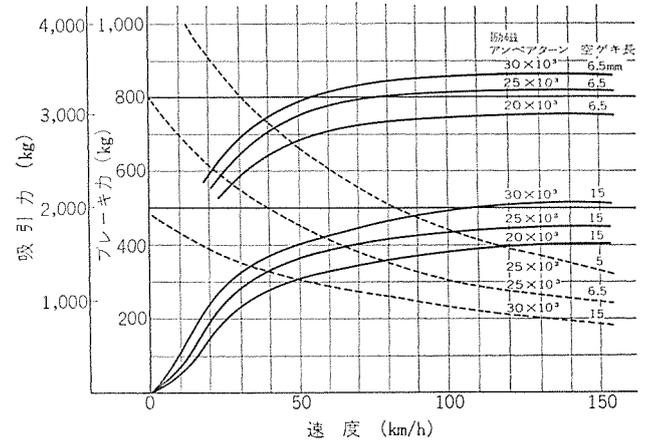


図 4.8 速度-ブレーキ力, 吸引力特性
Fig. 4.8 Speed-brake force, attractive force performance.

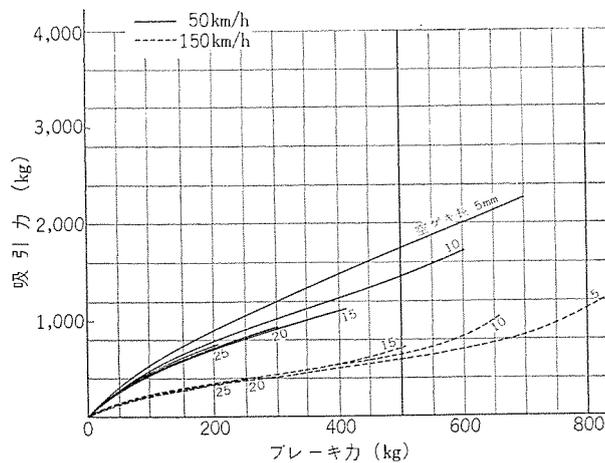


図 4.6 ブレーキ力, 吸引力特性 (空ゲキ長による変化)
Fig. 4.6 Brake torque-attractive force characteristics.

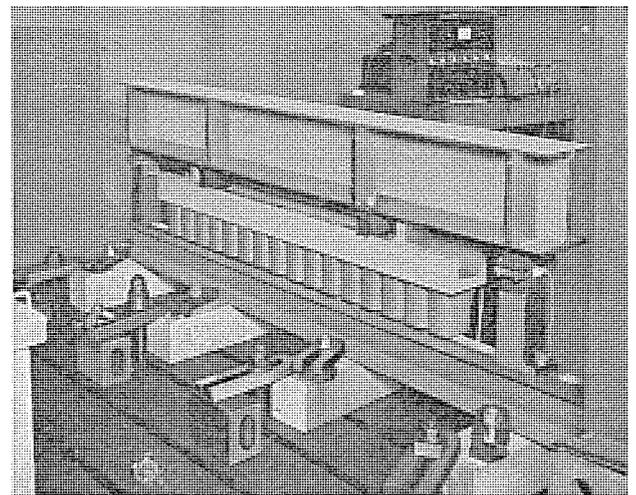


図 4.9 実物大モデル工場試験 (静止時吸引力測定)
Fig. 4.9 Testing set of linear type eddy current brake.

(レールに相当するドラム)は独立した軸受台によって支持し、フレームは固定せず、荷重計上にのせた状態で界磁コイルに直流励磁を与えながら、駆動用直流電動機で駆動し、そのときの回転数、制動トルク、磁気吸引力を測定する。

(2) モデル装置およびおもな計測機器

1. ウズ電流式レールブレーキモデル装置 1式
25 kAT/P 800 kg

2. 駆動用直流電動機 1台
300 kW 500 V 660 A 1,800 rpm
3. トルクメータ 1個
100 kg ストレンゲージ方式
4. 荷重計 2個
ストレンゲージ方式
5. 回転数検出用直流発電機 1個

80 V 1,200 rpm

(3) 計測回路ブロック図

図 4. 3 参照

(4) 試験結果

モデル試験装置の試験結果をまとめると表 4. 1 のとおりになる。

以上の試験結果から、図 4. 8 のようになり、所要のブレーキ力が十分得られることが、確認された。

このモデル試験結果をもとに、設計・製作した実物大モデルを、図 4. 9 に示す。

5. む す び

ウズ電流式レールブレーキモデル試験装置で、現在までに得られた試験結果をみると、レールブレーキ単体としては、与えられた制限寸法および前述の諸計画条件で、一応所要のブレーキ力が十分得られることが確認された。

また台車取付け構造上一番大きな問題である磁気吸引力につい

ては、実物大モデルを製作し、工場内で停止時の吸引力（前述のように、電機子反作用のため走行中よりもずっと大きな値となる）の測定も無事完了した。

今後さらに性能の向上はもちろんのこと、実際に台車に取付けた際の諸問題などを順次検討を加えていきたい。

なおこの文では、高速車両用のみを中心に記述してきたが、このようなウズ電流レールブレーキ方式は、高速車両のみに限らず、常用速度 100 km/h 程度の距離の短い都市間高速車両の、スピードアップ、または抑速ブレーキ用としても十分適用し得る方式であり、その出現が大いに期待される。

最後に、このような新しいブレーキ方式について十分な研究の機会を与えていただいた国鉄車両設計事務所、および鉄道技術研究所のかたがたに感謝の意を表して、本論をむすぶことにする。

参 考 文 献

- (1) 新良：AS ブレーキ「三菱電機技報」36, No. 8 (昭 37)

車両用ラインデリヤ

炭 庵 忠 一*

Linedelier for Railway Cars

Central Research Laboratory Tyuichi SUMIGAMA

In the modernization of railway cars and the elevation of services to the passengers, economical, effective and simple ventilation devices in the cars have come in demand. Mitsubishi has been supplying a good many ventilating fans for use in rolling stock by the name of Fandelier. Now, as a result of technical cooperation with the Firth Cleveland Co. in the United Kingdom, new products called Linedelier have been brought to completion. These are applications of Line flow fans-machines of entirely new type sending out wide and flaunt air currents. In the Linedelier, the air currents are further blown out toward any desired directions by periodic oscillation of the casing. They have been delivered to the Kinki Nippon Railway and the Japanese National Railways.

1. ま え が き

近年、車両の近代化、乗客へのサービス向上として冷暖房装置を備えた車両が一般化されつつあるが、通勤車、モノレール車、その他冷房までは必要としない車両では、経済的にして効果のある簡易車内通風装置の必要性が強く要求されている現状である。

当社の車両用ファンデリヤ、サイクルファンはこの目的のために長年、国鉄はじめ各私鉄において多数使用され、広くその経済性と実用性を認められ現在に至っている。

これら車両送風機の類に、今回英国 F. C. 社 (Firth Cleveland) との技術提携によるラインフローファンと称するまったく新しいタイプのファンを応用した車内送風機“ラインデリヤ”を完成し、その特異な送風特長は従来の概念を変えた機能、デザインを有し、近代化の車両にマッチした新製品として早くも注目を受けることになった。

このラインデリヤの開発は近畿日本鉄道株式会社との約1年間にわたる共同研究により完成したもので、今後の同社通勤車両は、すべてこの形式になる予定で、最初の製品は41年末に納入した。ここに開発研究結果をまとめ、ラインデリヤの概要を紹介する。

2. ラインデリヤの原理と特長

ラインフローファンの原形は1829年フランス人Mortierによって発明され、少数の製品化がされたが、その後軸流、フク(幅)流ファン等の発達によって影をひそめ、もっぱら特許上において各種の興味ある形状が紹介されてきたが、最近になってその独特な送風方式を生かした各種製品が家庭用、工業用に市販されるようになってきた。

このファンの名称は Transverse-flow fan, Line-flow fan, Cross-flow fan 等種々あるが、当社では Line-flow fan と呼んでいる。ラインフローファンは一般に使用されている軸流ファン、フク流ファンと比較すると図2.1のように形状および送風方式において大きな相違点を持っている。

ラインデリヤはこのラインフローファンの幅広い偏平な空気流を、さらに車内送風用として、吹出し口の方向を移動することにより風方向を自由に变化させ得ることを利用して、ケーシング部分のみ周期的に揺動させ、吐出分布範囲を広げ、実用に供するサービスエリアを得るようにしたものである。したがってラインデリヤの特長はライン

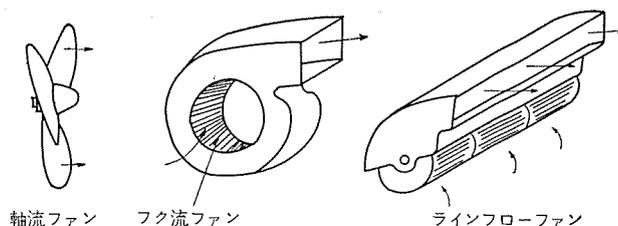


図 2.1 ラインフローファンの送風方式
Fig. 2.1 Blast system of line flow fan.

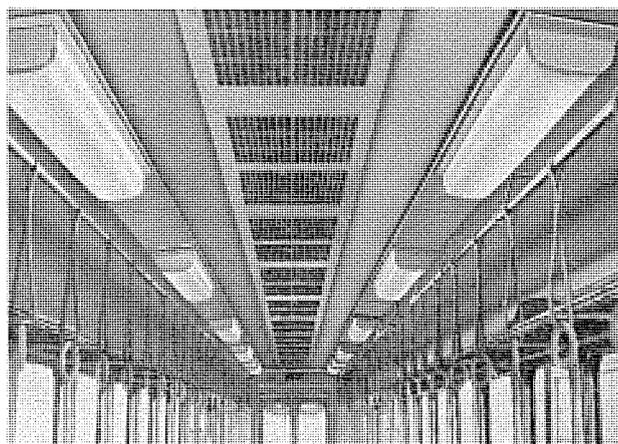


図 2.2 ラインデリヤ車体取付けの外観
Fig. 2.2 View of a room installed with Linedelier.

フローファンの特質であり、これを列記すると、

(1) まったく新しいタイプのファンで、モータも含めて細長くコンパクトにまとめられる。したがって車両天井埋込みができるため、車両天井部は冷房車並の新奇なレイアウトが可能。図2.2はその一例。

(2) 幅広い偏平な送風特性を持っているので、全幅にわたり均一な風速分布が得られる。車両通路方向に近接させて配置すれば、車内全体にわたってデッドポイントの少ない送風が可能。

(3) 断続的な送風が可能で、風流は脈動が少なく空気到達距離が長いので涼感がすぐれている。

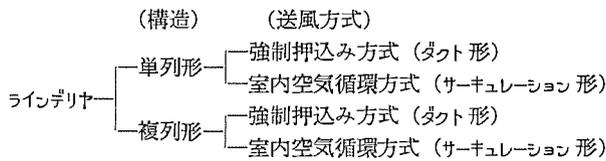
(4) 騒音は従来のファンデリヤに比べ5~10ホン低くできる。

(5) 風速に関係なく羽根長さを自由にとりうるため所望の大きさにできる。

しかし換気能力、適正風速、機構上の問題など従来のものに比べ不利な点もあり、今回の試作試験もこれらの解決をおもに検討を行なった。

3. 車両用ラインデリヤの形式、仕様

ラインデリヤの形式は構造および送風方式によって次のように分類される。



これらのアウトラインを図 3.1 に示す。

3.1 強制押込み方式

この方式は車外の新鮮な空気を通風器を通して強制導入し、車内の汚染空気を排除するように、吐出空気の逆流防止ガイドを持ち比較的高い静圧差での動作を可能にしている。逆流防止ガイドの構造上、一部室内空気循環を兼ねるのが普通である。複列形は単列形の倍の換気能力を有している。

3.2 室内空気循環方式

サイクルファンと同様に室内空気循環のみを目的とした無圧形で、比較的天井より室内に露出した形で使用するのが好ましい。換気

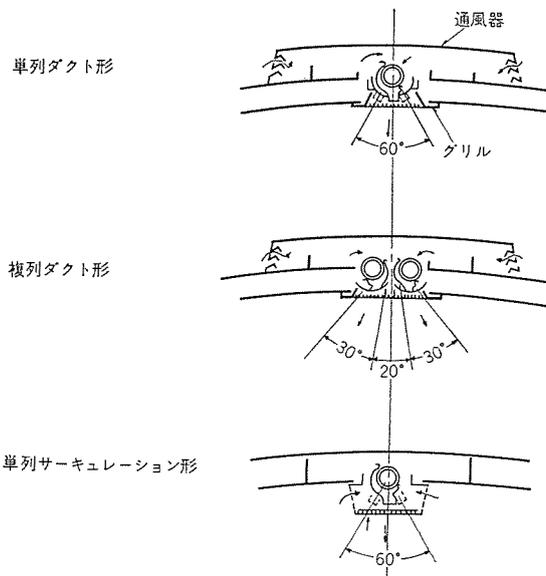


図 3.1 車両用ラインデリヤの形式
Fig 3.1 Forms of Linedeliey.

表 3.1 ラインデリヤ標準仕様
Table 3.1 Standard specification of Linedeliey.

形名	単列形		複列形
	LD-09RA	LD-10RA	LDW-09RA
電動機形式	全閉形誘導電動機		
電源	三相、二相3線、単相、100—200V		
入力 (W)	80	120	150
回転数 (rpm)	1,600	1,600	1,400
羽根形式	90φ 6連×2	100φ 6連×2	90φ 6連×4
首振り回数	4往復/min		
耐電圧	AC 1,700V 1分間		
絶縁抵抗	10MΩ以上 (500Vメガー)		
起動電流	300%以下		

は別の専用送風機で考慮する必要がある。

3.3 仕様

単列形、複列形の一般仕様を表 3.1 に示す。

4. ラインデリヤの構造

図 4.1, 4.2, 4.3 は各種ラインデリヤの外観写真であり、図 4.1, 4.2 は近鉄納め、図 4.3 は国鉄 マヤ 10 性能試験車に採用したものである。図 4.4 は代表的な単列ダクト形の外形寸法図である。

構造はモータ、羽根、ケーシング、取付ワック、取付緩衝部分およびグリルからなっており、モータは全閉形アルミ鋳物フレームを使用した両軸形で、一方の駆動軸に減速ギヤをかみ合わせている。両側のケーシングは減速されたクランクにロッドで結ばれているため、クランク運動によって左右 30° に揺動される。

モータの減速ギヤ、ケーシングの回転軸受は車両用として過酷な使用に耐えるよう、とくに、材質、精度に考慮を払った。また回転部分は羽根およびロッドに至るまで高級な玉軸受を使用した。

減速ギヤはモジュール 1.5 のウォームとウォームギヤの組合わせとし、減速比は後述の首振り速さと風速の関係より 1/400 とした。

羽根はサーキュレーション形の場合、使用温度は 40°C 以下と考えられ騒音に有利なプラスチック製で可能であるが、ダクト形の場合、通風器の下に置かれ 60°C にもなるため金属製とした。

ケーシングはラインローファン原形を修正応用し、首振りトルクの関係から軽量なアルミ板製とした。取付けワックは可動する羽根、ケーシングさらにモータを支えるため、堅牢な一体構造とした。

車体取付けは従来のファンデリヤと同じ緩衝ゴムを介して取付けるものとした。グリルはラインデリヤ本体または車体天井にヒンジで取付けられ、意匠にはとくに考慮を払い、風速分布の障害にならないよう車体長手方向に合わせ、クロームメッキワイヤを直線状に配した。

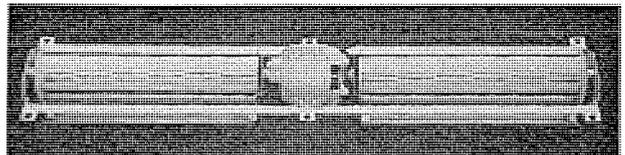


図 4.1 単列形ラインデリヤ
Fig. 4.1 Single type Linedeliey.

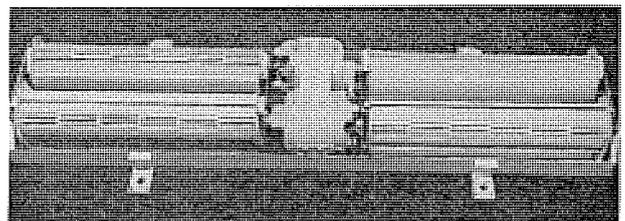


図 4.2 複列形ラインデリヤ
Fig. 4.2 Double type Linedeliey.

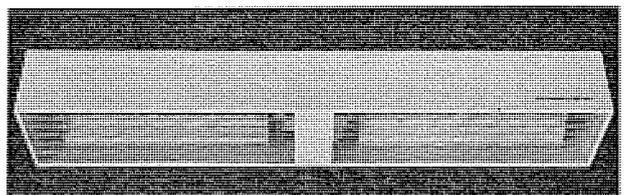


図 4.3 単列サーキュレーション形ラインデリヤ
Fig. 4.3 Single circulation type Linedeliey.

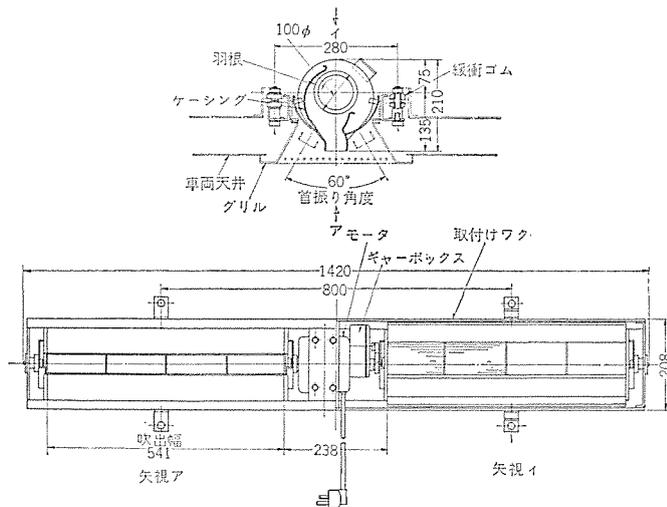


図 4.4 LD-10 RA 形ラインデリヤ外形寸法
Fig. 4.4 Outline dimensions of type LD-10 RA Linedeliera.

5. 特性

ラインデリヤの実用特性はラインフローファンの幅広い偏平な送風特性を、いかに車内送風用として、乗客に満足な涼感を与え得るか、車体構造と関連させその配風特性、車内換気量、騒音等の検討にあり、許される諸条件下で理想的な仕様を見出す必要がある。以下は 100φ 単列ダクト形ラインデリヤの特性検討結果の要約である。

5.1 首振り速度と風速の関係

夏期における人間の涼感発汗作用にあり、温度・湿度・風速に影響されることは言うまでもなく、扇風機は風速の効果のみを利用したものである。ラインデリヤもまた換気作用による温度・湿度の調整もあるが、やはり本来の目的は風速であり、適正風速が必要となる。その値は涼感、髪の乱れなどを考慮すると 60~210 m/min 程度と推察される。

ラインデリヤは一般の扇風機、サイクルファンと同じく間ケツ(駄)送風をするものであり、首振り時の風速は、首振り静止状態と比較して実感的にも相当の違いをもっている。一般に噴射方向が動きつつある噴流による風速は、噴射方向が一定のものより小さく、その減少率は噴流の幾何学的形状、あるいは噴射方向の動く速度に大きく影響される。この現象はホースから噴出する水流が静止時から向きを変えつつあるときのほうが、その到達距離が短いことから容易に推察できる。

この効果を実際にラインデリヤを車体に取付け、羽根回転数を一定に保ち、首振り速度のみを変えた実測結果を図 5.1 に示す。

送風サイクルの決定は風速の低下のほかに、風速の恩恵に浴する時間的な人間感覚の問題があり、個人差もあって、理想条件が明確でなく、風速の大小、試乗の感覚も含め判断し、毎分 4 往復の首振りサイクルを適当とした。この首振りサイクル時の時間に対する風速変化をサーミスタ風速計と記録計を併用した測定結果を図 5.2 に示す。

5.2 風速分布

車体中央に一列に通路方向に配置した場合の、窓々方向、通路方向の風速分布を図 5.3 に示す。

5.3 サービスエリア

乗客が涼感を覚える風速の存在領域は、ラインデリヤでは一台あた車両用ラインデリヤ・炭電

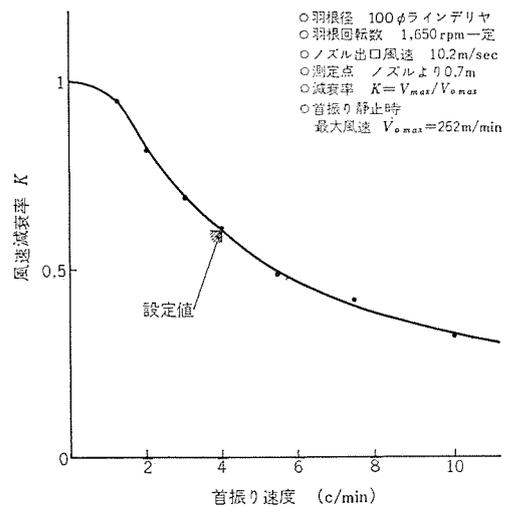


図 5.1 首振り速度に対する風速の変化
Fig. 5.1 Oscillating speed vs. air velocity.

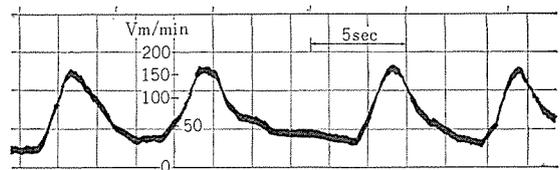


図 5.2 風速の経時変化
Fig. 5.2 Variation of air velocity with elapsed time.

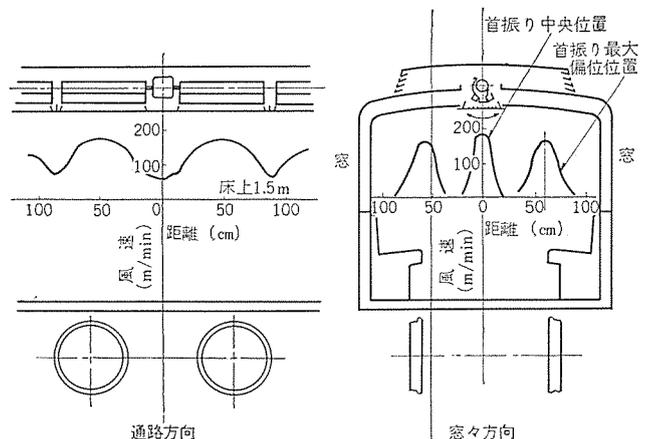


図 5.3 風速分布曲線
Fig. 5.3 Velocity distribution curves of Linedeliera.

り窓方向 1.5~1.8m、通路方向 1.5m の長方形であり、従来の 40 cm ファンデリヤでは直径 1.5m の円形である。この比較はファンデリヤの連続送風とラインデリヤの間ケツ送風の違いはあるが、サービスエリアそのものはラインデリヤのほうが大きい。さらにラインデリヤのすぐれているのは、ファンデリヤのように中心部の無風域もなく、風速も均一化していることであり、一車両の取付け台数を 12 台位に近接して取付ければ、車内の無風域はほとんどなくすることができる。

5.4 車体構造と換気量の関係

換気量はラインデリヤの単体性能に加え、車体構造に影響されるところが大きい。ラインデリヤを車体に取付けた場合の風路構成は、図 5.4 に示すとおりである。羽根には通風器を経た外気(フレッシュエア)と、灯器カバー回りやファン回りを通る循環空気(サーキュレーション)がまじって流れ込み、流れ込んだ空気は羽根によって静圧と速度風圧を与えられ、ケーシングノズルより車内に吹き出される。吹き出された空気は窓のスキ間や、その他車体間隙から車内圧に

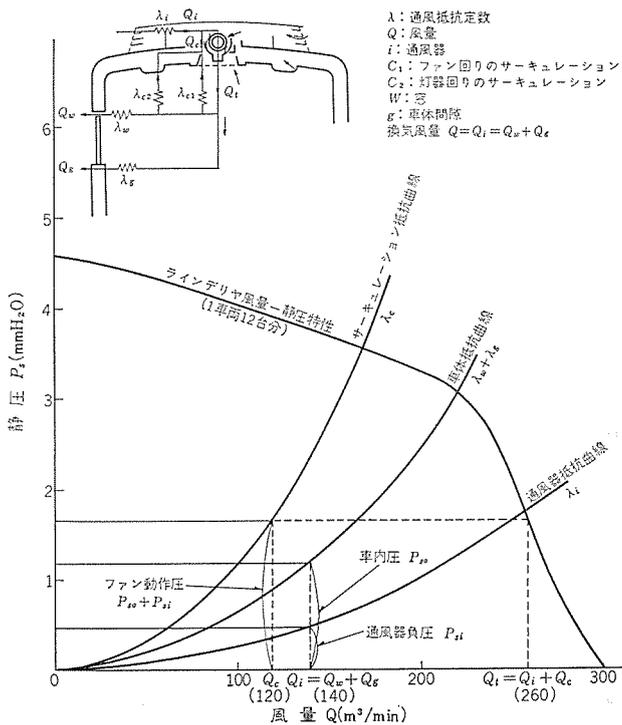


図 5.4 通風抵抗と換気量の関係
 Fig. 5.4 Airduct resistance vs. ventilating volume.

よって押し出されるものと、ふたたび灯器カバー回りやファン回りを経て吸入側にもどる、再循環空気にわけられる。

この空気回路において通風器を経たフレッシュエアと、車体間隙よりもれる空気は当然のことながら同一量であり、この量が換気量であって、羽根の通過風量ではない。したがって換気量はファンの送風能力に加え、車体通風抵抗の大小によって決定されるため、車体構造は通風抵抗の少ないものが好ましい。しかし通風器では雨水の侵入防止、室内側でも種々の制約により開口面積を多くとれないなど車体構造上の問題があり、これらを考え合わせてラインデリヤの性能、所要台数を決定せねばならない。

図 5.4 のグラフはラインデリヤの風量-静圧曲線と風路系の相互関係を示し、換気量の一例を示す。

換気量を増す方策として、サーキュレーションをゼロにすることはできないが可能な限り少なくすれば、フレッシュエアの量を多くすることができる。しかしここで注意を要することは、羽根の全通過量は減り、風速の減少をきたすことであり、ここでも風速と風量の吟味を必要とする。

5.5 騒音

ラインデリヤの騒音は従来のファンデリヤに比べ、5~10ホン低く車

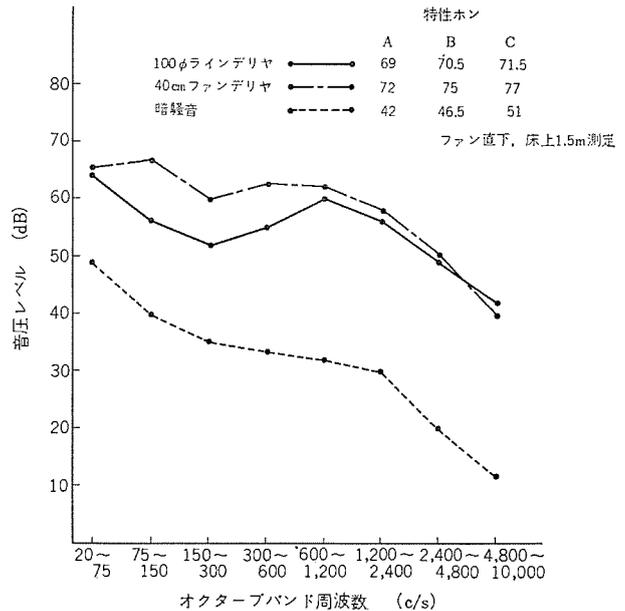


図 5.5 騒音特性
 Fig. 5.5 Characteristics of noise.

内騒音にきわめて良い結果を得た。騒音の成分は図 5.5 に示す。オクターブバンド周波数分析でわかるとおり、低音域が低く、高音域はむしろファンデリヤより高い。このことは低音の耳ざわりな音に比べ、軽快でクールな音であり好ましい傾向である。

5.6 走行時の特性

現車試験の結果では走行によって、換気量・風速・騒音などの顕著な変化は認められず、通風器の吸気口を、直接、走行による速度風圧を受けないよう配慮すれば問題ないものと思われる。

6. む す び

以上ラインフローファンの車両用への一応用機種として、ラインデリヤを紹介したが、このほかにヒータあるいはクーラ等と組み合わせたり、断熱用としてドアのエアカーテンに使用するなど無限の用途があり、これら実用化のためにはさらに高風圧、高効率のラインフローファンの開発が必要である。

ラインデリヤについては開発の日も浅く、従来の経験を生かし十分検討を行なったものではあるが、なお不十分な点もあり、各方面のご批判をいただき今後とも改良研究の努力を続けたいと考えている。

おわりに、このラインデリヤ開発にあたり種々ご指導、ご協力をいただいた近畿日本鉄道車両部、技術研究所の関係者各位に厚く感謝の意を表する次第である。



特許と新案

エレベータ制御装置

発明者 宮城 晃・高村 明・安西 伸夫

この発明はエレベータ駆動装置の過負荷を防止するエレベータ制御装置に関するものである。エレベータ用回転機の動作状態は図1に示されるとおりであり、abcはエレベータが上昇する場合を、defは下降する場合を示している。またa、dは零負荷の場合を、b、eはバランス負荷の場合を、c、fは重負荷の場合を示す。図から明らかなように零負荷、バランス負荷の場合は電圧曲線1に対し電流曲線2の方が小さいが、重負荷の場合は、大電流が流れ、回転機を小形にすると先頭負荷に耐えられなくなる。

零負荷、バランス負荷時にはエレベータは図2gのように着床するが、重負荷時にはhのように着床位置がずれる。この着床位置を補正するには、点Aにおけるエレベータの速度を V_1 としてiのように着床させればよい。

したがって、エレベータ運転の初期において、あらかじめ減速時に重負荷状態が生じることがわかれば、

- (a) 最高速度を V_1 までにしか上げない。
- (b) 減速度を V_1 に対応して下げる。
- (c) 加速度を V_1 に対応して下げる。

の処置をとれば、目的の着床点に着床することができる。

この発明の要点は、荷重を検出しその荷重に応じ上記 V_1 を決定し、エレベータの運転方向を知って加減速度を制御することである。この要点に基づいて次の三つの制御形態が考えられる。

- (1) 上記(a)(b)の処置をとる。
- (2) 上記(a)(c)の処置をとる。
- (3) 上記(a)(b)(c)の処置をとる。

いま、エレベータ駆動装置が重負荷で下降するときの減速時の先頭負荷に耐えられない場合には、(1)の制御形態をとればよい。また重負荷で上昇するときの加速時の先頭負荷に耐えられない場合には、(2)の制御形態をとればよい。また上記いずれの場合にも耐えられない場合には、(3)の制御形態をとればよい。

次に、この発明の実施例を図3に示して説明する。速度制御回路(111)は荷重検出装置(113)の出力を受け、その値に応じた最高速度 V_1 を決定しその信号を界磁制御回路(110)に送る。一

方、速度検出装置(107)の出力は界磁制御回路(110)にフィードバックされ、速度制御回路(111)からの値と比較し、電動機が最高速度 V_1 になるように制御する。

(特許第452646号)(岡上記)

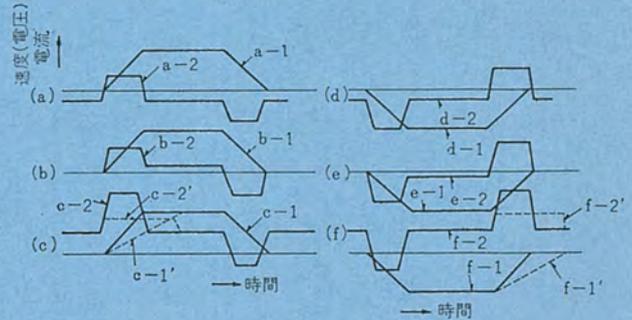


図1

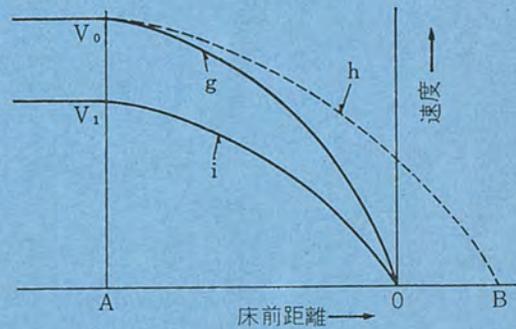


図2

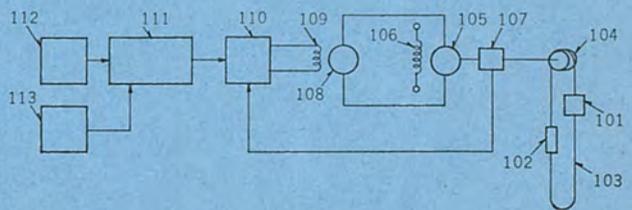


図3

列車制動装置

発明者 小原 太郎

この発明は列車制動装置に関するものである。列車のブレーキ距離を短縮するため、従来では、高減速度の採用や空走時間の短縮がとられ、空走時間の短縮については大幅な改善がなされているが、高減速度の採用に関しては、レール面と車輪間の粘着係数

による減速度の問題があり、相当余裕を持たせた減速度が採用されていたので、ブレーキ距離短縮の余地がまだ残されている。

一般に減速度 β (km/h/s)、ブレーキ力 B (kg)および電車重量 W (ton)の間には、 $\beta = \frac{B}{31.1 W}$ の関係が成立する。一方、粘着係数

$\mu = \frac{B}{W} \times \frac{1}{10} (\%)$, したがって $B = \frac{\mu}{31.2}$ となり, μ と B とは走行抵抗を無視すると一義的な関連がある. また μ は高速になるにつれて低くなり, レールの状態によっても左右されるので, ブレーキ距離を短縮するには, 粘着限界いっぱいの減速度でブレーキを作用させれば, 理論上最短のブレーキ距離となしうる. したがって μ を実験的に十分にはあくして, 図 1 に示すように粘着係数パ

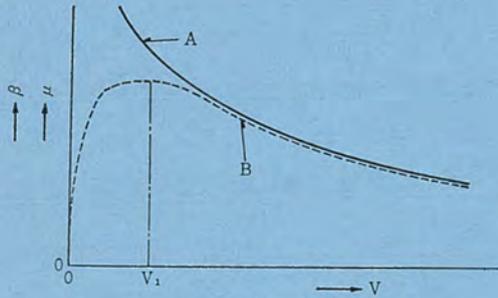


図 1

ーン A を設定し, このパターン A を越えないような減速度パターン B を与える. このように粘着限度いっぱいの減速度を減速度パターンとすることにより, 滑走などの事故を防止するとともに最短のブレーキ距離を実現し, 停止直前では減速度を小にして乗ごちを良好になしうる.

図 2 は上記原理を応用したこの発明の実施例を示し, 粘着係数パターンをあらかじめ発生器(3)に印加し, 上記パターンの検出器(1)からの入力に対応した信号, すなわち減速度出力 B をブレーキ装置(4)に加えて, 粘着係数パターン A に沿った減速度をうる. またパターン可変器(2)は, 発生器(3)に記憶させるパターンを変化させるものである. (特許第 455589 号) (岡上記)

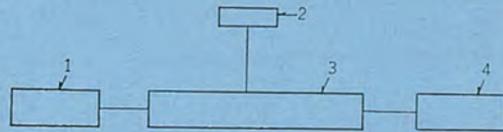


図 2

複合特性を有する継電装置

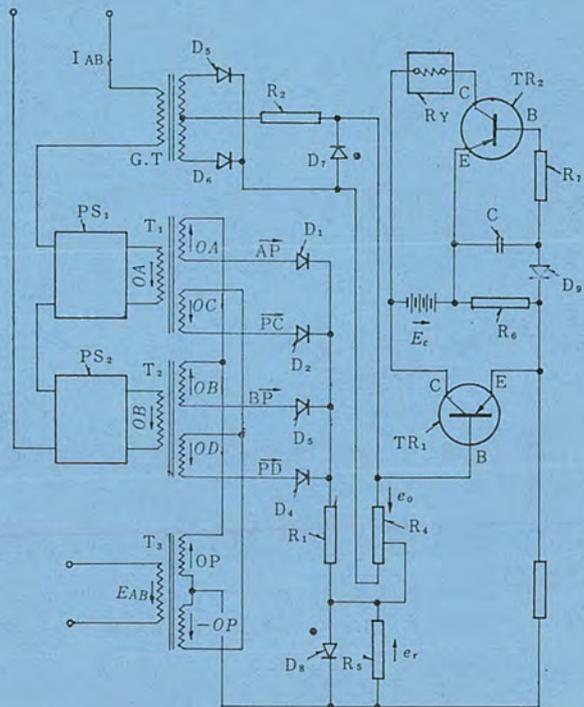
発明者 藤井 重夫・北浦 孝一

この発明は, 電流複素平面, または電圧複素平面に表示した動作特性が, 任意所望形状の領域にある複合特性継電装置に関するものである. すなわち, 保護すべき線路上の一点における電流に対して, 予定の位相にある複数個の基準ベクトルを導出し, 電圧を表わす変動ベクトルとの差を作り, それらの各相互間の位相差により, 変動ベクトルの先端が動作領域内にあるかどうかを判断するようにしている. 変動ベクトル先端が動作領域内にあれば, 判別用ベクトルの隣接する二つが作る角が, いずれも 180 度より小さくなり, 領域外にあるときは, これらの角のうちの 하나가 180 度より大きくなるのである.

保護すべき送電線の 1 点からの電流 I_{AB} を, 空ゲキ付変成器 GT を通して 2 個の移相回路網 PS_1, PS_2 に送る. 回路網 PS_1 は, 変成器 T_1 が電流 I_{AB} より予定の角度だけ進んだ電流 OA と, これと 180 度ずれた電流 OC とを発生するように電流を進相させ, 回路網 PS_2 は, 変成器 T_2 が電流 I_{AB} より予定の角度だけ遅れた電流 OB と, これと 180 度ずれた電流 OD とを発生するように電流を遅相する. そして変成器の二次側を図のように接続して判別用ベクトル AP, PC, BP, PD に相当する電流 AP, PC, BP, PD を作り, それぞれ整流器 D_1, D_2, D_3, D_4 で整流して並列に抵抗器 R_1 を通して R_3 に結合する. いま, 変動ベクトル OP の先端が動作領域外にあれば, 隣接する判別用ベクトルのなす角が, いずれも 180 度より小さく, 抑制電圧 e_r は連続する. したがって継電器 R_Y は動作しない. しかし変動ベクトル OP の先端が動作領域内にあれば, 隣接する判別用ベクトルのなす角の 하나가 180 度より大きいから, これらの電流波形の中間の期間では抑制電圧 e_r

はゼロになり不連続となる. したがってその期間 $e_0 - e_r$ が正になり, コンデンサを充電し, トランジスタ TR_2 を導通させて, 継電器 R_Y を動作させる.

(特許第 317865 号) (太田記)



ME-2H301 形 2Gc 帯 多重無線機

阿部 修*・嶋田 正**・陶山 昌雄**

Type ME-2 H 310, 2 Gc Band Radio Equipment for Multiplex Communication

Communication Equipment Works Osamu ABE・Tadashi SHIMADA・Masao SUYAMA

For all solid transmitter and receiver of high reliability and small power consumption Mitsubishi has developed type ME-40, 400 Mc band 24 CH radio equipment, and Type ME-30, 7 Gc band 480 CH radio equipment, and put them into practical use. Recently Type ME-2 H 301, 2 Gc band 300 CH radio equipment has been further added to them. The equipment is provided with semi-conductor elements such as transistors and varactors on its electronic circuit and built into all solid transmitter and receiver. All the parts including switches except hand operated one and relays are made contactless. Particularly on a transmitter is used a multiplying converter (MUL-CON) built of technique unique to the company. The article deals with these points in details together with other marked features.

1. ま え が き

高信頼度、低消費電力および小形化を特長とする全固体送受信装置としては、当社ではすでに ME-40 形 400 Mc 帯 24 CH 方式⁽¹⁾、ME-30 形 7 Gc 帯 480 CH 方式送受信装置⁽²⁾等を開発実用化しているが、今回 2 Gc 帯 300 CH 全固体送受信装置を新たに開発し、実用化の段階にはいったので、ここでその概要を報告する。

2. 概 要

本装置は、すべての電子回路にトランジスタ、ダイオードなどの半導体素子を使用し、また手動スイッチ以外のすべてのスイッチ、リレーな

ども無接点化した、全固体送受信装置である。とくに送信マイクロ波発生部に当社独自の技術になる ティ(通) 倍変換器を採用し、半導体技術では他に類を見ない高効率、高出力を得ている。

また本装置は電話 300 CH の中距離 (600 km) 伝送用として設計され、1,850 Mc~2,300 Mc の間の指定周波数で動作する。中継はヘテロダイン方式が標準で、打合わせ電話および局監視信号は水晶制御 FM 変調器 (VCXO) より送信局発部へソウ(挿)入できる。予備方式は 1:1 のセツ予備を標準とする。

中継装置の系統図は図 2.1 に示すとおりで、受信入力信号は、広帯域サーキュレータを用いた送受共用回路、現用・予備入力分配のハイブリッド、受信帯域ロ波器を経て、受信周波数変換器にて 70 Mc の中間周波信号に変換され、続く前置中間周波増幅器、主中間周波増幅器、後置中間周波増幅器で増幅される。

次の送信 ティ 倍変換器 (MUL-CON) で送信局発周

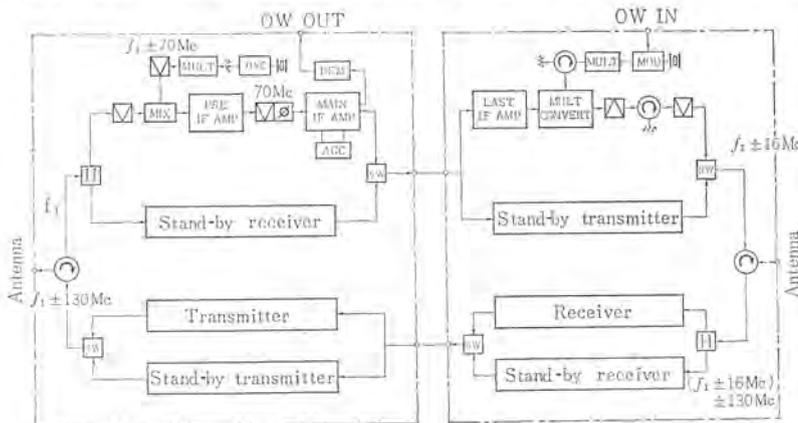


図 2.1 中継装置系統図
Fig. 2.1 System diagram of relaying equipment.

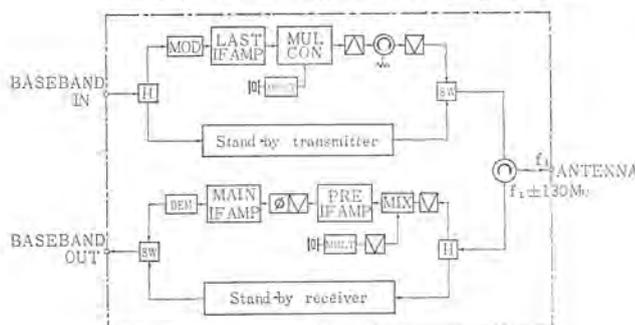


図 2.2 端末局構成系統図
Fig. 2.2 System diagram of terminal station constitution.

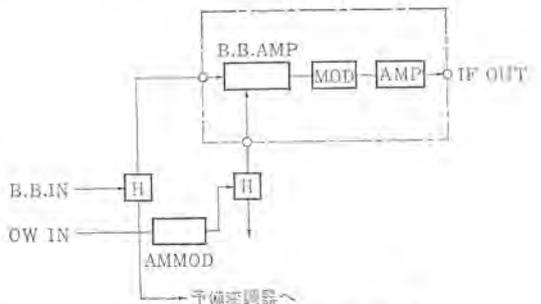


図 2.3 変調装置系統図
Fig. 2.3 System diagram of modulator.

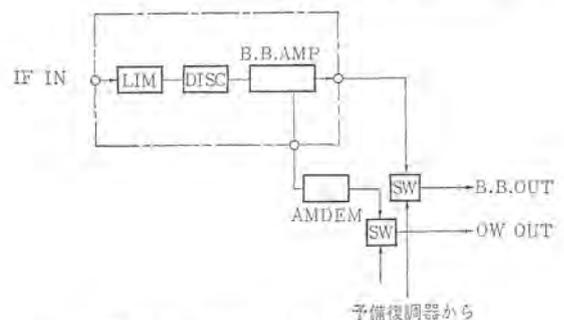


図 2.4 復調装置系統図
Fig. 2.4 System diagram of demodulator.

波数をテイ倍すると同時に、これと増幅された中間周波信号とを混合して送信波信号を発生する。送信波信号は送信局発周波数阻止のための帯域阻止 \square 波器、サーキュレータ、送信帯域 \square 波器、現用・予備切換スイッチ、サーキュレータを経て外部アンテナ端子へ送り出される。

打合わせ電話は水晶制御 FM 変調器 (VCXO) で変調され、送信局発テイ倍器および送信テイ倍変換器にて所要の周波数偏移とし、多重電話信号の下部帯域 (30 kc~60 kc) を使用する。また復調は主中間周波増幅器より分岐された中間周波信号を復調器に掛けて打合わせ信号をうる。

端末局における装置構成は図 2.2 に示すように、中継装置に変調装置および復調装置を付加した構成となる。

変調装置の系統は図 2.3 に示すように、ベースバンド増幅器、バリキャッチによる周波数変調器および増幅器より構成し、入力ベースバンド信号は現用、予備装置へハイブリッドにより分配する。また打合わせ信号は多重電話信号の下部帯域 (30 kc~60 kc) に配置し、ハイブリッドにより現用、予備の各変調器へ分配する。FM 変調器は AFC 装置を必要とせず、電圧、温度補償用ダイオードにより十分な周波数安定度を得ている。

復調装置の系統は図 2.4 に示すように、IF リミッタ、ディスクリミッタにより復調し、ベースバンド増幅器で所要レベルに増幅する。打合わせ信号はベースバンド増幅器より分岐し、振幅復調する。多重電話信号および打合わせ信号の現用、予備装置の選択はそれぞれの切換えスイッチにより行なう。

3. 装置の特長

(1) マイク波電力はすべてパラクタによるテイ倍または周波数変換により得られ、とくに受信局発回路にはステッラリカパダイオード (SRD) による高次テイ倍 ($\times 20$)、送信マイク波発生回路に 1 本のパラクタによるテイ倍変換器 (MUL-CON) を採用したので、高能率、回路構成の簡素化、経済性などの諸点ですぐれている。

また中間周波回路、ベースバンド回路、テイ倍励振回路、電源部、制御監視回路などすべて、トランジスタおよびダイオードにより固体化している。したがって従来の真空管式、半固体化送信装置にくらべてはるかに小形で、消費電力も少なく、安定で信頼度も向上している。

(2) 実装方式は、マイク波同軸回路を除き、すべてララダインパネル方式をとり、またマイク波同軸回路は送信同軸回路、受信同軸回路のそれぞれの現用、予備を各取付け板に配置し、各部位に着脱可能である。したがって、パネルおよび同軸部品の交換保守作業がきわめて容易である。

(3) 高周波部には小形のサーキュレータを多く使用し、接続による不整合反射を吸収して、動作の安定を計っている。

(4) 送信および受信局発振波は水晶発振周波数を基準としており、また 70 Mc 変調器出力波は温度、電圧の変化を半導体素子で補償安定化しているため周波数安定度がすぐれている。

(5) 打合わせ回線の上帯域を利用して標準フレームにカードまたはシートを実装した標準 7 項目の遠方監視装置を送受信装置に付加できる。

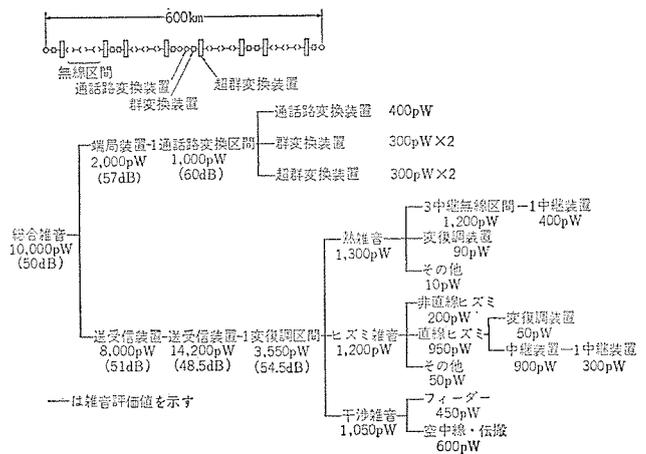
(6) 消費電力が少ないので、蓄電池浮動方式により容易に無停電運転が可能である。

4. 標準回線および雑音配分

本装置は 300 CH 多重電話の中距離 (600 km を標準とする) 伝送を目的とするが、300 CH 以下の多重電話伝送を行なう場合は、信号対雑音比 (S/N) を劣化させずに信号伝送距離を延長できる。

300 CH 電話伝送のときの本装置の標準回線および雑音規格を表 4.1 に示す。

表 4.1 300 CH 伝送雑音配分 (600 kW)



5. 主要性能

本装置の主要性能は次のとおりである。

一般

中継方式	表 4.1 による
伝送容量	300 CH
伝送距離	600 km
総合信号対雑音比	50 dB (評価値)
周囲条件 温度	-10~+40°C
相対湿度	30~90%

中継局用送受信装置

送受信周波数	1,850~2,300 Mc 帯の 2 波 (2.7 GC 帯においてもこれに準ずる)
送受信周波数間隔	130 Mc
隣接周波数間隔	16 Mc
送信周波数安定度	$\pm 1 \times 10^{-4}$ 以内
送信出力	500 mW 以上
雑音指数	10 dB 以下
中間周波数	70 Mc
中間周波帯域幅	12 Mc (3 dB down)
中間周波入出力レベル	+4 dBm (75 Ω UB)
AGC 特性	-40 dBm~70 dBm にて偏差 1 dB 以内
入出力 VSWR	1.2 以下
打合せ信号帯域幅	300 c/s~3.4 kc
打合せ信号入力 インピーダンス	600 Ω B
打合せ信号入力 レベル	-8 dBm
警報信号帯域幅	30 kc~60 kc
電源電圧	-24 V, +20%, -10%

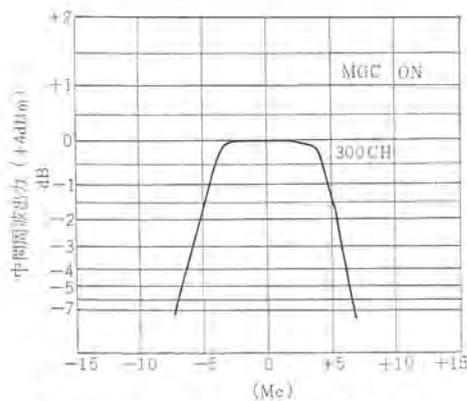


図 5.1 IF- μ -IF 振幅周波数特性
Fig. 5.1 IF- μ -IF amplitude frequency characteristic.

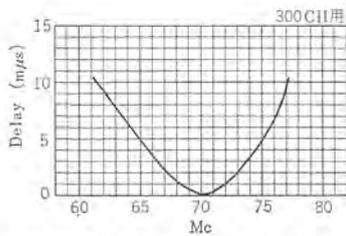


図 5.2 IF- μ -I-F delay 特性
Fig. 5.2 IF- μ -IF delay characteristic.

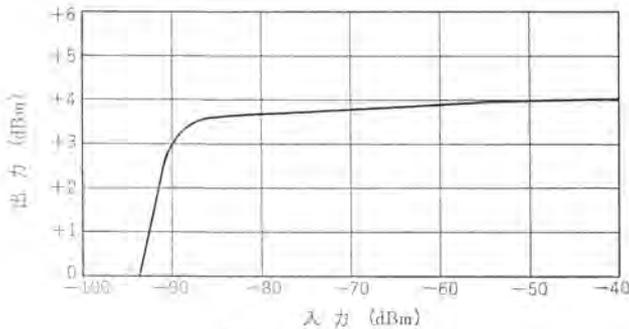


図 5.3 AGC 特性
Fig. 5.3 AGC characteristic.

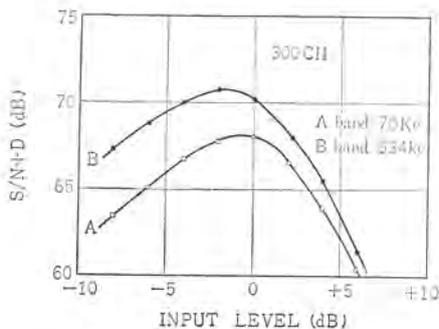


図 5.4 雑音負荷特性
Fig. 5.4 Noise load characteristic.

消費電力	約 95 W
端局用送受信装置	
中継局用送受信装置に下記の特性が追加される。	
信号帯域幅	60 kc~1.3 Mc
入力レベル	-25 dBm/CH
出力レベル	-15 dBm/CH
周波数偏移量	200 kc rms/CH
入出力インピーダンス	75 Ω UB

送信周波数安定度	$\pm 1 \times 10^{-4}$ 以内
微分特性	3% (± 5 Mc) 以下
スケッチ動作レベル	-70~-85 dBm (に設定可能)
電源電圧	-24 V, +20%, -10%
消費電力	約 100 W

300 CH 電話伝送用送受信装置の IF- μ -IF の周波数特性は図 5.1 に示すが、使用伝送容量の異なるときは相応する中間周波ブロックフィルタをそう入することにより構成できる。これに対応する Delay 特性を図 5.2 に示す。この特性はほとんど中間周波数帯域濾波器の遅延特性によって定まっている。後置中間周波増幅器、送信テイ倍変換器は十分に広帯域に設計されているので、遅延特性はほとんど問題とならない。

AGC 特性は図 5.3 のように主中間周波増幅器の出力は入力 -40~-80 dBm の間でほとんど一定である。

変復調装置の雑音負荷特性を図 5.4 に示す。

6. 構造

架構造は幅 520 mm、奥行 225 mm、高さ 2,000 mm の鉄架で、送受信装置の 2 システムを実装する。従来の架に比べて架上部の取扱い操作が容易になっている。すべての部分は前面から保守できる構造なので、Back-to-Back および Side-to-Side 設置が可能である。送受信部、電源部および制御部のほかに保守に必要な計器盤、遠方監視回路を実装できるように考慮されている。

送受信部パネルは幅 480 mm、奥行 100 mm、高さ 50 mm または 75 mm で、ファスナ着脱によるララグイン方式である。

これらのパネルはトバラ(扉)構造のフレームにとりつけてあり、パネル単体をララグインに着脱できるほか、動作状態のままこのフレームを開き背面にとりつけた高周波部を容易に点検することができる。

制御および遠方監視部はカードまたはショート化して高さ 150 mm の標準フレームに実装している。架実装を図 6.1 に示す。



図 6.1 ME-2 H 301 形 2 Gc 帯多重無線機外観
Fig. 6.1 Exterior view of type ME-2 H 301 2 Gc band multiplex radio equipment.

7. 主要回路の説明

7.1 局部発振部

局部発振部は水晶発振器、電力増幅器および周波数テイ倍器より構成されている。水晶発振器は VHF 電力増幅用トランジスタに

より所要のテイ倍励振電力まで増幅される。当社ではおよそ50~100 Mcの水晶原振を使用した1 Gc帯までを基本モジュールとし、これに所要次数の周波数帯のモジュールを積み上げてゆく。ビルディング・ブロック方式をとっている。送信局発振器はこの形式による。

また受信局発振器には、10~100次の高次テイ倍が可能なステップリカバリーダイオード(Step Recovery Diode, SRDと略)を使用し、原発振周波数を一挙に20テイ倍を行ないマイクロ波電力を得ている。図7.1にテイ倍部のレベルダイヤを示す。

7.2 送信周波数テイ倍変換器

マイクロ波電力の周波数変換器としてパラクタの非線形容量を利用して、周波数テイ倍と周波数変換を同時に行なう、いわゆる周波数テイ倍変換器⁽³⁾(Multiplier and Converter, MUL-CONと略)を新たに開発し、実用化した。

MUL-CONの内部構造は図7.2に示すように、入力回路は集中定数、出力回路およびアイドラ回路は分布定数回路で構成されており、またIF入力部はチョーク構造によってマイクロ波の漏エを防いでいる。

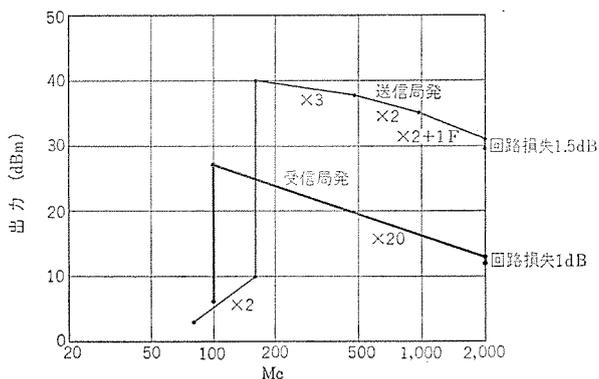


図7.1 周波数テイ倍変換部レベルダイヤ
Fig. 7.1 Frequency multiplication converting section level diagram.

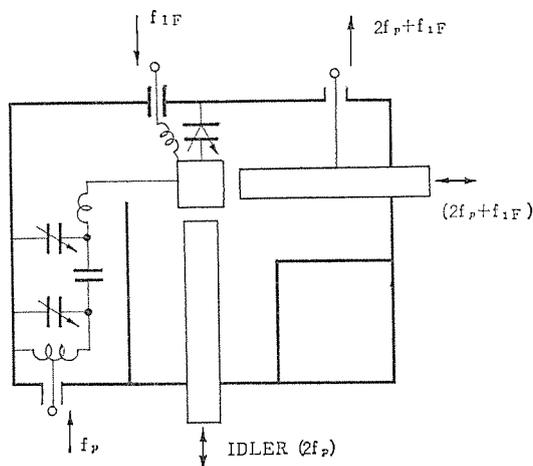


図7.2 2 Gc MUL-CONの構造
Fig. 7.2 Construction of 2 Gc multi communication.

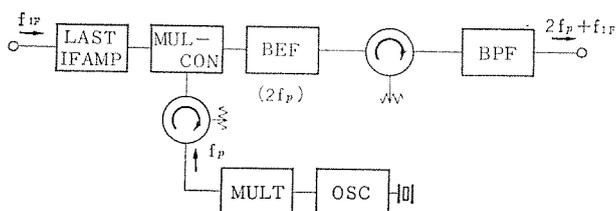


図7.3 2 Gc帯MUL-CON回路系統図
Fig. 7.3 System diagram of 2 Gc band multiplex communication.

図7.3はMUL-CONの回路系統図である。帯域阻止波器は $2f_p$ に対するもので、影像周波数成分($2f_D - f_{IF}$)はサーキュレータで終端されており、この系で総合スプリアス抑圧度60 dB以上を得ている。図7.4~7.6はそれぞれマイクロ波入出力特性変換損失および振幅周波数特性を示している。

7.3 受信ミキサ

受信ミキサは180°ハイブリッド形(Ratrace Type)ミキサを採用した。これは従来の90°ハイブリッド形ミキサにくらべて、ハイブリッドの機械的な寸法精度がよく、調整が容易なため、量産送受信装置と

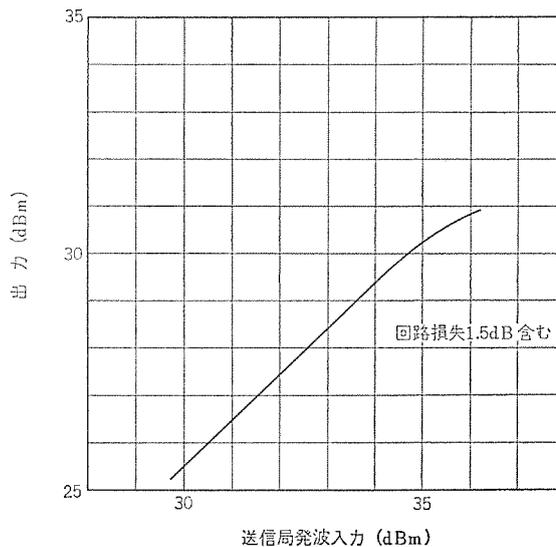


図7.4 2 Gc MUL-CON マイクロ波入出力特性
Fig. 7.4 2 Gc multiplex communication microwave input and output characteristic.

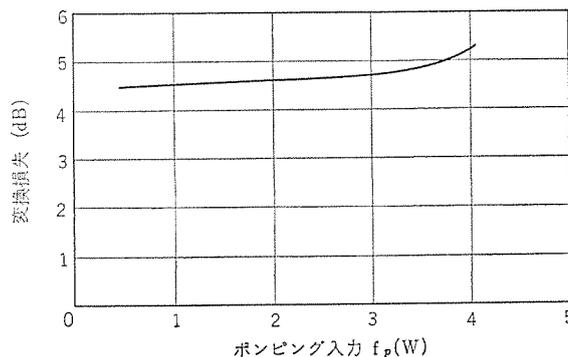


図7.5 2 Gc MUL-CON マイクロ損失
Fig. 7.5 2 Gc band multiplex communication micro loss.

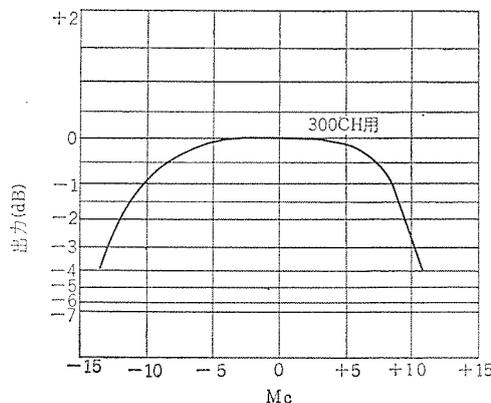


図7.6 2 Gc帯MUL-CON振幅周波数特性
Fig. 7.6 2 Gc band multiplex communication amplitude frequency characteristic.

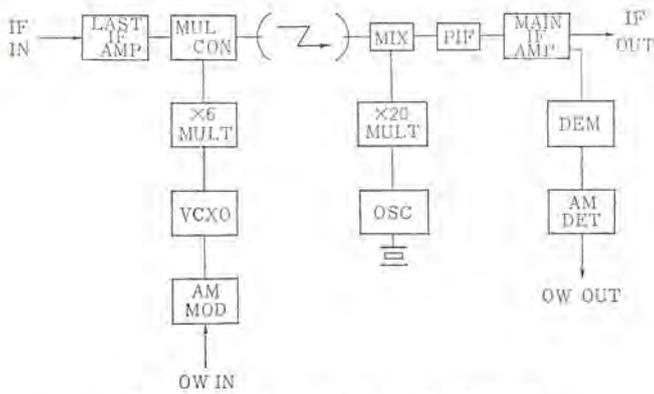


図 7.7 打合せ電話回路系統図
Fig. 7.7 System diagram of pre-arrangement telephone circuit.

して有利である。また、平衡形ミキサなので受信局発波に含まれるテイ倍の雑音に関係がなく雑音指数がよい。

7.4 打合せ電話および警報回路

打合せ電話および局警報信号は送信局部発振部よりそ入する。図 7.7 に打合せ電話および警報信号の系統図を示す。

8. む す び

以上簡単に全固体化 2 Gc 帯多重無線機について述べたが、これに引き続き 2 Gc 帯検波中継用直接変調方式 300 CH 容量、送信出力 2 W の多重無線機の実用化も近く、さらに中継距離も長く、遠距離電話伝送も可能となろう。

参 考 文 献

- (1) 丸浜, 阿部, 沼田, 笹田, 一の瀬: 400 Mc 帯全固体化多重無線装置, 「三菱電機技報」38, No. 10 (昭 39)
- (2) 丸浜, 阿部, 君川, 花房: ME-30 形 7 Gc 帯全固体化多重無線装置, 「三菱電機技報」40, No. 4 (昭 41)
- (3) 阿部, 笹田, 陶山, 長嶺: マイクロ波テイ倍変換器, マイクロ波研究会資料, (昭 41-5)

Sバンド広帯域パルスクライストロン

岡田 武夫*・小野寺俊男**・神生 忠興**・
大野 昭郎**・家喜 洋司**

S-Band Wide Band Pulse Klystrons

Central Research Laboratory Takeo OKADA・Toshio ONODERA・Tadaoki SHINSEI
Akio ŌNO・Hiroshi IEKI

S band five cavity klystrons with wide band characteristics have been developed. Through proper selection of output cavity's Q_{ext} , it is found possible to expand the bandwidth without lowering the efficiency. Experiments have been made on a Stagger tuning of the intermediate cavities. With beam power of 140 kV \times 105 A and constant rf drive, power of more than 5 MW has been obtained over 100 Mc bandwidth. Saturation gain was 41~42. 5dB and the maximum efficiency in this bandwidth was 45%. As a result it is verified that high power pulse klystrons can be used in the field of Radar necessary for wide band characteristics, in addition to the linear accelerator.

1. ま え が き

マイクロ波のパルス大電力管は線形加速器などの高エネルギー物理の研究には必要不可欠になりつつあり、それに最適な真空管は多空洞クライストロンであるということは数多くの実績が示すところである。

われわれはすでに線形加速器用にセン(尖)頭出力5 MWのSバンド大電力パルスクライストロンの開発を完了しているが⁽¹⁾、さらに特殊レーダ用としてのマイクロ波管に対する要求を満足させるには、パルス大電力特性以外に広帯域特性を持つことが必要である。この意味において適当に設計された多空洞クライストロンは、はたしてパルス大電力特性を満足させながら、どこまで広帯域特性を持たせることが可能であるかということを検討する必要が生じる。

一般に多空洞クライストロンは、その出力の増加に伴いビームコンダクタンスの増加、空洞の R_{sh}/Q_0 の増加およびクライストロンの高能率性により、帯域幅が増加することが予想される。われわれはこの点に注目してSバンド広帯域パルスクライストロンの開発に着手し、第1に出力空洞と負荷との結合度 Q_{ext} を適当に選定して能率の低

下を招かずに帯域幅を広げうることを見出し、第2に集積能率をあまり低下させず、できるだけ高利得でかつ平準な周波数特性を与えるスタガー同調方法について実験を行ない、所期のSバンド広帯域クライストロンを開発することに成功した。図1.1にその概観を示す。

2. 設 計

広帯域クライストロンの設計に際して下記の値を設計目標とした。

- (1) 周波数：Sバンド(いちおう中心周波数を2,800 Mcとする)
- (2) 帯域幅：100 Mc以上
- (3) セン頭出力：5 MW以上
- (4) 飽和利得：40 dB以上

パルス電源の製作上の容易さからビーム電圧を150 kV以内にし、一定のビーム入力と一定の高周波入力に対して上記の特性の得られることを目標とした。

先に開発した線形加速器用クライストロンは、後述するようにその出力空洞の帯域幅が100 Mc程度あるにもかかわらず、全体としての帯域幅(1 dB down)は飽和利得40 dB付近では40 Mc止まりであった。すなわちこのクライストロンでは、前段部の利得・帯域幅積が小さいことが全体としての帯域幅をせまくしていると考えられる。したがって広帯域クライストロンの設計方針として線形加速器用クライストロンを基本にして、利得・帯域幅積をできるだけ大きく取れるようにビーム系とこれに結合する空洞群を再設計することにした。

一段あたりの電圧利得・帯域積は、次式で与えられる。

$$A_1 = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{R_{sh}}{Q_0} \right) \cdot g_1 \dots \dots \dots (2.1)$$

ここで g_1 は1段あたりのトランスコンダクタンスで、ビームコンダクタンス I_0/V_0 に比例し、かつパーピアンズ、空洞間隔、空洞間ギャク長等の関数である。また R_{sh}/Q_0 は中間空洞の特性インピーダンスで空洞の幾何学的形状のみで決まる量である。これらの関係から A_1 を最大にするような条件を一義的に決めることはむずかしいが、実際的に可能な範囲でできるだけ細いビームを作り、これと結合する空洞のドリフト管径を小さくすることによって結合係数を減少す

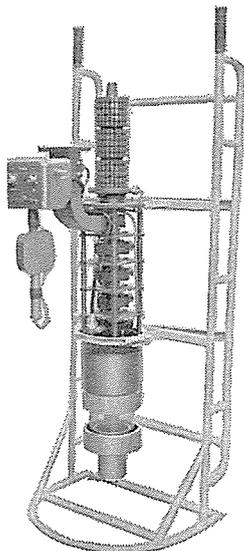


図 1.1 Sバンド広帯域クライストロンの概観
Fig. 1.1 Wide band pulse klystron.

表 2.1 おもな設計値

ビーム電圧	: 140 kV
ビーム電流	: 105 A
パービアン	: $2.0 \times 10^{-6} \text{ A/V}^{3/2}$
ビーム速度	: 0.634 C
低減プラズマ波長	: 68 cm
空胴間隔	: $\lambda_q/8$
空胴間ゲキ長	: 1.0 rad
ドリフト管半径	: 0.7 rad
特性インピーダンス (中間)	: 95 Ω
$[R_{sh}/Q_0]$ (出力)	: 80 Ω
外部 Q 値 (入力)	: 200
$[Q_{ext}]$ (出力)	: 35
カソード, ドリフト管面積比	: 18 : 1
カソード, ローディング	: 2.0 A/cm ²

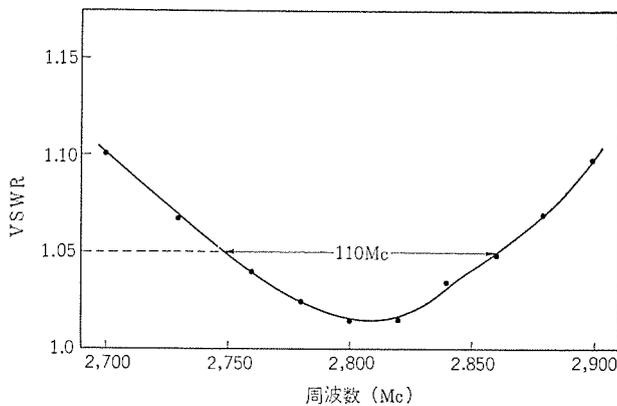


図 2.1 出力セラミック窓の周波数特性
Fig. 2.1 VSWR of output ceramic window.

ることなく空胴の R_{sh}/Q_0 を大にして A_1 を改善することを試みた。表 2.1 に設計値のおもなものを示す。

帯域幅はビームコンダクタンス I_0/V_0 に比例するので、パービアンを増加する方法も有効であるが、M. I. G. による中空ビームでも使用しないかぎり 2 μp をはるかに上回るようなパービアンの電子銃を製作することはむずかしい。したがって今回はパービアンは 2 μp のままで、できるだけ集レン(斂)度の高い電子銃を設計することをその主眼点とした。すなわち、長寿命化の点からカソードローディングにかなりの余裕度みて、2 A/cm² 程度になるようにカソード直径を選び、このカソードから面積比が 1/18 のかなり細いドリフト管を楽に通過するビーム径まで集レンする。さらに高周波変調されたときにもビームがドリフト管内を安定に通過するように、Stiffness の大きなビームを形成する Confined focusing を採用している。したがって集束限界は Brillouin 磁界値の約 3 倍を必要とし、ビーム透過率は 99% 以上である。

空胴関係での最も大きな改良は、前述のようにドリフト管径を小さくしたことで、 γa で 0.7 rad に選んだことである。中間空胴の間ゲキ長に関しては空胴の Figure of merit と呼ばれる $M^2 \cdot \frac{R_{sh}}{Q_0}$ を極大にする間ゲキ長に選ぶ場合もあるが、これまでの間ゲキ長 1 rad を取った。これらの中間空胴の R_{sh}/Q_0 は 95 Ω になった。また出力空胴の R_{sh}/Q_0 はできるだけ前の値に近づくように間ゲキ寸法を決め、80 Ω にした。空胴間隔は集束用電磁石の寸法から制約され、前の寸法と同じく 83 mm に選んだがプラズマ波長の減少によって $\lambda_q/8$ になった。空胴の数は小信号利得の周波数特性の計算から 5 空胴とした。すなわち、これまでのデータから飽和利得と小信号利得との差は大体 6~7 dB あり、飽和利得 40 dB を得るためには小信号利得が少なくとも 47 dB 必要である。計算

結果の一例を図 4.1 に示す。5 空胴クライストロン のスタガー 同胴により 100 Mc の帯域幅が得られることを確かめた。出力空胴を除く 4 個の空胴は、その空胴壁の一つがダイヤモンドになっていて、外部から自由にその共振周波数を変化することができ、各空胴の共振周波数は実験により最適に調整された後に固定される。

出力セラミック窓の周波数特性を図 2.1 に示す。使用周波数帯で VSWR は 1.05 以内である。その構造は、水により冷却された円形導波管の内部にアルミナ製の円板がロウ付けされ、出力空胴と出力窓との間に E 面曲り導波管を用いて、出力窓から出力空胴が直接見えないようになっている。加圧側の導波管はフロンガスをゲージ 2~3 気圧加圧して使用する。

3. 出力空胴の Q_{ext}

筆者らは、出力空胴の Q_{ext} を可変にした特別のクライストロンにより一定のビーム入力に対して Q_{ext} と飽和出力、すなわち Q_{ext} と能率との関係を求め⁽²⁾⁽³⁾、さらに負荷時の出力空胴の R_{sh}/Q_0 を測定して⁽⁴⁾⁽⁵⁾、負荷インピーダンスと能率との関係を求めて報告した。図 3.1 にその実験結果を示す。

単一周波数を動作する線形加速器用のクライストロンでは図 3.1 から動作電圧に対して、最大能率を与える負荷インピーダンスに対応した Q_{ext} を出力空胴の Q_{ext} に選ばばよい。この結果 40% 以上の能率の線形加速器用クライストロンを開発することができた。

しかし広帯域クライストロンの場合には、出力空胴の帯域幅がその最終の帯域幅を決定するから、能率と帯域幅の両方を考慮して出力空胴の Q_{ext} を選定しなければならず、単純にはいかない。すなわち大ざっぱには、出力空胴の帯域幅を広げるため Q_{ext} を低く取るほうが良いと考えられるが、能率の点からあまり低くすることもできない。また出力空胴の帯域幅を広げるために動作電圧を上げることは有効か等の疑問が生ずる。これらの問題は、出力間ゲキでの大振幅効果を考慮せねばならず、理論的に解析することはむずかしい。

図 3.2 に筆者等が開発した線形加速器用クライストロンの出力空胴の動的帯域幅を示す。ここで動的帯域幅とは出力空胴のインピーダンスの周波数特性、すなわち Qカーブから決まる帯域幅を静的帯域幅と考えてこれに対応して使った言葉で、出力空胴は中心周波数に固定したままで、他の 4 個の空胴を機械的に同調して各測定周波数において集群能率が最大になるように調整し、各周波数に対して飽和出力をラットしたものである。この実験結果から、出力空胴の(動的)帯域幅は Q 値から予想される値よりもかなり広帯域で、かつ平坦な周波数特性を持つことがわかる。したがって出力空胴は、複空胴を使用しなくても 90~100 Mc の帯域幅を持つことが結論される。

上の二つの実験的事実は、次のように考えると統一的に説明できることに気づく。図 3.1 において負荷インピーダンスを変化することは、出力間ゲキに誘起される高周波電圧の振幅を変化させていることであり、このとき出力空胴は、並列共振しているから集群電流と間ゲキ電圧とは同相である。次に図 3.2 において周波数が出力空胴の共振周波数からずれたときの出力空胴のインピーダンスは、次式のように共振時の抵抗値より減少するとともにリアクタンス分を持つ。

$$Z(j\omega) = \frac{R_L}{1 - j2Q_{ext} \cdot \delta} = \frac{R_L}{1 + 4(Q_{ext} \cdot \delta)^2} (1 + j2Q_{ext} \cdot \delta) \dots (3.1)$$

ここで δ は離調率で、 $\delta = (\omega_0 - \omega)/\omega$ で与えられる。

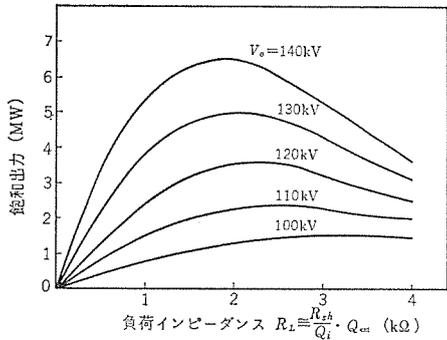


図 3.1 負荷インピーダンスと飽和出力
Fig. 3.1 Saturated output power vs. Load impedance.

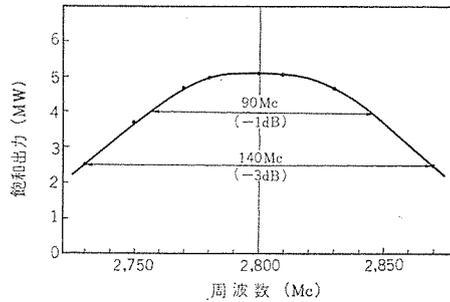


図 3.2 出力空洞の帯域幅 (実験値)
Fig. 3.2 Bandwidth of output cavity (experimental value)

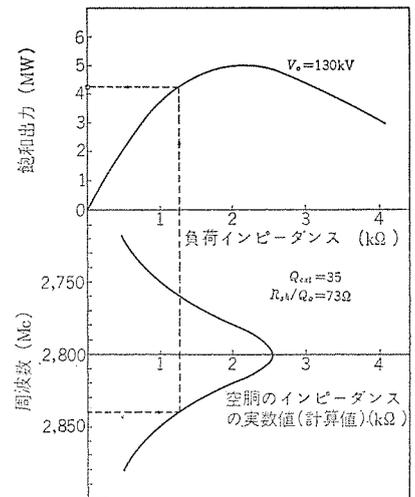


図 3.3 出力空洞の帯域幅の計算法
Fig. 3.3 Calculation of bandwidth of output cavity.

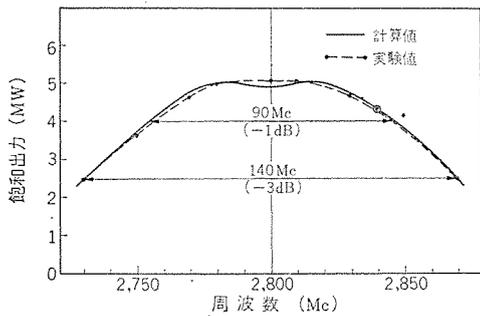


図 3.4 出力空洞の帯域幅 (計算値)
Fig. 3.4 Bandwidth of output cavity (calculated value)

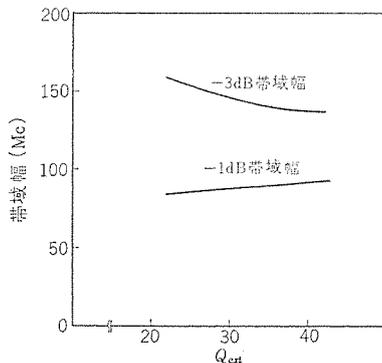


図 3.5 Q_{ext} と出力空洞の帯域幅
Fig. 3.5 Bandwidth of output cavity vs. Q_{ext} .

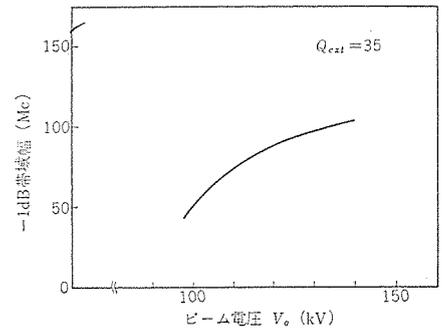


図 3.6 ビーム電圧と出力空洞の帯域幅
Fig. 3.6 Bandwidth of output cavity vs. beam voltage.

このため集群電流と間ギャク電圧は力率角 α だけ位相がずれ、集群が作用間ギャクで仕事する際の高周波電圧は、セリ頭値の $\cos \alpha$ 倍であり、この高周波電圧値は負荷インピーダンスが出力空洞のインピーダンスの実数部に等しい抵抗値としたときに間ギャクに誘起される高周波電圧のセリ頭値に等しい。したがって図 3.3 に示すように負荷インピーダンスと能率の関係および周波数と出力空洞のインピーダンスの実数部との関係の二つから、周波数に対する飽和出力の関係が得られ、図 3.4 のように実験値と非常に良い一致を示す。

この考えが正しいものとして、出力空洞の Q_{ext} を変化させたときの帯域幅およびビーム電圧を変化させたときの帯域幅をおのおの図 3.5 および図 3.6 に示す。これらの関係から広帯域クライストロンにおいては、出力空洞の Q_{ext} は最大能率に対応する Q_{ext} よりやや高めの値に選ぶのが帯域幅および能率の両方の点から望ましい。またビーム電圧の上昇とともに帯域幅は増加するので、ビーム電圧を上昇させるほうが有効である。

4. 周波数特性の計算

5 空洞クライストロンの小信号電力利得 G は、次式で与えられる⁽⁶⁾。

$$G = \frac{4}{(Q_{ext})_1 \cdot (Q_{ext})_5 \cdot \left(\frac{R_{sh}}{Q_0}\right)_1 \cdot \left(\frac{R_{sh}}{Q_0}\right)_5} \cdot |Z_1 \cdot g_{s1}|^2 \dots (4.1)$$

ここで g_{s1} は全体の電圧利得を示す。 $Z_1 \cdot g_{s1}$ は、5 空洞クライ

ストロンの場合、5 個の極と 3 個のゼロ点を有し、5 個の極はそれぞれ各空洞の共振周波数に対応する。とくに空洞間隔が $\lambda_q/8$ のときは、入力空洞から出力空洞へのトランスコンダクタンス g_i はゼロになり、ゼロ点を求める方程式は 3 次方程式から 2 次方程式になり、したがってゼロ点の数が二つになり、かつその計算が容易になる。このときの周波数特性の計算式は次式で与えられる⁽⁷⁾。

$$G = \frac{1}{(Q_{ext})_1 \cdot (Q_{ext})_5} \cdot \frac{\left(\frac{R_{sh}}{Q_0}\right)_5}{\left(\frac{R_{sh}}{Q_0}\right)_1} \cdot \frac{A_1^5}{A^4} \cdot 4(5\xi^2 - 1)^2 \times \left| \frac{(p' - Z_1)(p' - Z_2)}{(p' - x_1)(p' - x_2)(p' - x_3)(p' - x_4)(p' - x_5)} \right|^2 \dots (4.2)$$

ただし

$$p' = \frac{p}{\omega_0}$$

$$x_i = \frac{\omega_i - \omega_0}{\omega_0}$$

$$A = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{sh}}{Q_0} \right) g$$

$$A_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{sh}}{Q_0} \right) g_1$$

$$g = \frac{1}{R(R+1)} G_0 \frac{\omega}{\omega_q} M^2$$

$$g_1 = g \sin(\beta_q l)$$

$$\xi = \cot(\beta_q l)$$

$$\zeta = 3\xi^2 - 1$$

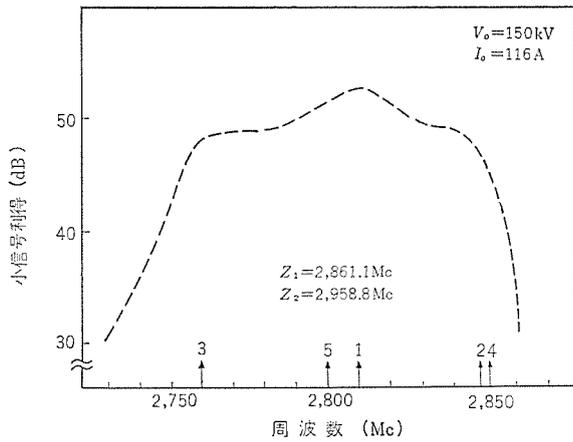


図 4.1 小信号利得の周波数特性の計算値
Fig. 4.1 Calculated frequency characteristic of small signal gain.

$$\left. \begin{aligned} Z_1 \right\} &= \frac{1}{2Q} + j(1 + D_1 \pm \sqrt{D_1^2 - D_2 - \frac{A^2}{2(5\xi^2 - 1)}} \\ Z_2 \end{aligned}$$

$$D_1 = \frac{1}{(5\xi^2 - 1)} \left(\frac{3}{2} A\xi + 2\xi^2 m_2 + \zeta m_3 \right)$$

$$D_2 = \frac{1}{(5\xi^2 - 1)} (3A\xi m_1 + \zeta P_1 + 2\xi^2 P_2)$$

$$m_1 = \frac{\delta_2 + \delta_3 + \delta_4}{3}$$

$$m_2 = \frac{\delta_2 + \delta_4}{2}$$

$$m_3 = \frac{\delta_2 + 2\delta_3 + \delta_4}{4}$$

$$P_1 = \frac{\delta_2 \delta_3 + \delta_3 \delta_4}{2}$$

$$P_2 = \delta_2 \delta_4$$

上記の式を デジタル 計算機を使って周波数特性を計算した。一例を図 4.1 に示す。

他の問題と同様に利得関数はゼロ点の近傍で低下するので、ゼロ点が帯域幅の外に出てしまうか、またはゼロ点の効果が近くの極で打消されるように極の配置を行なう必要がある。われわれの場合、極の配置により多少ゼロ点の位置は変動するが、大体において 2,860 Mc 付近に低いほうのゼロ点があり、この効果が高域部の利得に影響する。このゼロ点の影響を補償するため帯域の中心より高いほうにより多くの空洞を持つてくる必要がある。

5. 動作特性

出力空洞を除く残り 4 個の空洞のスタガー 同調は何等の制約もなく任意のように思えるが、次の二つの点からあまり自由度がないことに気付く。これはいいかえれば調整が容易になることを意味する。

図 5.1 と図 5.2 とに示すように第 4 空洞と第 3 空洞とを動作周波数より高い周波数に離調することにより能率が向上する傾向がある⁽⁸⁾⁽⁹⁾。また、60 Mc 以上離調しても能率の向上および利得の減少に飽和の様相を示す。第 2 空洞に関しては、利得が減少するのみで能率はほとんど増加しない。これらの性質から各空洞の共振周波数は次のように配置したほうがよい。まず第 4 空洞は必ず周波数帯域の上限か、または帯域の外に出てしまうほど高いほうに離調したほうがよい。第 3 空洞もどちらかという帯域内の高いほうに配置して高域部の利得を持たせるほうがよい。第 2 空洞は低域部での利得を持たせるため低いほうに持つてくる。入力

空洞と出力空洞とは、中心周波数に合わせる。

図 5.3 に小信号利得の計算結果と実験結果を示す。各空洞の共振周波数を下記のように配置した。

$f_1 = 2,800$ Mc	$Q_1 = 80$
$f_2 = 2,760$ Mc	$Q_2 = 130$
$f_3 = 2,840$ Mc	$Q_3 = 130$
$f_4 = 2,850$ Mc	$Q_4 = 130$
$f_5 = 2,795$ Mc	$Q_5 = 35$

このときのゼロ点は、

$$Z_1 = 2,860.7 \text{ Mc}$$

$$Z_2 = 2,932.5 \text{ Mc}$$

となり、 Q はともに 130 である。実験結果とのくい違いは計算において中間空洞の Q 値の見積りが少し高過ぎたためと考えられる。

図 5.4 に高レベルの周波数特性を示す。最大出力は 6.6 MW で、

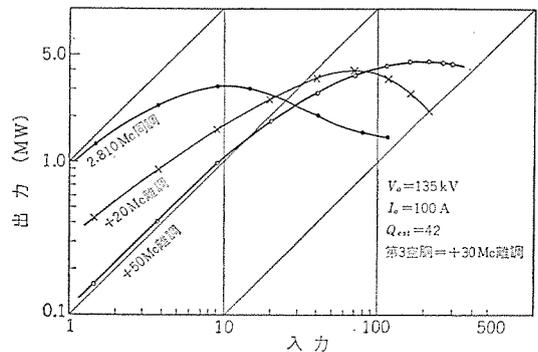


図 5.1 第 4 空洞の離調と入出力特性
Fig. 5.1 Output power vs input power when the 4th cavity is detuned.

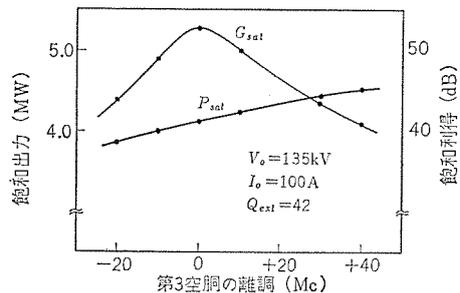


図 5.2 第 3 空洞の離調と飽和出力および飽和利得
Fig. 5.2 Saturated power and gain vs. detuning of the 3rd cavity.

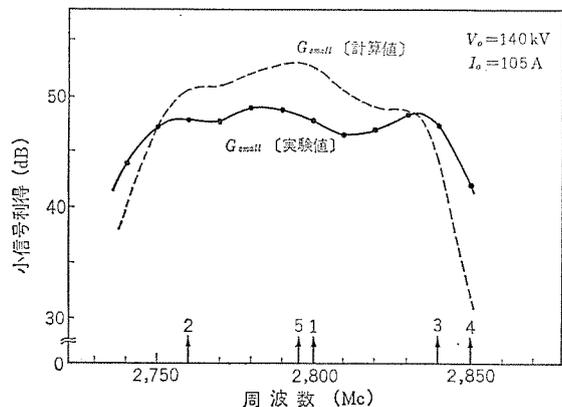


図 5.3 小信号利得の周波数特性
Fig. 5.3 Frequency characteristic of small signal gain.

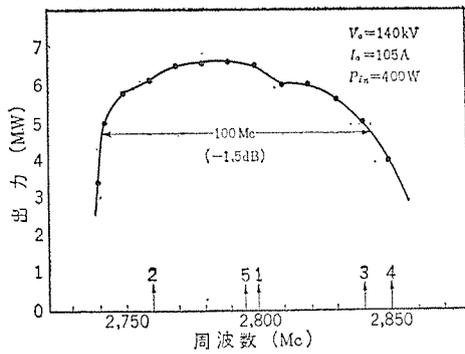


図 5.4 周波数特性
Fig. 5.4 Frequency characteristic of output power with constant RF drive.

表 5.1 Sバンド広帯域パルスクライストロンの定格

電気的定格	
ヒューム電圧	純タングステン 23 V
ヒューム電流	21 A
ヒータ加熱時間	マッシュ・カソード 15分
集束磁電圧	3セクション電磁石 15 V
励磁電流	150 A
中心周波数	2,800 Mc
帯域幅	100 Mc
機械的定格	
外形寸法	5空胴内蔵形
全長	1,300 mm
最大部直径	230 mm
重量	約 60 kg
使用位置	垂直 (電子銃下)
冷却方式	水冷却
コレクタ	蒸発冷却
流	4.1分
機械的同調	調整済
出力窓加圧誘電体	フレオン-12
最大定格	
定在波比	1.5
ビーム電圧	160 kV
平均ビーム入力	40 kW
コレクタ損失	40 kW
ヒータ・サージ電流	50 A
パルス幅	10 μs
パルス率	0.002
出力窓加圧絶対圧力	4 kg/cm ²
入水温度	50°C
動作特性	
ビーム電圧	145 kV
ビーム電流	110 A
中心周波数	2,800 Mc
帯域幅	100 Mc
セン頭出力	5~7 MW (注1)
平均出力	6~8.4 kW (注1)
能率	31~44% (注1)
利得	41~425 dB (注1)
高周波入力	400 W
ビームパルス幅	8 μs
高周波パルス幅	6 μs
繰り返し周波数	200 pps

注1) 帯域幅内での最大値と最小値を示す。

能率は45%に達する。帯域幅は-1dBで、90 Mc、-1.5 dBで100 Mcになる。高周波入力の不足のため飽和出力の周波数特性は測定していない。数本の試作管を製作し、その特性の再現性を確認した。表5.1にこの管の定格を示す。これらの結果は当初の目標をほぼ満足するものである。さらにもう少し利得を減少することにより、-1 dBでの帯域幅で100 Mc以上をうることができると考える。

6. む す び

以上 Sバンド広帯域パルスクライストロンの開発についてその概要を述べた。判明した結論としては、

(1) クライストロンで広帯域特性を持たせるためには、出力空胴の Q_{ext} は最大能率に対応する Q_{ext} よりやや高い値を選ぶほうがよい。

(2) 適当なスタガー同調された5空胴クライストロンにおいては、能率を低下させることなく100 Mcの帯域幅をうる事ができる。

という2点である。試作管の試験結果は所期の目標を満足するものであり、Sバンド5空胴クライストロンについては十分広帯域増幅管として使用しうることを実証した。この結果パルスクライストロンは、線形加速器などの用途以外に広帯域特性を必要とする特殊レーダなどの分野にも、その用途を拡大しうるものと期待される。

(昭41-9-21 受付)

参 考 文 献

- (1) 岡田, 建石, 小野寺ほか: “大電力パルスクライストロン” 『三菱電機技報』 39, 1,062~1,068 (昭40)
- (2) 岡田, 建石, 小野寺, 家喜: “クライストロンの最適負荷インピーダンス” 輻射科学研究会資料, 昭和40年10月30日
- (3) 岡田, 建石, 小野寺: “クライストロンの最適負荷インピーダンス” 昭和40年度電気通信学会全国大会 457
- (4) 岡田, 小野寺, 神生, 家喜: “空胴の特性インピーダンス R_{sh}/Q_0 の一測定法” “輻射科学研究会資料” 昭和40年2月5日
- (5) 岡田, 小野寺, 神生, 家喜: “空胴の特性インピーダンス R_{sh}/Q_0 の一測定法” 昭和41年電気四学会連合大会 1193
- (6) K. H. Kreuchen, B. A. Auld and N. E. Dixon: “A Study of the Broad band Frequency Response of the Multicavity Klystron Amplifiers” Journal of Electronics, 2, No. 6, 529~567 (1957).
- (7) 根本, 設楽, 渡辺ほか: “6 Gc 帯広帯域大電力クライストロンの試作” マイクロ波真空管研究会資料 昭38年7月15日
- (8) 小野寺, 家喜, 神生, 岡田: “大電力パルスクライストロンの広帯域化” 昭和41年電気四学会連合大会 1189
- (9) 小野寺ほか: “Sバンド広帯域パルスクライストロン” 輻射科学研究会資料, 昭和41年5月28日

ダンパレス同期電動機

東海林恵二郎*

Damperless Synchronous Motor

Nagasaki Works Keijirō SHŌJI

Damperless synchronous motors are the trade name of Mitsubishi given to synchronous machines which are provided with solid poles. In the solid poles eddy currents are produced in starting and torque generated by them works as self starting torque. They have not so called "Squirrel Cage Starting Windings" The damperless motors have large thermal capacity on the rotor starting circuit and are very rugged, which are salient merits. On the other hand, however, they have a drawback of somewhat reduced efficiencies and inability of free design on desired slip-torque characteristics during the starting. These features are to be taken into account carefully in application. This article describes the criterion in applying them, together with 4,500 kW machines delivered to the Fuji Iron and Steel Manufacturing Co. to as a practical example.

1. ま え が き

ダンパレス同期電動機とは磁極に起動巻線を兼ねるダンパ巻線を有せず、磁極が鋼塊で構成され、起動時磁極片に生ずる渦電流によってトルクを発生する同期電動機の当社商品名である。

同期電動機は本来の特長である、高力率・高効率・負荷が変動しても速度が一定・空ギキが大きく掘付け、保守が容易であることなどのために広くあらゆる方面に応用されている。

とくに最近では工場規模の増大化と共に電動機が適用される諸機器の単機容量も増大し、かつ工場受電容量の増大化のため、同期電動機の応用範囲もそれだけ拡大されてきている。

従来あまり同期電動機の適用がなされていなかった用途で最近同期電動機が使用されるものとして製鉄工業の高炉、焼結などのフロア類、化学および石油化学工場のターボコンプレッサ、スクリュコンプレッサなどがあげられる。

前者はフロアの GD^2 が相当大きく、単位慣性定数が16~18にも達する場合が多い。また後者は4極の大容量機が使用されることが考えられる。そのような用途にはカゴ形起動巻線を持った同期電動機を適用すれば、いろいろ問題が多く、また不経済になる点もあり、ダンパレス形がより適している場合が多い。

富士鉄(広畑)に焼結フロア駆動用として4,500 kW 8極ダンパレス同期電動機を納入したので、この機会にダンパレス形の特長、適用基準について考えてみたい。

2. 回転子形式の選定

同期電動機の回転子形式として普通カゴ形起動巻線を有するもの、ダンパレス形で塊状磁極鉄心を有するもの、誘導同期電動機のような相巻線形起動巻線を有するものと大別されるが、いまここでカゴ形起動巻線付とダンパレス形回転子の選定基準について考えてみる。

2.1 起動と回転子形式

第一に考えられることは起動を要因とする選定である。普通同期電動機が負荷を直結して自己起動する場合、その回転系の加速エネルギーに等しいエネルギーが回転子の起動回路に発生することがよく知られており、その熱量は次の式で表わされる。

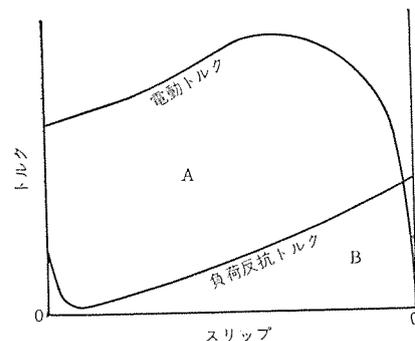


図 2.1 電動機負荷反抗トルクとスリップ
Fig. 2.1 Motor and load counter torque vs. slip.

$$E = 2.74 \times GD^2 \left(\frac{N_s}{1000} \right)^2 \left(0.5 + \int_0^1 \frac{ST^1}{T-T^1} ds \right) \dots \dots \dots (2.1)$$

E = 回転子に発生する熱量 (kW・s)

GD^2 = 電動機と負荷 GD^2 の総和 (kg・m²)

N_s = 同期速度 (rpm)

T^1 = 負荷反抗トルク (単位法)

T = 電動機発生トルク (単位法)

S = スリップ (単位法)

式(2.1)でもわかるように、同期速度が高く、 GD^2 の大きい負荷、また図 2.1 の面積 B/面積 A の比が多いほど回転子に発生する熱量が多いことがわかる。

同期電動機で普通標準構造の回転子として使用されている磁極片にカゴ形起動巻線を有する場合は、この発生熱量により起動巻線の温度が上昇する。この値は

$$\theta = \frac{E}{CW} \dots \dots \dots (2.2)$$

θ = 起動巻線の温度上昇値 (°C)

C = 起動巻線の比熱 (kW s/kg°C)

W = 起動巻線の重量 (kg)

これはすべて発生熱量が起動巻線にたくわえられるとした場合の温度上昇値で、実際は起動途中で磁極鉄心、冷却風などに熱が伝達されて、この値よりも低くなり、起動時間・構造・容量によっても異なるが、上記式(2.2)の値の25~50%程度の上昇値になることが知られている。

カゴ形起動巻線にはいろいろな材料が使用されているが、黄

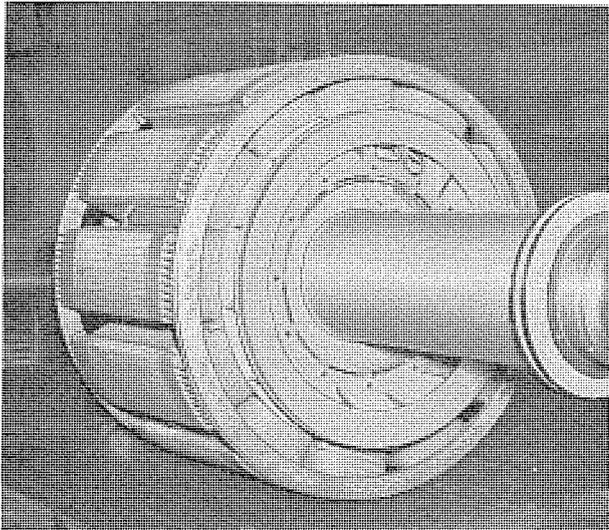


図 2.2 カゴ形起動巻線付回転子
Fig. 2.2 Rotor with cage type starting winding.

表 2.1 焼結ブローア GD^2 の例
Table 2.1 Examples of sintering blower GD^2 .

電動機定格	NEMA に定められた標準負荷 GD^2 (kg-m ²)	焼結ブローアの GD^2 (kg-m ²)
3,200kW 6P 1,200rpm	660 kg-m ²	25,000 kg-m ²
4,500 kW 8P 900 rpm	1,700 kg-m ²	58,000 kg-m ²

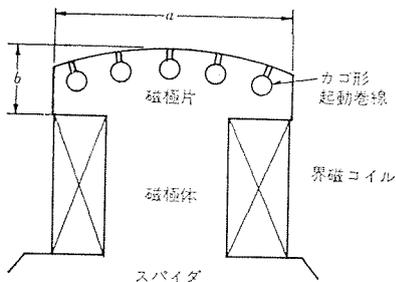


図 2.3 カゴ形起動巻線付回転子
Fig. 2.3 Rotor with cage type starting winding.

銅のような普通銅合金材料を使用する場合は最高温度上昇値を 200°C、特殊な耐熱性銅合金を使用した場合は 300°C に制限するのが普通である。また起動回数が高い電動機は熱応力による疲労も考慮して、この値より相当低い値に制限する。

このように通常の GD^2 を有する負荷には、起動巻線の温度上昇を適正な値以下にするようにカゴ形起動巻線のサイズ・本数・材質および短絡片の構造を選定すれば信頼度の高いカゴ形起動巻線付き回転子を得ることができる。図 2.2 にこのような回転子の 1 例を示す。

しかし負荷の GD^2 が過大なる場合、たとえば製鉄工業の焼結ブローアのように高温ガスを扱う、ブローアは GD^2 が非常に大きく、その 1 例を表 2.1 に示す。

このような負荷の起動にカゴ形起動巻線付回転子を使用すれば上記式 (2.1) および式 (2.2) よりカゴ形巻線のサイズを過大にしななければならないことが容易に判断される。

このカゴ形起動巻線を収容する磁極片について考えてみると、過大なサイズのカゴ形起動巻線を収容するには高さ b 寸法を大きくしなければならない。また幅寸法 a は極弧率からある値に制約されるので、信頼性の高いカゴ形起動巻線の設計が不可能とな

るか、また可能だとしても磁極片の高さが高く界磁コイルの占めるスペースが小さくなるので、電動機のマンサイズが大きくなり不経済な設計になることは避けられない。

このような場合に熱容量の大きなダンパレス形回転子を使用すれば、信頼度の高い、経済的な回転子を得ることができる。

2.2 その他の要因と回転子形式

カゴ形起動巻線の過熱の原因は前述のように大きな GD^2 をもつ負荷の起動のほかに、小さな GD^2 を有する負荷の場合でも起動停止が非常にひんぱんに行なわれる場合にも考えられる。そのような場合もダンパレス回転子を採用すべきであるが、普通同期電動機をそのような負荷に使用するケースが非常にまれである。

また何んらかの原因で脱調し、脱調検出が動作せず、長時間非同期運転がしいられる場合も起動巻線が過熱し、遂に焼損事故に至ることが考えられる。脱調の原因として、いろいろ考えられるが瞬時電源電圧の低下や瞬時過負荷による脱調の際は、界磁電流が流れているので、大きな制動トルクを発生し、軽負荷運転以外は速度が低下するので、脱調検出が働かないケースが少なくない。

界磁喪失で脱調した場合は、誘導電動機としてのトルクが大きいため、小さなスベリで非同期運転が持続することがありうる。その場合スベリが小さいので入力電流の増加も小さく、過電流リレーで脱調検出を行なう方式では脱調検出が動作しない場合が考えられる。このようなスベリが小さい場合はカゴ形起動巻線に対しても過酷な条件とはならないが、長時間運転すれば、過熱し、焼損事故が起こるケースがある。このような場合もダンパレス回転子を使用すれば、熱容量が大きく、構造もガシ丈なので有利であるが、これはカゴ形巻線と比較して長時間耐えられるということで、最悪な場合は逆に磁極が過熱して、界磁コイルの絶縁を害する恐れがあり、この非同期運転要因でダンパレス回転子を採用するのは危険である。この場合は回転子形式よりも脱調検出を確実にこなう方法で解決すべき問題である。当社では脱調検出はトランジスタサイパックの論理回路を応用した“スタティック・スリッラン”を使用し、脱調の際、界磁回路に必ず発生するスベリ周波数をパルスに変換し、そのパルスの発生数の総和を記憶させて、ある一定値に達すると脱調検出指令を出すというような、確実にかつ理想的な保護方式を採用している。

また 4 極の大容量機では、高い遠心力によりカゴ形起動巻線に大きな機械的な応力に加わり、それに熱応力も加わるため、しばしばカゴ形起動巻線は過酷な条件にさらされることが多いためダンパレス形回転子を採用した方が有利である。

2.3 加速可能な GD^2

2.1 節に述べたように負荷 GD^2 が大きいと信頼度の高いカゴ形起動巻線が設計できないことが起こる。

NEMA MGI 21「Synchronous Motor」に同期電動機の標準負荷 GD^2 が記載されており、次のような式が示されている。

$$\text{標準負荷 } GD^2 = \frac{(HP)^{1.15}}{16 \times N_s / 1000} \text{ (kg-m}^2\text{)} \dots\dots\dots (2.3)$$

N_s = 同期速度 (rpm)

HP = 電動機定格出力 (HP)

筆者等の経験では、この GD^2 の約 10~20 倍程度の GD^2 までには常に信頼度の高いカゴ形起動巻線を得ることが可能である。またカゴ形起動巻線付回転子で加速可能な限界 GD^2 として次のような近似式もよく使用される。

$$\text{加速可能 } GD^2 = 5.6 \times kW \times \left(\frac{1000}{N_s}\right)^2 \times \frac{1}{PF} (\text{kg}\cdot\text{m}^2) \dots\dots (2.4)$$

kW = 電動機定格出力 (kW)

N_s = 定格回転数 (rpm)

PF = 定格周波数 (単位法)

当社が富士鉄 (広畑) に納入した 4,500 kW ダンパレス形同期電動機について式 (2.4) で計算してみると

$$kW = 4,500 \quad N = 900 \text{ rpm} \quad PF = 1.0$$

$$\text{加速可能 } GD^2 = 5.6 \times 4,500 \times \left(\frac{1000}{900}\right)^2 \times \frac{1}{1.0} \cong 30,000 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$$

となる。実際 GD^2 の値は 58,000 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ であり、この計算値よりはるかに上廻っており、当社で種々検討した結果もダンパレス形が有利で、ダンパレス形回転子を採用した。

3. ダンパレス形回転子

ダンパレス形回転子はソリッドポールと呼ばれ、磁極が単一の鋼塊からなり、古くは発電機、電動機とも使用されていたが、同期運転中の回転子表面の渦流損を減少させるためと、生産性を高めるために、やがて薄鋼板を積層した磁極が一般に用いられるようになった。しかし電動機としては、ヨーロッパでソリッドポールがしばしば製作されてきた。また 2 極同期電動機も自己起動のものは、回転子の渦電流によってトルクを発生して起動するので、ダンパレス形回転子の一種である。

電動機の固定子に巻かれている三相交流巻線によって生ずる回転磁界は回転子にある導体に起電力を誘起せしめる。カゴ形起動巻線付回転子でも、カゴ形巻線以外の金属製の構造物自身にも、同じように起電力を誘起し、この起電力はまた循環電流を生じさせるから回転力を発生し、一種の起動巻線の働きをする。

カゴ形起動巻線をもつ電動機のほとんどが成層された回転子磁極を持っており、成層したことにより、鉄心回路のインピーダンスが増加して、それらを通る電流は無視できるほど小さいものである。しかし磁極が成層されている場合でも、スパイダーが単一の鋼塊で作られている場合はスパイダーにかなりの電流が流れれば磁束は軸まで達し、これによる回転力は相当大きく、成層磁極をもつ電動機で起動巻線を用いることなく、この回転力のみで、しばしば容易に起動できることが報告されている。

これらの事実から単一鋼塊の磁極を使用すれば相当大きな回転力が生じ、ダンパレス形同期電動機が製作可能であることが明らかである。

3.1 ダンパレス回転子の構造

ダンパレス回転子の標準構造は図 3.1(a)のように中高速機で

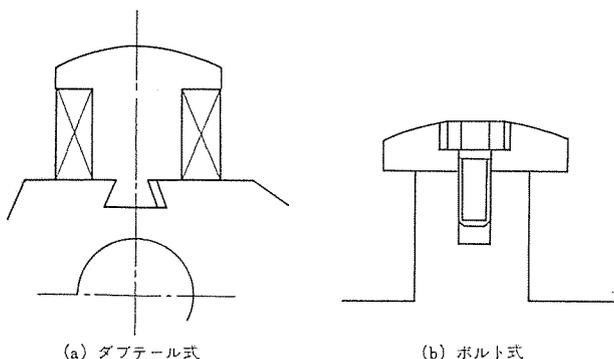


図 3.1 ダンパレス回転子構造
Fig. 3.1 Construction of damperless rotor.

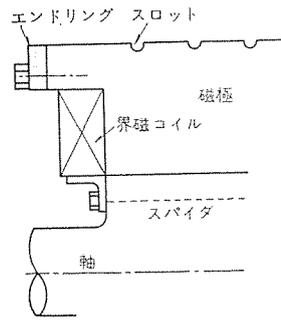


図 3.2 ダンパレス回転子の構造
Fig. 3.2 Construction of damperless rotor.

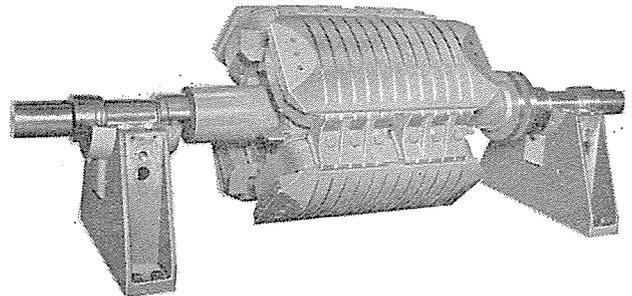


図 3.3 4 極ダンパレス回転子
Fig. 3.3 4 poles damperless rotor.

は 1 個または複数個の鍛鋼か厚鋼板を溶接、またはボルトで一体化した磁極をダブテールでスパイダーまたは軸に強固に取り付けた構造になっている。

中低速機では同図 (b) のように磁極片を厚鋼板で形成し、磁極体にボルトで取り付ける構造となっており、4 極大容量機ではピンタイプの磁極とすることもある。

また起動時磁極表面にはより多くの渦電流が流れ、加熱されるので、その熱応力の吸収と、同期運転中の固定子スロットによる空げり磁束の高調波成分による磁極表面の渦電流損を減少させるため、図 3.2 のように、磁極表面に数 mm 深さの溝を加工するのが普通である。

また図 3.2 のように、銅あるいはそれと類似の材料のエンドリングを磁極の端部に固着することは非常に有効である。起動電流は磁極片の中を循環するが、これは直軸分だけで、横軸電流もまた流れるが、この成分は普通磁極の端部をくぐり、それからスパイダーを通して隣極の磁極頭へと流れる。そこにエンドリングという形で隣極間に低抵抗の並列回路を設けると横軸インピーダンスは大幅に減少し、起動電流も増加するが、それ以上にトルクが増大し、起動力率も改善される。しかしエンドリングは磁極端部に良好な接触で固着させないと、エンドリングの効果が減少するだけでなく、アークが生じ、はげしい焼き付きをおこし、エンドリングをひどく損傷するおそれがあるので十分な設計製作が必要である。図 3.3 に 4 極ダンパレス形回転子を示す。

3.2 起動特性

ダンパレス回転子を持つ同期電動機の起動特性は図 3.4 のような等価回路を解けば求めることができるが、トルクは磁極材料の比抵抗と回転子に流れる渦電流の大きさに関係する。これらの渦電流は磁極における磁束分布に関係し、材料の導磁率に影響される。それゆえ、カゴ形起動巻線付回転子の特性計算のようにリアクタンス、抵抗を定数とした簡単な電気回路としてあらわすことはできない。

そこで回転子回路の等価抵抗 R_{2d} 、 R_{2q} 、等価リアクタンス X_{2d} 、 X_{2q} の計算がもっとも重要で、突極形同期電動機では、次のよう

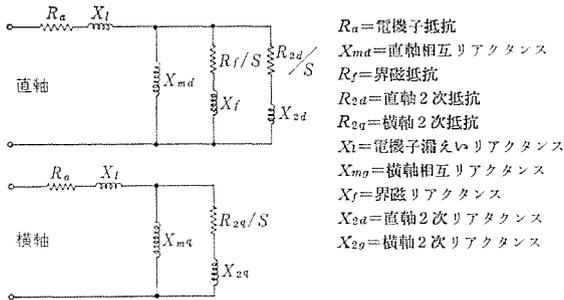


図 3.4 ダンプレス同期電動機起動時の等価回路
Fig. 3.4 Equivalent circuit of damperless synchronous motor at starting.

- R_a =電機子抵抗
- X_{md} =直軸相互リアクタンス
- R_f/S =界磁抵抗
- R_{2d} =直軸2次抵抗
- R_{2q} =横軸2次抵抗
- X_l =電機子漏えいリアクタンス
- X_{mq} =横軸相互リアクタンス
- X_f =界磁リアクタンス
- X_{2d} =直軸2次リアクタンス
- X_{2q} =横軸2次リアクタンス

な式が用いられている。一次側に換算した直軸二次抵抗を二次損失から算出したものである。

$$R_{2d} = \frac{q\beta^3 L^2 r_d}{Df^2(1+a^2)k_d[6.22\beta Lr_{d\frac{1}{2}}(\frac{1}{2}sf) - \frac{1}{2} + 174mE_d(k_d\frac{1}{2})]}$$

- q =相数
- $\beta = V/\Phi$
- V =1相当あたりの供給電圧 (volt)
- Φ =1極あたりの磁束 (max well $\times 10^6$)
- L =回転子鉄心長 (cm)
- r_d =端部効果に対する抵抗係数
- $r_d = 1 + \frac{0.526\alpha r_p}{L}$
- α =極弧率
- τp =空ゲキにおける極間隔 (cm)
- s =スリップ
- D =回転子直径 (cm)
- f =電源周波数 (c/s)
- $a = \tan \phi$: ϕ =2次における全電流の遅れ角
- k_d =渦流損の直軸分
- $k_d = \left(\alpha + \frac{\sin \alpha \pi}{\pi} \right)$

l, m =磁極材料の B-H 曲線に回転子材料の比抵抗を加味して磁化力 H をべき級数で表わした場合の係数

$$E_d = \text{回転子直軸誘起起電力}$$

$$E_d^2 + \left[\frac{M_d}{s^{\frac{1}{2}}} + \frac{N_d}{s} \left(1 + \frac{X_{ld}}{X_{md}} \right) \right] E_d - \frac{N_d V}{s} = 0$$

$$M_d = 3.575 \times 10^{-2} (\beta L r_{d\frac{1}{2}} / m (f k_d)^{\frac{1}{2}})$$

$$N_d = q r_d \beta^3 L^2 [174 m f^2 D (R_1 + a X_{ld}) k_d^{\frac{1}{2}}]$$

$$X_l = 1 \text{ 次漏洩リアクタンス } (\Omega)$$

$$X_{md} = \text{直軸相互リアクタンス } (\Omega)$$

二次直軸リアクタンス X_{2d} は

$$X_{2d} = a R_2 / s$$

横軸に対しても同じような方法で計算できる。この計算は相当やっかいな計算で、電子計算機を用いて行なうと便利である。磁極表面にミゾを加工した場合は、横軸においては渦電流はミゾの表面を越えて流れなければならないので、単に通路の長さの増加として考慮すればよい。直軸に対してはミゾの側面がミゾを越える通路と電氣的に並列である付加的な渦電流通路となる。以上のことを考慮して前述の端部効果係数 r_d, r_q を修正する必要がある。

エンドリングを固着させる場合は、構造の項で述べたように横軸に低抵抗の並列回路ができたことになるので、それを図 3.4 の等価回路に追加することによって特性が求まる。

ダンプレス回転子形の起動特性は高抵抗カゴ形起動巻線を有する電動機のそれと類似し、この特性は回転子磁極に使用される鋼鉄の電氣的特性によるもので、ほぼ一定の特性を示し固有抵抗サイズを変更して、起動トルク特性を負荷の反抗トルク特性に合わせ任意に選ぶようなことはできない。

このように起動特性の自由度のないことはダンプレス回転子の大きな欠点ともなっている。

図 3.5 は 12 極ダンプレス形回転子の場合の起動特性の一例を示す。また前述のようにダンプレス形回転子を適用する負荷の GD^2 が非常に大きい場合が多いので、同期引き入れが問題になることが多い。回転系の GD^2 が大きければ大きいほど、小さなスリップまで加速して、直流励磁を印加しないと同期化しにくいことがよく知られており、その可否判定に次の近似式が用いられる。

$$s < k \sqrt{\frac{e_d e_t}{\pi \cdot f \cdot H \cdot X_d}}$$

s =同期引入れ可能なスリップ (単位法)

k =定数 0.55~0.60

H =慣性定数

$$H = \frac{2.74 \times GD^2 \times N_s}{2 \times (\text{kW}) \times 10^6}$$

N_s =同期速度 (rpm)

e_t =電源電圧 (単位法)

e_d =直軸内部誘起電圧 (単位法)

X_d =直軸同期リアクタンス (単位法)

f =電源周波数 (c/s)

GD^2 =回転系のハズミ車効果 ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)

フロア駆動などのダンプレス形同期電動機でこの同期引入れ可能スリップが引入れトルクが 50%~60% 程度で 1% 内外になることが多く、引入れトルクの大きさもよるが、やはり同じように引入れトルクが 50%~60% の普通の GD^2 を有する負荷では、6%~3% 程度が通例である。

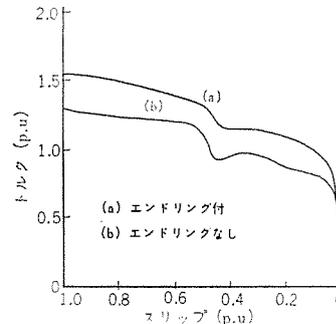


図 3.5 ダンプレス同期電動機のトルク特性の一例
Fig. 3.5 Example of torque characteristics of damperless synchronous motor.

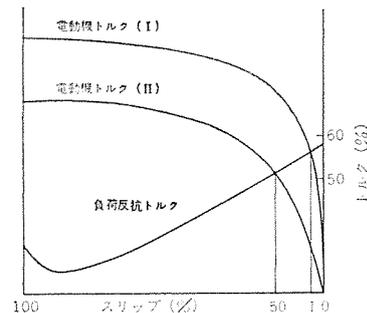


図 3.6 同期化可能スリップとトルク
Fig. 3.6 Possible slip to synchronize vs. motor torque.

この関係を図 3. 6 で見ると GD^2 の大きな負荷を起動するためには電動機トルク(I), 普通程度の GD^2 (NEMAの標準 GD^2 の5倍ぐらゐまでならば電動機トルク(II) で十分であり, 電動機トルク(I) を出すため 電動機は高トルク電動機の必要があり, マンサイズが大きくなることは避けられない。

またこのような小さなスリップまで加速するには 起動トルクが小さくてもよいから 引入れトルクの大きい起動トルク特性が望ましく, ダンパレス形のトルク特性はこの要求に相反しているが, 過大な GD^2 の場合は 熱容量の大きな起動回路の長所が, 十分この欠点をカバーできると見なすことができる。

3. 3 特長と適用

今までおもな長所, 欠点は述べてきたが, まとめて記述すると次のようになる。この特長を十分考慮して適用すべきである。

3. 3. 1 長所

ダンパレス形の長所は 熱的, 機械的な信頼性が高いということである。

(1) 起動回路の熱容量が大きい

回転子電流の浸透深さ δ (cm) は

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho H}{WB}}$$

H =回転子磁化力 (AT/cm)

ρ =回転子磁極の比抵抗 (Ω -cm)

$\omega=2\pi sf$ =回転子角速度 (rad/sec)

s =スベリ (単位法)

f =電源周波数 (c/s)

B =回転子磁束密度

のように回転子の速度上昇と共に浸透深さが深くなるが, 磁極片にもっとも多くの熱損失が発生する。磁極片の熱容量は普通カゴ形起動巻線の熱容量より遥かに大きく, また発生した熱は単一鋼塊なるため すみやかに磁極体, スパイダーの方に伝達され, 現実の GD^2 の大きな負荷(焼結等のプラオ)でも, もっとも温度の高い磁極表面を 200°C 以下に容易に制限できる。

(2) 機械的にかん丈である

構造が簡潔であるため, 機械的にかん丈である。そのため4極などの高速機に使用すれば機械的に信頼度の高い回転子を得ることができる。

3. 3. 2 短所

(1) 効率が低下する

固定子鉄心スロットの開口部などの原因で 空ガキ磁束に脈動が生じ, その脈動分磁束により, 同期運転中にも渦電流が磁極表面に流れる。ダンパレス形の磁極は積層されていないため, スロット開口幅と空ガキ長の関係によっては 大きな渦電流が流れ 効率を著

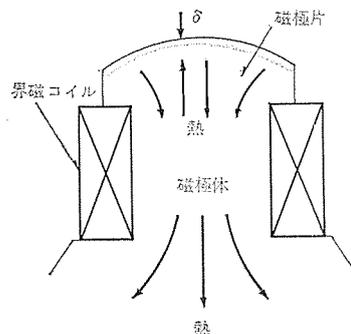


図 3. 7 ダンパレス回転子の放熱
Fig. 3. 7 Heat dispersion of damperless rotor.

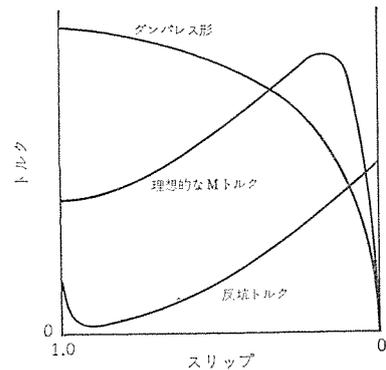


図 3. 8 電動機トルクと負荷反抗トルク
Fig. 3. 8 Motor torque vs. load counter torque.

しく低下させることがおこる。一般に力率1.0の電動機は空ガキ長が大きいため, この損失も割合少ないが, 0.8力率で6600V以上の高圧で約1000kw以下の比較的出力の小さいものでは, とくに空ガキ長をトルク特性上必要な値以上に, また磁極表面に適当な数の半径方向のスロットを切るなどの対策が必要となる。しかし余り空ガキ長を大きくするとマンサイズも大となり, コスト高をまねく。出力・電圧・極数・力率などによってその損失量は異なるが, 積層形回転子より効率低下は避けられない。

(2) 起動トルク特性を自由に变化できない

ダンパレス形回転子の起動トルク特性は前述のように高抵抗カゴ形起動巻線を使用した場合に類似し, その特性は回転子磁極の鋼の性質によって決まり, ほぼ一定で自由に変更できない。そのため図 3. 7のようにトルク起動は大きいが入力トルクがその割合に小さい値になる。しかし図 3. 7のように負荷反抗トルクは速度の低い所では小さく, 速度上昇とともに大きくなるような負荷が多い。

そのような場合, 図 3. 8の理想的な電動機トルクのような形のトルク特性が望ましく, また経済的な設計でもある。

これはカゴ形起動巻線付きでは実現できるが, ダンパレス形では不可能で, このような場合ダンパレス形のほうはマンサイズを大きくしなければならず, また電源事情によっては減電圧起動器のタップ電圧の切換回数も増加し, コスト高を招く。

(3) その他

(1), (2)のほかに低抵抗起動巻線付きより制動作用が劣る, 生産性が低いなどの欠点がある。

以上のようにダンパレス形回転子の特長からみて, 耐熱性銅合金などの使用も考慮して, 信頼度の高いカゴ形起動巻線付回転子が経済的に実現できる範囲への適用は避けることが望ましい。

しかし負荷 GD^2 が過大な場合, 高速機の場合ではその長所がいかに発揮されきわめて信頼度の高い回転子を得ることができる。

4. 富士製鉄広畑納めダンパレス形同期電動機

4. 1 仕様と構造

4. 1. 1 仕様

形式 横軸突極回巻界磁, 全閉管他力通風形, ペダスタル形両軸受付き, ダンパレス形回転子

数量 1台

出力 4,500 kW

電圧 11,000 V

極数 8

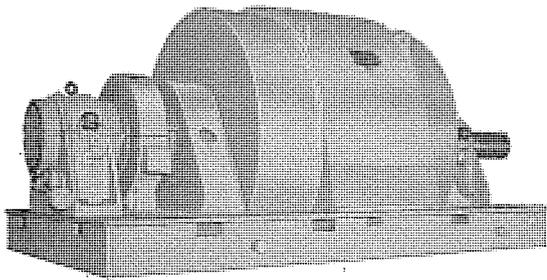


図 4.1 焼結ブローア用 4,500 kW ダンパレス同期電動機
Fig. 4.1 4,500 kW damperless synchronous motor for sintering blower.

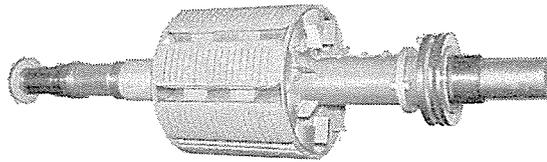


図 4.2 4,500 kW ダンパレス回転子
Fig. 4.2 4,500 kW damperless type rotor.

回転数 900 rpm

周波数 60 c/s

力率 1.0

負荷 焼結ブローア $GD^2 = 58 t_m^2$

起動方法 単巻変圧器による減電圧起動

4.1.2 構造の概要

この電動機の負荷 GD^2 は約 $58 t_m^2$ で、それに電動機の GD^2 も加算すれば回転系の GD^2 としては相当大きく、単位慣性定数 (H-constant) が 16.0 にも達し、経済的に信頼度の高いカゴ形起動巻線付き回転子の設計が困難であるためダンパレス形回転子を採用した。

この電動機の鉄心長が相当長く、磁極片の熱変形量も大きいので、界磁鉄心は1箇の良質な鍛鋼品を使用し、磁極体の底部に強力なダブルルを精密加工し、スパイダーに固着している。磁極片も念入りな加工を行ない、磁極片表面の弧形状は発生電圧が正弦波になるように考慮した。これは損失低下のためにも効果がある。磁極表面には 3.1 節に述べた理由で複数個のスロットを加工し、磁極片端には鍛鋼品の強力なエンドリングを固着してある。

また起動は単巻変圧器の起動電圧の1段切換で行なうので、起動および全電圧切換時相当大きな突入電流が流れるので、固定子コイルの絶縁材料、絶縁方式に十分留意し、端部強度はとくに強固に製作している。

まだダンパレス形の効率低下を防止するため、11,000 V の高圧機であるが固定子鉄心スロット幅、スロット数、空ゲキ長の選定にはとくに注意し、カゴ形起動巻線付き積層形回転子に劣らない効率を得ている。図 4.1 には本電動機の外観、図 4.2 には回転子完成品の写真を示す。

4.2 試験成績

4.2.1 起動

当工場において行なったスリップ対起動トルク、起動電流の試験結果を図 4.3 に示す。また本機のような GD^2 の大きな負荷を同期引入れするには、とくに同期速度近傍の電動機トルクが重要であり、同期速度近傍のトルクを図 4.4 に示している。同期速度近傍のトルクは放電抵抗によって左右されることがよく知られており、図 4.4 も放電抵抗の大きさをパラメータとしている。

また負荷および電動機の GD^2 の総和から、本機はスリップが 1

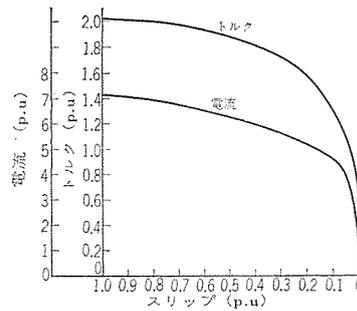


図 4.3 トルク電流-スリップ特性 (実測値)
Fig. 4.3 Torque and current vs. slip characteristics (measured value).

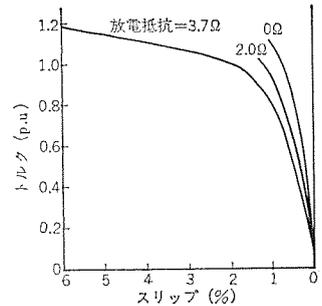


図 4.4 放電抵抗と電動機トルク
Fig. 4.4 Discharge resistance vs. motor torque.

%まで加速して直流励磁を与えれば、確実に同期化することがわかっている。図 4.4 で定格放電抵抗 3.7Ω でスリップ 1% における電動機トルクが 80% も存在し、本ブローアは起動時、ダンパーを全閉して起動し、そのときの同期速度における反抗トルクは最大 60% 以下であるから、放電抵抗の切換えなどの面倒な操作も不要で、確実に同期投入できることがわかる。

本電動機は起動用変圧器により 60% の減電圧で起動し、全電圧切換、直流励磁投入と焼結ブローア用としてはきわめて簡潔な起動方法を採用したので、それだけ操作回路の信頼性も高くなっている。

4.2.2 効率

前述のように本機はダンパレス形回転子のために生ずる効率低下を極力防止するように設計・構造・技術面で十分の考慮を払ったので、次のような高効率電動機をうることができた。

負荷 (%)	規約効率の実測値 (%)
125	97.89
100	97.71
75	97.31
50	96.37

5. む す び

以上ダンパレス形回転子の概要を述べたが、前述のようにその長所を十分に生かすことのできる GD^2 の過大な負荷、高速大容量機に適用すれば、信頼度の高い同期電動機を得ることができる。その反面欠点もあるので、乱用は避けるべきで、信頼度の高いカゴ形起動巻線付き同期電動機が得られる範囲は、そのような標準形を採用する方が有利であり、かつ経済的である。

ここではダンパレス形回転子の磁極片の温度上昇については詳細に触れなかったが、これは別文献(3)に記してあるので、参照していただきたい。

また富士製鉄(広畑)納入焼結ブローア用 4,500 kW ダンパレス形同期電動機の製作にあたって、富士製鉄本社、広畑製鉄所の関係者より多大な援助を得ましたことに深く感謝いたします。

(昭 41-7-13 受付)

参 考 文 献

- (1) J. Gibbs : JIEE, 95, p. 411~, (1948)
- (2) D. D. Stephen : "Synchronous motor and condenser" Chapman & Hall 198 (1958)
- (3) 高原, 中野 : 「三菱電機技報」39 (昭 40)

電 気 用 接 着 剤

伊 藤 公 男*・進 藤 紘 二*

Adhesive Agents for Electric Machines

Central Research Laboratory Kimio ITŌ・Koji SHINDO

Epoxy resin adhesives have a wide range of usage for electric machines. There are a good many kind of epoxy resin, such as bisphenol type resin, cyclo aliphatic group, poly functional one and the like, all being synthetic chemical compound containing epoxide radicals. With these varieties of resin, measurement has been made on their adhesive strength, especially in relation to temperature performance, as a chief subject of study. Outstanding among them are novolack epoxide and cyanuric epoxide which have very high adhesive strength such as 150 kg/cm² and 250 kg/cm² respectively at a temperature of 200°C. Their electric characteristics are also excellent as insulating materials. Low temperature adhesives have been also experimented to find not much change in strength at a temperature as low as -150°C.

1. ま え が き

電気機器にも数多くの接着剤が使用されている⁽¹⁾。しかしこれら機器がその使用条件あるいは使用フイ気によって影響をうけることは当然で、各種材料のフイ気にたいする作用を十分検討

表 1.1 接着剤の種類と耐熱劣化特性⁽²⁾
長時間加熱劣化に耐える温度 (°C)
Table. 1.1 Heat aging properties of various adhesives.

接 着 剤	被 着 体	
	ステンレス・スチール	アルミニウム
フェノール樹脂	232	316
ポリアミド樹脂	316	>316
エポキシ樹脂(ビスフェノール形)	260	288
エポキシ樹脂(エポコート 1031)	288	316
ポリブタジエン-アクリロニトリル共重合体	316	316
フェノール樹脂-ブタジエン共重合体	288	288
フェノール樹脂-ビスフェノールエポキシ樹脂	260	316
フェノール樹脂-ポリアミド樹脂	260	>316
エポキシ樹脂-エチルアクリレートマレイン酸共重合体	288	288
エポキシ樹脂-ポリアミド樹脂	288	288

100 h 加熱後による判定

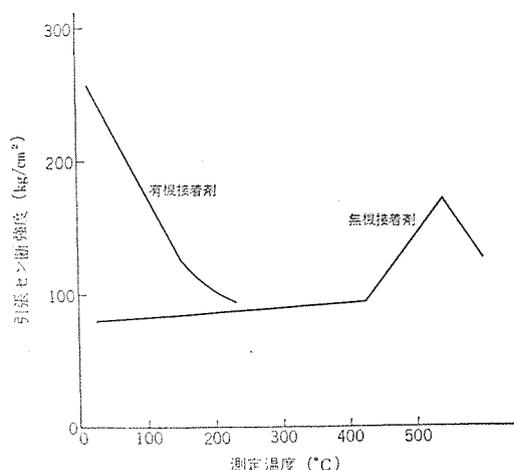


図 1.1 有機系、無機系接着剤の特性
Fig. 1.1 Properties of organic and inorganic adhesive.

する必要がある。一般に影響をあたえるフイ気としては、温度、湿度すなわち水がもっとも大きく、さらにガス、液体としての化学薬品作用、真空、加圧などの圧力の影響、光、放射線などに対する作用が一般の劣化現象として考えられている。とくに電気機器用としては、これらフイ気の作用に加えて電氣的、機械的なストレスが複雑に加わって影響をうける。これらはすべて劣化要因として検討されるべき問題であるが、あまりにも広範囲なので総合的に考えるのはむずかしい。また最近では接着性の良好なエポキシ系樹脂についてもいろいろな形の化合物が発表されている。そこでこれらエポキシ系樹脂の接着性と影響因子としての代表的な温度について取り上げてみる。

接着剤はいったい何度までその強度を保持できるか、すなわち接着強度の温度特性と、その温度における長時間の影響という問題があり、電気用接着剤として考えてみると用途により異なるが、ハンダの溶融点、処理方法などからだいたい 250°C ぐらいが有機系接着剤として考えられているところではなかろうか。Black Blomquist⁽²⁾らは多くの接着用樹脂の化学構造と接着強度の耐熱性について考察し表 1.1 の結果を示している。これは接着強度が初期値の約 30% になる点をもって表わしているが、いずれも良好な特性といえる。しかしこれらも無機系接着剤と比較すれば図 1.1 のように使用温度範囲にまだだいぶ差がみられるけれども、有機系接着剤が多く使用されるのは、作業性すなわち処理法の容易性が非常に大きな要素となっていることがわかる。

これら有機系接着剤を電気機器に使用する場合の問題点は多い⁽³⁾。そこで一般に接着性が良好な材料としてもっとも多く用いられている、エポキシ樹脂系接着剤を主として取り上げ、その温度特性について報告する。

2. ビスフェノール形エポキシ

エポキシ樹脂は接着性がよいので電気機器にも非常に多く用いられている。この化学構造はよく知られており図 2.1 に示したが、(そのほか各種エポキシ化合物の構造式をも示す) この化学構造を変えた場合、接着強度にどのような影響を与えるかは興味ある問題として研究されている。Kelly ら⁽⁴⁾は機械特性などの変化を、また Erich ら⁽⁵⁾は表 2.1 の R₁, R₂ を変化させると接着強度などがだいぶ変化することを示した。この場合は硬化剤とし

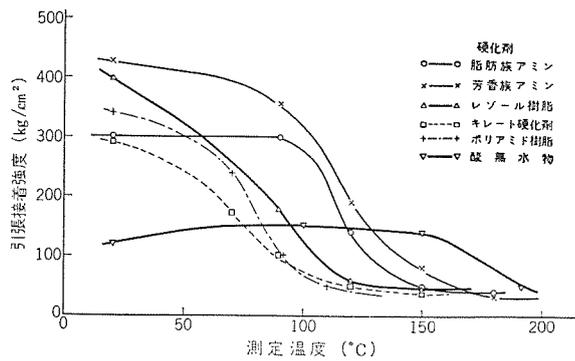


図 2.3 ビスフェノール形エポキシ樹脂の接着強度—温度特性

Fig. 2.3 Adhesive strength vs temperature of Bisphenol-type Epoxy resins.

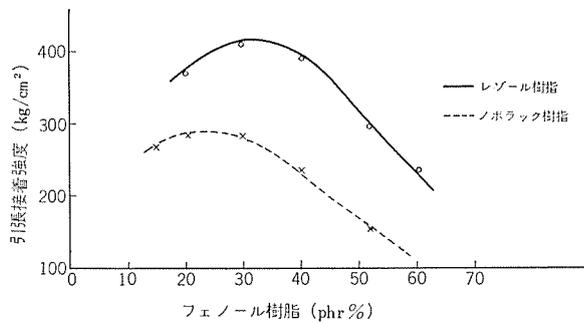


図 2.4 エポキシフェノール混合系の接着強度

Fig. 2.4 Adhesive strength of Epoxy-phenolic composition.

被着体としては鉄、ステンレスはあまり適さないことを示した。

また Black ら⁽⁷⁾もエポキシフェノール系接着剤と各種金属被着体の影響を調べた結果、長時間熱劣化に対して銅、鉄は劣化を促進し、亜鉛、銀は耐熱性を向上させることを見いだした。また金属ナフテン酸塩をステンレス表面に塗布して接着すると耐熱性が改善され、さらにエポキシフェノール接着剤に約1%二酸化マンガン・硫化錫または酸化アルミ・酸化ヒ素・酸化アンチモンを加えることによっても、効果があることを示した。フェノール樹脂にはレゾール形とノボラック形があり、その差をエポキシ樹脂と混合比を変化させて比較したのが図2.4である。レゾール形のほうが接着強度が大きくなっているが、いずれも最高接着強度を示す割合が30 phr付近にあり、この割合の接着剤の温度特性は図2.3に示したように120°Cぐらいより約60 kg/cm²となり温度特性としてはそれほどよい接着剤とは考えられない。すなわち一般に広く用いられているビスフェノールエポキシ樹脂を接着剤として使用する場合は、加熱硬化可能なときは酸無水物系硬化剤を使用すれば転移温度は高くなるが、だいたいの傾向として図2.3に示したような接着強度を示すものと考えてよい。

3. 環状脂肪族エポキシ

2個以上の二重結合をもっているオレフィンなどを過酢酸でエポキシ化する方法が考えられてから、多くの環状脂肪族エポキシ樹脂が発表されており、UCC社 Unox 201, 206, 207, 221, 269, 289 Ciba社はCY-175, 176, 178, 179などを発表している。そのほか市販はされていないが、多くの特許⁽⁸⁾も見られる。これは粘度が、10 cpsぐらいと非常に低いものから固体までといろいろなものが合成され、使用方法によっては用途が多いと考えられる。また一般にアミン系硬化剤よりも酸系硬化剤のほうが接着強度そ

のほかはすぐれており、Torigaux⁽⁹⁾は図3.1のように相当異なることを示している。

酸系硬化剤の場合は促進剤を加えて反応を進めることが行なわれる。促進剤の影響によって接着強度の温度特性は異なり、たとえばグリコール類を使用したとき、Bobaleck⁽¹⁰⁾は図3.2のような変化を示している。有機酸としてもいろいろな構造の酸がありどの組み合わせがよいかを見いだすのはたいへんである。代表的なMNA, HHPAを比較すると図3.3のようになり、硬化剤の最適量も計算値よりいくぶん少ないほうがよい接着強度を示している。MNAのエポキシに対するモル比は異なるが接着強

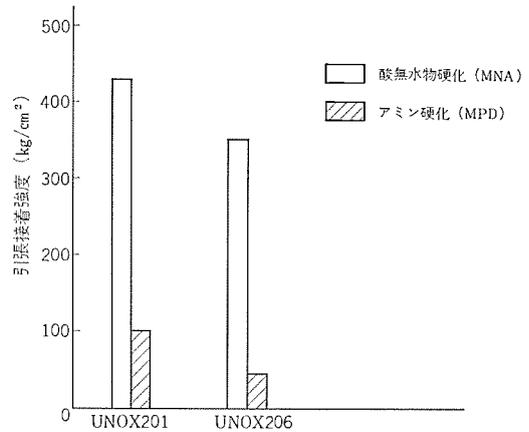


図 3.1 環状脂肪族エポキシ樹脂の接着強度

Fig. 3.1 Adhesive strength of Cycloaliphatic Epoxy resins.

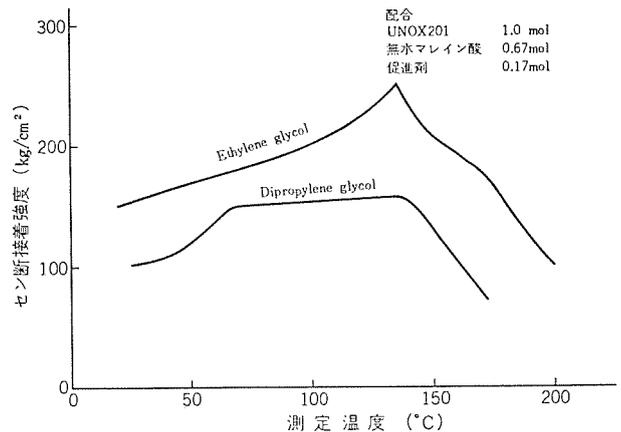


図 3.2 環状脂肪族エポキシの促進剤の変化と接着強度—温度特性

Fig. 3.2 Adhesive strength vs temperature of Cycloaliphatic Epoxy with various accelerator.

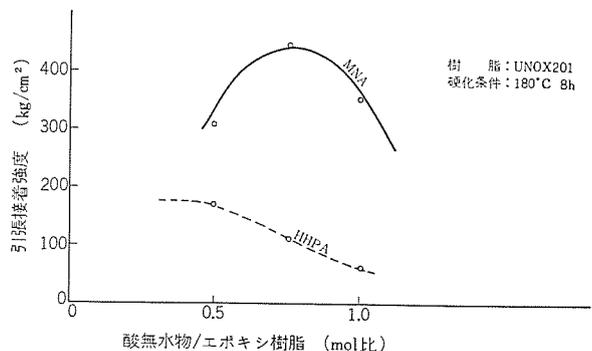


図 3.3 環状脂肪族エポキシの硬化剤の変化と接着強度

Fig. 3.3 Adhesive strength of Cycloaliphatic Epoxy with acid hardner.

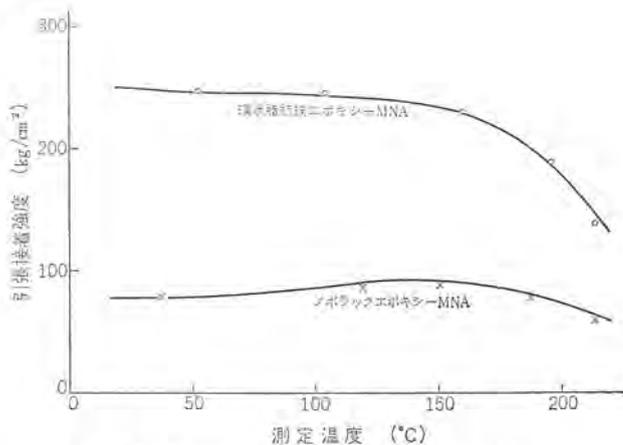


図 3.4 環状脂肪族ノボラックエポキシ樹脂接着強度—温度特性
Fig. 3.4 Adhesive strength vs temperature of Cycloaliphatic and Novolak Epoxide.

度の温度特性を図 3.4 に示した。200°C においても 150 kg/cm² ぐらいの強度を有しており、相当な耐熱接着強度を示していることがうかがわれる。このような環状脂肪族エポキシは 今後いろいろな構造の化合物が研究され、電気用としてなんらかの用途が考えだされるものと思う。

4. 多官能エポキシ

エポキシ基が反応性にとみ、すぐれた特性を有しているから、この基を数多くもっている化合物について考えるのは当然である。テトラキスヒドロキシフェニルエタンとエピクロルヒドリンよりの 4 個のエポキシ基を有する化合物 (エピコート 1031)、またはノボラック、クレゾールなどをエポキシ化してエポキシ基を付加したノボラックエポキシ (DEN 438, Araldite 538, エピコート 154 など)、クレゾールエポキシ (Ciba 社 ECN 1235, 1273, 1280, 1299 など)、レゾルシノールエポキシ (Ciba 社 ERE 1359) が発表されたが、これらの接着強度についてはあまり報告がない。

図 4.1 にこれらの代表的なエピコート 1031 とノボラックエポキシの接着強度を示した。常温における接着強度はいずれもそれほど強い性質とはいえない。また粘度も高く (エピコート 1031 は軟化点 80°C、ノボラックエポキシは 100 poise/50°C)、液体接着剤として考える場合には、反応性希釈剤 (たとえば uno×206 など) を加えて粘度を下げる方法が考えられる。図 4.2 に希釈剤の量を変化させ

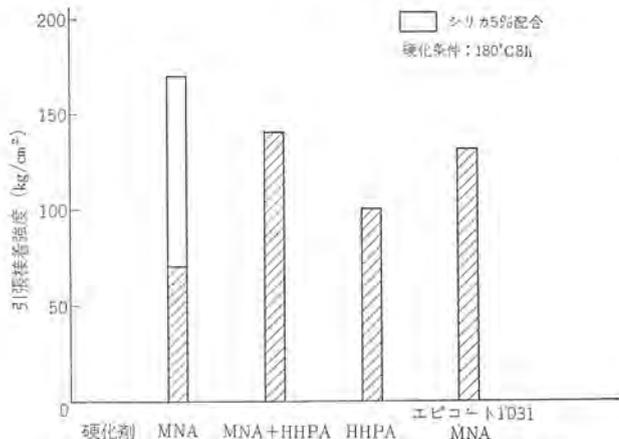


図 4.1 酸無水物硬化時のノボラックエポキシ樹脂の接着性
Fig. 4.1 Adhesive strength of Novolak Epoxide with acid hardeners.

たときの特性を示した。

充テン剤としてアスベストを使用したのは Davydov ら⁽¹¹⁾がシリコン樹脂にアスベスト充テン剤は非常に良好な耐熱接着性を示すということを発表したので、ノボラックエポキシに対しての効果を調べてみた。また Jackson⁽¹²⁾はノボラックエポキシ樹脂をアミン硬化 (TTA) したときの接着強度を示しているが、だいたい同じ傾向を示している。希釈剤が多くなり粘度が低下するとだいたい効果がみられるが、図 4.3 に示すように温度特性に対してはあまり効果はなく、かえってノボラックエポキシ樹脂のみのほうが 180°C 以上ではよい値を示している。

またビスフェノール形エポキシの接着強度温度特性 (図 2.3) と比較してみると、常温付近の接着強度はビスフェノール形はだいたい高い値を示しているが温度が上昇するにつれて急激に低下してくる、それに反しノボラックエポキシは 200°C ぐらいまでもほとんど変化しない。これは使用する機器の必要接着強度によっても異なるが、高温でも強度が必要なときはこのような特性を重視する必要がある。また Levine⁽¹³⁾はノボラックエポキシ樹脂に五酸化ヒ素を混合することによって半無機系樹脂ができ、これにシリコンを導入して、半無機系接着剤 (Metlbond 331) を考えた。これはステンレスを接着して 260°C/1,000 h 後 50 kg/cm² の接着強度を示している。

また Kastrop⁽¹⁴⁾はノボラックエポキシ樹脂 (DEN 438) とシリコンエポキシ樹脂 (Dow 社 Z-6077, 旧名 Sylkom-90) に DDS, 酸化チタンを使用し、260°C, 100 h 後 70 kg/cm² 程度の接着強度を示している。

エポキシ基 3 個をトリアジン環に付したシアヌル酸エポキシ樹脂は、Budnowski⁽¹⁵⁾によって発表された。これは構造上耐熱性のよいことが考えられる。しかし図 4.4 に示したように硬化剤によってはだいたい接着強度が異なることがわかる。また 200°C 長時間加

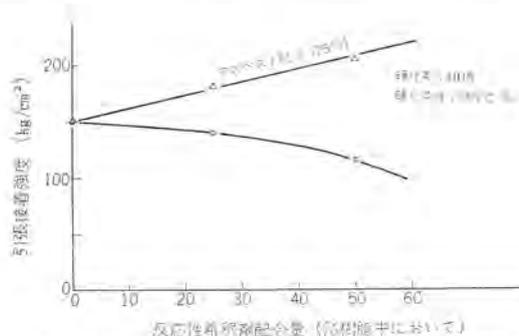


図 4.2 ノボラックエポキシ樹脂の反応性希釈剤による接着強度

Fig. 4.2 Adhesive strength of Novolak Epoxide included with reactive diluent.

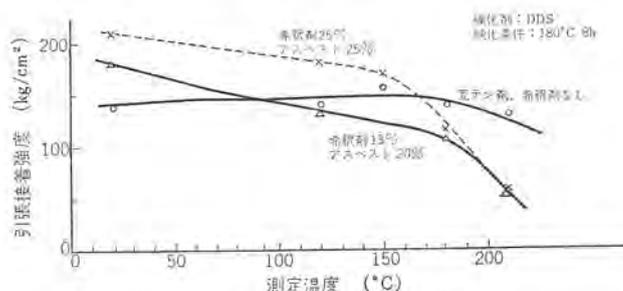


図 4.3 ノボラックエポキシ樹脂の接着強度—温度特性

Fig. 4.3 Adhesive strength vs temperature of Novolak Epoxide.

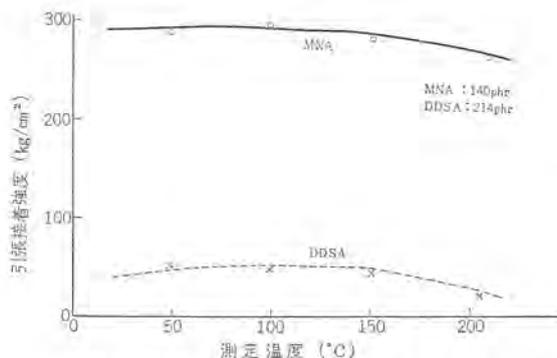


図 4.4 シアヌル酸エポキシ樹脂の接着強度—温度特性
Fig. 4.4 Adhesive strength vs temperature of Cyanuric Epoxide.

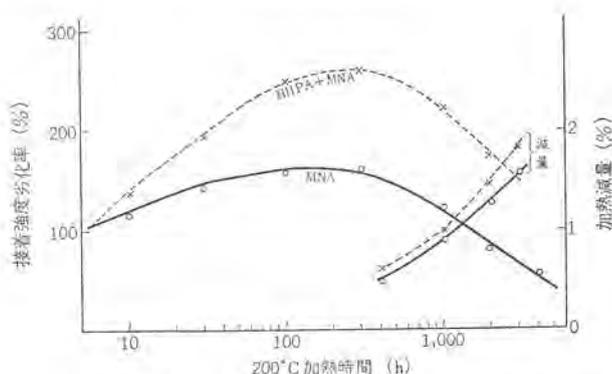


図 4.5 シアヌル酸エポキシ樹脂の加熱劣化特性
Fig. 4.5 Heat aging properties of Cyanuric Epoxide.

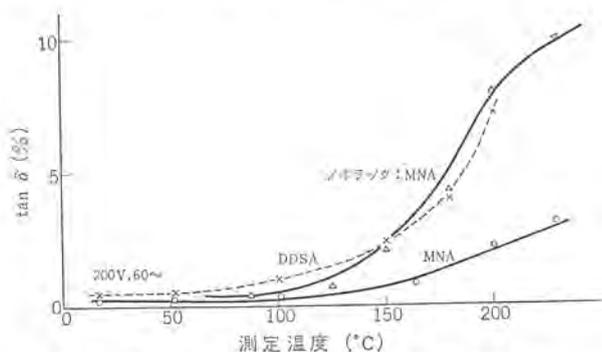


図 4.6 シアヌル酸、ノボラックエポキシ樹脂の誘電正接
Fig. 4.6 Tan δ of Cyanuric and Novolak Epoxides.

熱後の接着強度を図 4.5 に示したが、酸系硬化剤でもその種類によって特性は異なっていることがわかる。さらにシアヌル酸エポキシ樹脂硬化剤だけのどのような加熱による重量減少は 3000 h 後でも 2% 以下で非常に耐熱性がよいことがわかる。

また一般にエポキシ樹脂は電気特性の良好な材料であるが、とくにこれらのエポキシ硬化剤は良好であり、図 4.6、図 4.7 にノボラックエポキシ樹脂とシアヌル酸エポキシ樹脂の電気特性の一例として、誘電正接と絶縁抵抗を示したが、とくにシアヌル酸エポキシ樹脂は、硬化剤をうまく選択すれば 200°C でも $\tan \delta$ が 2% 以下、 ρ が $10^{12} \Omega \text{cm}$ 以上というようなすぐれた特性を示し、接着強度もすぐれており多くの用途が考えられる。しかしこれらは、ノボラックエポキシ樹脂は粘度が高いことやシアヌル酸エポキシ樹脂は固体であるため、作業性、処理方法によっては用途が限定されるのではなかろうか。

そのほかエポキシ化ポリオレフィンもあるが、特性がそれほどよい
電気用接着剤・伊藤・進藤

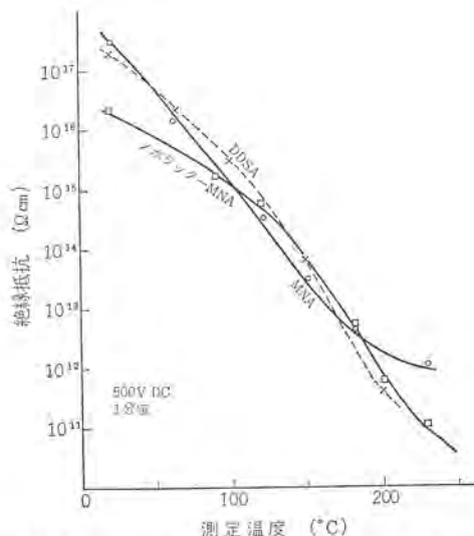


図 4.7 シアヌル酸、ノボラックエポキシ樹脂の絶縁抵抗
Fig. 4.7 Electrical resistivity of Cyanuric and Novolak Epoxides.

とは思えない。しかしこれら多官能エポキシはさらに検討が加えられ、新しい構造の化合物が出現するものと考えられる。

5. その他

最近の米、ソ両国における宇宙に対する競争として、これらに使用する高温、低温用材料の研究が盛んに行なわれている⁽¹⁶⁾。耐熱性高分子材料としてはシリコン樹脂が昔からよいといわれている。しかしこれらのシリコン系樹脂の接着強度は図 5.1 に示したようにそれほど接着性が良好とも思えないが、そのほかの耐熱性などの特性がよいので、いろいろほかのポリマー単位に付加することが考えられている。Steyr ら⁽¹⁷⁾はビスフェノールエポキシにシリコンを含む接着剤を合成している。Solodovnik ら⁽¹⁸⁾はシリコンとホウ素を含む化合物とフェノール樹脂との組み合わせで 500°C、1 h 後で 70 kg/cm² の接着強度を示している。

またポリフェニレン、ポリキニレン、トリアジン系ポリマーなどが合成され接着強度も調べられている⁽¹⁹⁾、さらに現在注目されているのはポリアロマトイック系のポリベンツイミダゾール (Narmco 社 Imidite 850)、ポリイミド (Dupont 社 PI-P 1101) があり Kausen⁽²⁰⁾は図 5.2、5.3 のようにすぐれた特性を有することを示している。またポリベンツチアゾール、ポリキノキサリン、ポリチアゾール系も研究されており、この中でポリメタフェニレン、33'44'ベンツフェノテトラカルポキシイミダイトの接着性

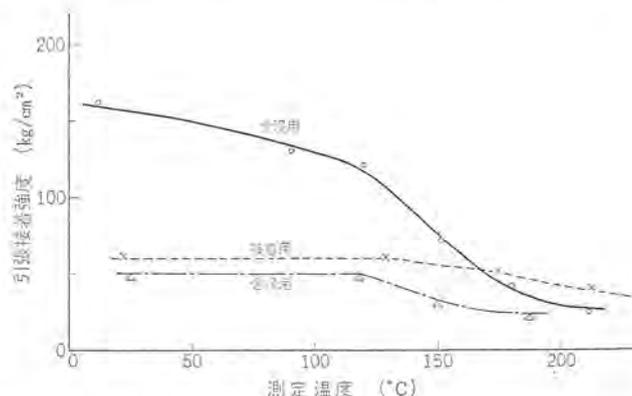


図 5.1 シリコンのニス接着強度—温度特性
Fig. 5.1 Adhesive strength vs temperature of Silicone Varnishes.

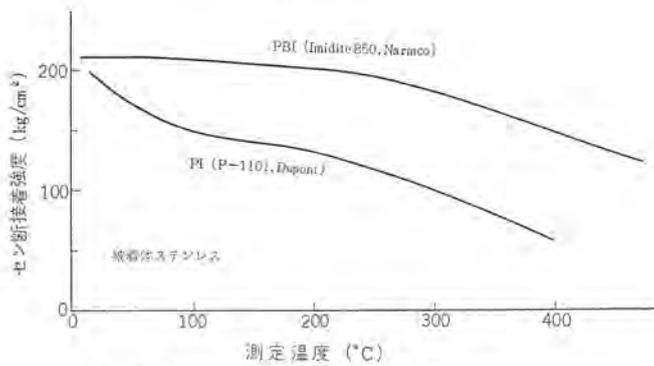


図 5.2 ポリアロマトミック系の接着強度—温度特性
Fig. 5.2 Adhesive strength vs temperature of Polyaromatic adhesives.

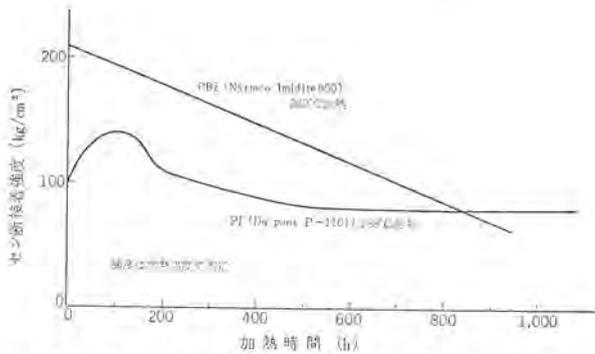


図 5.3 ポリアロマトミック系の接着強度—加熱劣化特性
Fig. 5.3 Thermal aging properties of Polyaromatic adhesive measured at aging temperature.

は 370°C 1 h 後で 30 kg/cm², 488°C 2 分後で 20 kg/cm² であると示している⁽²¹⁾。以上のように高温用接着剤が多く研究されている反面、低温用接着剤については少ない。

これは転移温度以下では接着剤自体の凝集力は低下することは考えられず、接着結合点が消滅することがなければ問題は無いと考えられるからと思う。実際にビスフェノールエポキシと DEAPA や MPD で硬化した場合 27°C, -203°C で引張接着強度の低下は少なく、脂肪族アミンの DEAPA と芳香族アミンの MPD とでは室温で約 25%, -197°C で約 60% MPD のほうが接着強度が高い⁽²²⁾。また室温硬化形のエポキシアミン系接着剤は充填剤補強などを行なってもハク離、衝撃には弱く、低温用接着剤としてはむしろやわらかいウレタン系 (Adiprene L-100, MOCA-Dupont 商品名) がよいと Smith 氏⁽²³⁾は言っている。まったく同感であるが、このような軟質の接着剤はすべて高温用には弱いので使用範囲は限定される。

Hertz⁽²⁴⁾は各種接着剤について低温接着強度を試験した結果、エポキシイロン系 (Metlbond 406, AF 40, FM 1000 など) は、-217°C まで良好であり、つぎにニトリルフェノール系 (Metlbond 4041, AF 32 など) は -200°C までよく、室温硬化形としては、やはりポリウレタン系がすぐれていることを見いだした。

宇宙飛行用低温接着剤として Miller 氏⁽²⁵⁾は -217°C まではエポキシポリアミド系 (Narmco 3135) がよいと言っている。Kausen⁽²⁶⁾は加熱硬化できるときは前記のエポキシイロン系が良好だとしている。さらにウレタン系の高温特性を改良することで Sandler 氏⁽²⁷⁾はトルエンジソシアネート、MOCA 系をポリエーテルで硬化させ -270°C ~ 120°C まで使用可能であるが、それ以上高温で使用するときは触媒を用い加熱硬化すれば 200°C ぐらいまでの使用も可能ではないかと報告している。

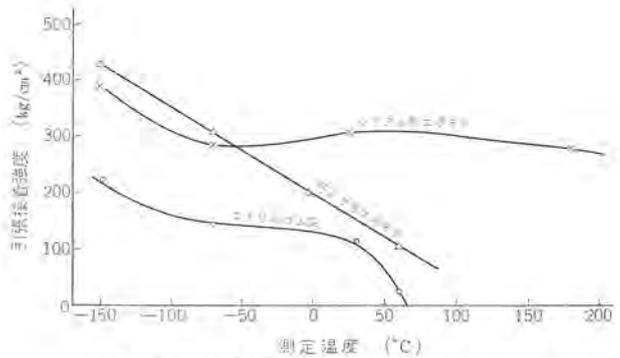


図 5.4 各種接着剤の高温、低温温度特性
Fig. 5.4 Effect of temperature on strength of various adhesives.

すなわちこれら低温用接着剤としてはエポキシイロン系・エポキシポリアミド系・ゴム系・とくにポリウレタン系がよい接着剤と考えられている。実際にこのような低温接着強度を測定する装置についても問題が多い。なおこれらの一例として図 5.4 にゴム系として NBR 系、エポキシポリアミド系および前記のシアマル酸エポキシ樹脂の接着強度温度特性を -150°C ~ 200°C まで示した。低温側においてはいずれも強度が上昇している。とくにシアマル酸エポキシ系は相当良好な特性を示していることがわかる。この結果より引張強度に対してはそれほど心配する必要はないが、長時間低温放置後、低温高温くり返し後とか、ハク離、衝撃強度などのほうが問題かもしれない。接着強度の温度特性については転移温度以上については Doolittle の式を応用しある程度の推察はできるかも知れない。しかし転移温度以下については接着硬化ヒズミの発生が大きく作用すると考えられる⁽²⁸⁾。また長時間加熱劣化による接着寿命の推定についても反応速度とアレニウス式を用いて考えることができると思う⁽²⁹⁾。そしてこのようないろいろの現象を究明し最適の接着剤、接着処理法を見いだすことは今後の問題と考える。

6. む す び

電気用接着剤として考えられるエポキシ系樹脂についてビスフェノール形・環状脂肪族・ノボラック・シアマル酸系などについて接着強度と温度特性、長時間加熱による特性の変化について報告し、さらに高温用、低温用接着剤についても示した。しかしなぜエポキシ系接着剤が接着強度が大で、かつその化学構造の差によっては温度特性が良好となるか、長時間加熱による変化の原因などについては接着現象の究明とあいまって非常にむずかしい問題でもあり今後の成果に期するところが大きい。

参 考 文 献

- (1) 伊藤：「三菱電機技報」37, 480 (昭38)
- (2) J. M. Black, R. F. Blomquist : Adhesives Age 5, No. 2 30, No. 3 34 (1962)
- (3) 伊藤：「日本接着協会誌」1, No.4, 250 (1965)
- (4) P. B. Kelly : J. Appl. Polym. Sci. 6, 425 (1962)
- (5) W. Erich, M. J. Bodnor : J. Appl. Polym. Sci. 3, 296 (1960)
- (6) D. W. Elam, N. Naps : A. D. 606. 152
- (7) J. M. Black, R. F. Blomquist : I. & E. C. 50, 918 (1958)

- (8) U. S. P. 2,543,419, 2,716,123, 2,895,962, F. P. 1,233,231
- (9) G. A. Torigaux : Modern Plastics 38, No. 1 147 (1960)
- (10) R. J. Ward, E. G. Bobaleck : I. E. C. Prod. Res. & Dev. 1, 85 (1963)
- (11) A. B. Davydov, Z. G. Ivanova : Khimicheskaya Promyshlennost No. 5, 44 (1961)
- (12) L. C. Jackson : Adhesives Age 6, No. 9, 34 (1963)
- (13) H. H. Levine : J. Appl. Polym. Sci. 6, No. 20, 184 (1962)
- H. H. Levine : I. & E. C. Prod. Res. & Dev. 1, No. 2 96 (1962)
- (14) C. J. Kastrop : U. S. P. 3,160,675 (1964)
- (15) M. Bundnowski : Kunststoffe 55, No. 8, 641 (1965)
- (16) 神戸 : 「高分子」 14, No. 159, 453 (1965)
- (17) M. C. Stycr, W. C. Tammer : A. D. 275, 432 (1962)
- (18) V. D. Solodounik, A. B. Davydov : Plasticheskie Massy No. 3, 39 (1963)
- (19) J. Dickstein, B. D. Halpern : A. D. 266, 452 (1961)
- (20) R. C. Kansen : Materials in Design Engineering 60, No. 2, 94 (1964)
- (21) P. H. Hergenrother, W. J. Wvasidlo, H. H. Levine : A. D. 602, 679 (1964)
- (22) R. M. McClintock, M. J. Hiza : Modern Plastics 35, No. 10, 172 (1958)
- M. J. Hiza, P. L. Barrick : SPE Trans. 1, No. 2, 73 (1961)
- (23) M. B. Smith, S. E. Susman : Mach. Desig. 34, No. 24, 188 (1962)
- M. J. Bodnar, E. R. Kelly : Adhesives Age 2, No. 4, 29 (1959)
- (24) J. Hertz : Electro-technology Sept. 93 (1962) : A. D. 273, 219
- (25) R. N. Miller, C. D. Bailey et : I. E. C. Prod. & Dev. 1, No. 4, 257 (1962)
- (26) R. C. Kausen : Materials in Design Engineering 60, No. 3, 108 (1964)
- (27) S. R. Sandler, F. R. Berg : J. Appl. Polym. Sci. 9, 3909, (1965)
- (28) 伊藤・小野・進藤 : 第3回, 第4回接着発表会 (昭40, 昭41)
- (29) 伊藤・清水 : 「三菱電機」 36, No. 4, 521 (昭37)

第2法による電気鉄板の層間抵抗試験機

土屋 英司*・大村 俊次*

Testers for Surface Insulation Resistance of Electrical Sheet Steel Based on Method 2

Central Research Laboratory Hideshi TSUCHIYA・Toshitsugu OHMURA

Testers for surface insulation resistance based on method 2 are widely used for control of surface resistance of electrical sheet steel, for they are capable of measuring the resistance nondestructively and efficiently. Because of great variety in measured values of surface insulation resistance, numeric values are left unstandardized. Experiments have been made as a first step of the standardization with apparatus built for trial. The results have revealed that the testers are almost satisfactory with reproducibility of measured values, and also made clear that sheet steel itself partly lacks uniformity. Comparison tests have been conducted by various companies between the new apparatus and old ones. From significant variance found in a range of effective measurements, it has been proved that new testers are superior.

1. ま え が き

電気鉄板の層間抵抗値を測定する試験機として、鉄心をたんざく形に切断し、積層して測定を行なう第1法と、1枚の試片に10個の電極を接触させて測定を行なう第2法の二つが従来から JIS C 2550 に規定されている。

この両者はともに層間抵抗値を管理するのに必要な試験機であり、前者は実際の積層鉄心の状態に類似した抵抗値を与えるが、その値は切断鉄心の端面の条件に大きく支配され、また破壊試験であり、非能率的でもある。後者は実際の積層鉄心との関連性はうすいが、非破壊試験であり、かつ能率的である。こうした得失を目的に応じて適宜使いわけてはいるが、現場での日常の抵抗管理にはほとんど第2法が重用されている。

これら層間抵抗試験機に共通していえることは、測定値のバラツキが大きくそれがどうした原因によるのか明確な結論が得られていないことである。

第2法試験機を用いた測定値の再現性に関する検討結果としては、昭和38年9月日本電機工業会材料技術常任委員会で開催した加盟15社間の層間抵抗比較試験があり、その結論によれば「非常に大づかみにながめても、同一試料においては一社の測定値が他社の測定値の1/3~3倍の範囲におさまる」といった程度すなわち測定値が1桁異なるといった程度の再現性しか得られていない。

電気鉄板の材料規格に層間抵抗値を数値化して入れたいという要望は以前からかなり強かったのであるが、こうした実状のために見送られていた。今回、前記委員会において再び層間抵抗の問題をとりあげ、数値を規格化する前段階としてまず第2法試験機の改良を行なうことになり、種々のいきさつから当社がこの問題を担当することになった。

そこでまず現用試験機において測定値の再現性を妨げると考えられる箇所を重点として改造機的设计を行ない、委員会の承認を受けたのちに東英工業(株)に発注してこれを試作し種々の実験を行なった。その後改造機は性能的にすぐれていることが認められて標準仕様となり、現在国内の多くの会社が同一仕様による試験機を設置中であり実験結果も数多く報告されている。

ここではまず第2法による試験機の測定原理について簡単に述

べたのち、現用試験機において測定値の再現性を阻害している諸点とその改良策について記し、次に試作試験機を用いた当社における実験結果を示したのち、最後に国内数社における新・旧試験機による層間抵抗の試験結果に言及する。

2. 第2法の測定原理

図2.1に示したように、1個当たり 1 cm^2 の面積をもった円柱状電極10個を電気鉄板上に押し付けて片側の電極とし、他方の電極としては電気鉄板上の絶縁皮膜を、キリで取り除いて電気鉄板自体を用いる。この両電極間に 0.5 V の電圧を印加したとき、流れる全電流をもって層間抵抗値を次のようにあらわす。

$$R_S = A \left(\frac{1}{I} - 1 \right) \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

ここで R_S : 層間抵抗 ($\Omega\text{-cm}^2/\text{枚}$)
 A : 電極の総面積 (cm^2) $\dots\dots 10\text{ cm}^2$
 I : 電流計の読み (Amp)

この式(2.1)は、図2.1の回路をもととして次の関係から求めたものである。

$$I = \sum_{n=1}^{n=10} \frac{E}{R_n + R_S} = \frac{10E}{R_a + (R_S/2A_1)} = \frac{20EA_1}{2A_1R_a + R_S} \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

ここで E : 供給電圧 (V) $\dots\dots\dots 0.5\text{ V}$
 R_a : 電極1個当たりの直列抵抗 (Ω) $\dots\dots\dots 5\ \Omega$
 R_n : n 個の電極表面における皮膜抵抗 (Ω)
 A_1 : 1個の電極の表面積 (cm^2) $\dots\dots\dots 1\text{ cm}^2$

$$\therefore I = \frac{10A_1}{10A_1 + R_S} \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

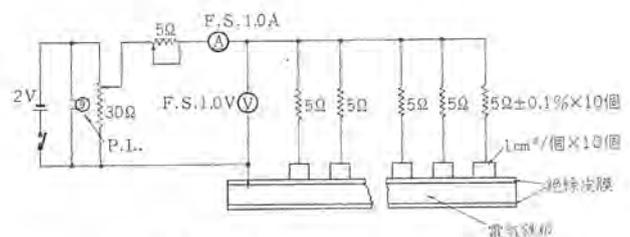


図2.1 第2法の測定回路
 Fig. 2.1 Measuring circuit for method 2.

となり式(2.1)が導びかれる。

この測定に際して、電極表面と絶縁皮膜との接触をよくするためにコイルパネを用いて電極を電気鉄板に押しつけるのが普通であり、わが国においては通常、標準圧力は 35 kg/cm^2 に選んでおり、その他 7, 14 または 70 kg/cm^2 で試験してもよいとされている。電極を 10 個に分割してあるのは、鋼板の表面状態が均一でないため、もし 1 個の電極だけで測定を行なった場合、特定のウイークな点によって測定が支配される可能性があるために、このようにして平均化を計ったものである。また電圧を 0.5 V に選んだのは、ウズ電流によって鋼板上の皮膜 1 枚当たりに印加される電圧は通常これ以下であることと、これ以上の電圧では皮膜の絶縁破壊箇所が急に多くなるためと解される。

3. 現用試験機の問題点およびその改良策

現用の層間抵抗試験機の欠点として次のような諸項目が考えられ、それぞれに対して以下に述べるような対策を施した。

3.1 各電極の圧力不同

各電極にかかる圧力に不同が生じるのに次の三つの原因が考えられる。

- (1) 電極と鉄板が密着せず、電極接触面積の不同による、
- (2) 各電極の圧力を受けるコイルパネの特性不同による、
- (3) 無加圧時の各電極のレベル不同による、

今加圧力と層間抵抗値との関係の一例をあげると、 35 kg/cm^2 の標準圧力から、他の規定圧力たとえば 14 kg/cm^2 または 70 kg/cm^2 に変化させた場合、表面粗度が大きくかつ初抵抗値が $10^8 \Omega$ 台の電気鉄板においては 10^3 倍抵抗が変わることも起りうる、一般にはこれほど大きな抵抗変化は生じないが、前記圧力変化による抵抗値の変化は表面粗度の大きな鉄板で 6 倍、表面粗度の小さな鉄板で 2 倍前後に納まるようであるが、いずれにしても圧力不同が測定値の再現性を悪くしていることは明らかである。

前記圧力不同因子の内(1)の場合は電極がスライドする図 3.1 の品番③と④の間の間隔が小さく、その上電極と鋼板が直角でないときに生じやすく、この場合には電極接触面積の不同だけでなく、電極の片当たりによって皮膜が痛められて思いがけない抵抗低下をきたすこともある。そこでこの対策として図 3.1 のように電極を品番①と③とに分割し、その間に鋼球⑤を入れて電極下部の自由度を増し、鋼板との密着性がよくなるような構造とした。

(2) の場合、パネ定数はコイルパネに用いた鋼線の直径の 3 乗に比例するため最も影響が大きいが、同一ロットから材料をとり、同じ製作工程によって製造したコイルパネのパネ定数のバラツキは 1% 以内に納まり、パネ定数を全数検査して使用することによって解決した。

(3) については、最初に電極のレベル調整を行なっておいても、

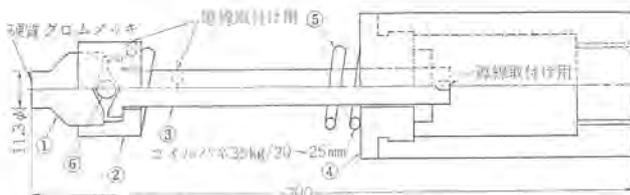


図 3.1 電極部の構造
Fig. 3.1 Structure of the contact.

試験機を使用中に電極の摩耗が生じたりして、通常 0.2 mm ぐらいのレベル不同は存在する。こうした場合でも、荷重によるパネの縮みしろが大きければ圧力不同はほとんど問題とにならないが、強いパネを用い規定荷重における電極の上下行程の小さいものでは無視できない圧力不同が生じる。そこで、無加圧時の 10 個の電極下面の高低差は最大でも 0.5 mm という規定を設け、また 35 kg/cm^2 加圧時のコイルパネのタヾしろが 20 mm 以上と規定することによって、この部分から生じる圧力不同は最大でも 2.5% に納まるようにした。

3.2 有効測定範囲

標準試験状態 すなわち電極が $1 \text{ cm}^2 \times 10$ 個、電圧 0.5 V 、直列抵抗 0.5Ω の場合、式(2.1)から明らかなように電流がゼロおよび 1 A での抵抗値がそれぞれ無限大およびゼロに収束するタンポコンタルな変化をする。そこでこの際の実効測定範囲は $1 \sim 100 \Omega \cdot \text{cm}^2$ /枚とされており、それ以外の領域では誤差が急に増加する。この有効測定範囲を拡張することは、たとえば印加電圧や直列抵抗の値を変更することによって達成できるが、そのためにはかなりの基礎実験が必要である。

現状としてはむしろこの有効測定範囲をくずさないように配慮することが必要である。たとえば幅の狭い鋼帯の場合、電極の接触数が減るとわずかの電流変化が抵抗値の大きな変化に相当し測定誤差が増大する。そこで図 3.2 に示したように各電極の配列線上にそれぞれキリを設け、幅の狭い鋼帯の場合はこれを 2 枚用いるなりして常に 10 個の電極を使用して測定ができるように考慮した。

3.3 その他の問題点

(1) 電極の摩耗

測定器の使用回数が多いと黄銅電極の下部の摩耗が激しく、キリ先の損傷も激しい。そこで図 3.1 の品番①の下部に硬クロムメッキを施し摩耗しにくくするとともにキリもコバルト高速度鋼を用いるようにした。

(2) 配線用導線

加圧時にキリは回転しながら上昇するため、これに取り付けた導線がしばしば断線する。そこでこの部分に可トウヨリ(燃)線を用いたうえ 2~3 回転回して上部へ引き出すとともに、図 3.3 の品番②を固定するツパ付きネジ(品番③)からも導線を引き出して配線抵抗の減少につとめた。

(3) すべり抵抗器

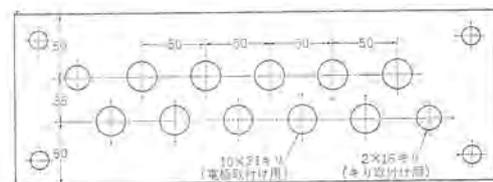


図 3.2 電極の配列
Fig. 3.2 Position of the contacts.

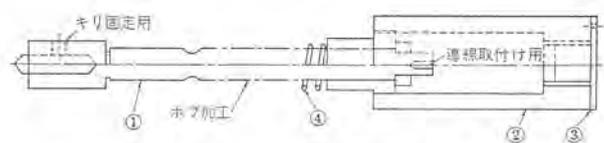


図 3.3 キリ部の構造
Fig. 3.3 Structure of the drill.



図 3.4 層間抵抗試験機の外観
Fig. 3.4 View of apparatus for surface insulation resistance on method 2.

図 2.1 に示した電圧調整用のすべり抵抗器は、従来直列に 1 個使用されているだけであったが、電流の有効測定範囲 0.01~0.98 A、電池電圧 2V としたときこの抵抗器は約 150~1.53Ω の間変化させなければならず、1 個のすべり抵抗器だけでは調整困難な個所が生じる。そこで図 2.1 のように並列および直列の 2 個のすべり抵抗器を使用するように改めた。

(4) 電圧計

規定印加電圧が 0.5 V であるにもかかわらず、計器の損傷を考慮して 1.5 V フルスケールの電圧計が従来から用いられていた。しかし多少の注意を払えば計器の損傷はほとんど生じないので、読取り精度をあげるために 1 V フルスケールの電圧計を用いるように改めた。

(5) 油圧プレス

電極と鉄板が激突すると皮膜が損傷し抵抗の低下を招くので、プレスの降下速度はかなり小さくとり、しかも降下速度にムラのないようにとくに留意した。

以上に述べたような対策を施して完成した層間抵抗試験機の外観を図 3.4 に示した。

4. 層間抵抗試験機仕様

JIS C 2550—1961 付属書の第 5 章をつぎのように改めた。

4.1 加圧装置

(1) 容量約 1 トンの油圧あるいは水圧ジャッキを利用した加圧機、またはこれに類似する加圧機を用いる。

(2) 試料と電極が激突するのを避けるため、加圧部の動きはゆっくりとかつ一線であるような構造をとる。

(3) 試料をのせる定盤は平らでかつ試験圧力に耐えるものであること。

4.2 電極

(1) 鉛直方向に自由に動けるようにした 10 個の黄銅棒を 5 個ずつ 2 列にし、この軸にコイルバネを入れて、それぞれの軸の先に硬質クロムメッキした黄銅の電極(径 11.3±0.03 mm)をつける。

(2) 電極にとりつけるコイルバネは規定荷重におけるタワミしらが 20 mm 以上のものを用い、各バネ定数のバラツキは 1% 以内とし、10 個の電極下面の高低差は 0.5 mm 以内であること。

(3) 電極と試料が平行に密着するように軸と電極を分割し

て間に鋼球を入れ、電極下面が自由に動くようにするかまたはこれと類似の構造をとる。(図 3.1 参照)

(4) それぞれの電極は互いに絶縁し $5\Omega \pm 0.1\%$ (20°C において) の抵抗をつけて図 2.1 に示す回路のように並列に接続する。この抵抗線にはマンガニ線を用いるのが望ましい。

(5) 電極と別に直径約 6 mm のドリルをラセン形管に取り付けて加圧と同時に回転し絶縁皮膜を破り電氣的に接続させる。

(6) 電極からの導線は可塑性で抵抗の小さいものを用いる。

(7) 配線抵抗による電圧降下を避けるために電圧計の接続はできるだけ試料側に近づける。

(8) 電極をささえる絶縁板は試験圧力においてタワミのないものを用いる。

4.3 測定器

電池 (1.5~2 V)、直流電圧計 (最大目盛 1.0 V, 1,000 Ω/V, 1.0 級)、直流電流計 (最大目盛 1.0 A, 1.0 級)、およびすべり抵抗器を図 2.1 のように組み合わせて抵抗を測定する。

5. 再現性についての実験

$5\Omega \pm 0.1\%$ の抵抗器の精度、電圧および電流の精度、電極と試料との密着度およびバネ定数のバラツキ等が、4 章に述べたような仕様を満足していることを確認したのち、実際の電気鉄板の層間抵抗を測定して再現性を調べた。

5.1 長期間にわたる実験

現用の電気鉄板の表面状態を代表するように、表 5.1 に示したような 6 種類の試料をそれぞれ 10 枚ずつ用意し、各試片ごとに位置を少しずらして、1 枚当たり 3 回繰り返して測定する操作を、時期をかえ (全期間約 2 ヶ月) 10 回繰り返して行なった。すなわち 1 種類の試料に対して 3 回×10 枚=30 点の測定データが、

表 5.1 試料の内訳

Table 5.1 Details of samples.

試料名	表面処理の状況	試料記号	表面処理号
ハイライトコア	ハイローム処理	H 18	H. R.
スーパーコア	ハイシュレート処理	S09 F	H. S.
八幡製 オリエントコア	ハイシュレート処理 同上に磷酸塩系 2 次処理	Z(B) Z(A)	H. S. H. S.+2nd. C
川崎製 オリエントコア	D コーティング 同上に磷酸塩系 2 次処理	RG(B) RG(A)	D D+2nd. C

表 5.2 長期間にわたる実験結果
Table 5.2 Test results obtained over a long period.

試料 測定 時期	層間抵抗 (Ω-cm ² /枚)					
	H 18 (H. R.)	S09 F (H. S.)	Z(B) (H. S.)	Z(A) (H. S.+ 2nd. C)	RG(B) (D)	RG(A) (D+ 2nd. C)
1	3.34	6.61	⊖ 1.82	134	4.84	⊖ 65.1
2	⊖ 3.11	⊖ 6.02	2.03	117	⊖ 4.59	65.9
3	4.14	8.92	2.40	127	7.75	68.8
4	4.55	9.99	2.27	⊖ 86.9	7.85	80.7
5	3.98	9.58	2.26	90.9	8.98	⊕ 88.1
6	4.04	10.50	2.02	97.6	6.98	69.1
7	4.74	10.67	2.37	⊕ 242	⊕ 9.14	72.2
8	5.28	11.49	2.36	232	8.38	77.6
9	4.62	10.26	2.77	213	6.95	73.7
10	⊕ 5.90	⊕ 12.43	⊕ 2.88	201	9.05	67.7
最大/最小	1.90	2.06	1.58	2.78	1.99	1.35

注 1. ⊕印は最大値、⊖印は最小値を示す。2. 各欄の数値は 30 点の平均値。

長期間にわたって10回繰り返してとられたことになる。

表5.2は各試料ごとの、一時期における測定値30点の平均値を各測定時期について示したものであり、同表の最下欄はこれら平均値の最大値と最小値の比である。

このようにして得られた数値は、時間経過を大きく含んだ場合の値であるため、実際に比較試験を実施する場合の条件に類似していると考えられる。

1章においても述べたように磁気材料委員会が実施した比較試験においてはこれと同様の測定値に1ケタの差があったことから思えば、測定値のバラツキは1/3~1/5に減っている。

表5.1において各種類の板ごとに最大値および最小値の得られた時期にはかなりのカヨリが認められる。すなわち最小値は測定時期の少ない側に多く最大値は丁度この逆である。こうした傾向を示す原因として、

(1) 測定を繰り返すに伴って皮膜の表面状態が変化する。(徐々に固められていく)

(2) 測定時の温度や湿度が影響する。

などが考えられる。事実ASTMにおいては、皮膜には吸湿性のものもあるので湿度調整後測定するよう述べている。

この実験において、(1)については皮膜厚さが片側で数μ以下であるため裏付けとなる適当な実験方法がなく、また(2)については、ただ単に測定時の温度・湿度が影響するだけでなく、ある測定時からつぎの測定時期までに受けた温度・湿度の履歴が関係するので、温度・湿度の日記グラフと対照して検討したが明確な結論は得られなかった。なおこの全測定値から計算した平均値とバラツキを表5.3に示したが、そこに認められるように、層間抵抗値の大きい試料ほどバラツキが大きいという結論が得られた。

5.2 短期間の実験

5.1に述べた温度および湿度の影響を軽減するために、同一種類の試料に対する繰り返し測定はほぼ同一温(湿)度の下で行なう実験を実施した。

この実験においては前回よりも規模を縮少し、前回の実験において測定値のバラツキが最大・最小および中位の3種類の試料

表5.3 実験結果のまとめ(1)
Table 5.3 Summary of test results.

試料 項目	H 18 (H. R.)	S 09 F (H. S.)	Z(B) (H. S.)	Z(A) (H. S.+ 2nd. C.)	RG(B) (D)	RG(A) (D+ 2nd. C.)
電流値のσ _{平均}	0.11	0.19	0.066	0.66	0.13	0.30
層間抵抗 (Ω-cm ² /枚)	4.26	9.05	2.25	114	7.10	60.8

表5.4 短期間の実験結果
Table 5.4 Test results obtained over a short period.

測定時期	層間抵抗 (Ω-cm ² /枚)		
	Z(B) (H. S.)	Z(A) (H. S.+2nd C)	RG(B) (D)
1	⊕ 2.61	123	⊕ 6.88
2	2.75	93	6.36
3	3.03	⊕ 126	6.87
4	3.11	⊖ 80	⊖ 6.82
5	⊕ 3.19	84	5.92
最大/最小	1.19	1.57	1.18

注 1. ⊕印は最大値、⊖印は最小値を示す。
2. 各欄の数値は30点の平均値。

を用い、各種類ごとに10枚ずつの試片に対して、1枚の試片当たり3点×5回の繰り返し測定を時期を変えて(短期間)5回繰り返して行なった。

表5.4は各試料ごとの、一時期における測定値15点の平均値を各測定時期について示したものであるが、5.1節におけるような実験繰り返し時期の進行とともに抵抗値が増加するという傾向も認められず、また抵抗値の最大/最小の比もわずかに小さくなっているのが認められる。

全測定値から計算した平均値とバラツキを5.1節のそれとともに表5.5に示したが、測定値のバラツキはわずかに小さくなっただけでほとんど変わらなかった。

この結果からみると温度および湿度の影響はほとんどないと考えられ、測定値のバラツキを支配する主因が試験機にあるのか、試料側にあるのか断定は困難であるが、層間抵抗値の大きさによってバラツキの値が大きく変化していることからして、おそらく試料側にバラツキの主因があるとの予想のもとにさらに実験を進めた。

5.3 個別の実験

2章において述べたように、第2法による試験機は皮膜に特定のウィークな点があっても、それを平均化する作用があるので、

表5.5 実験結果のまとめ(2)
Table 5.5 Summary of test results.

項目	試験回数	Z(B) (H. S.)	Z(A) (H. S.+2nd. C)	RG(B) (D)
電流値のσ _{平均}	1	0.066	0.66	0.13
	2	0.063	0.59	0.13
層間抵抗 (Ω-cm ² /枚)	1	2.25	114	7.10
	2	2.90	86	6.10

表5.6 個別の実験結果
Table 5.6 Individual test results.

電極 繰返し 回数 試料	電流値 ×10 ² (A)										
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	
Z(B) (H. S.)	1	8.56	7.80	9.90	8.78	9.38	9.00	9.42	9.38	8.38	9.02
	2	8.42	9.08	9.58	8.58	8.60	9.78	9.58	9.38	8.12	6.98
	3	9.18	8.58	9.98	8.66	7.38	9.66	9.40	7.38	9.78	9.04
Z(A) (H. S.+ 2nd. C)	1	0	0	6.58	6.98	0	0	0	0	0	0
	2	0	0	0	0	0	0	0	7.38	0	
	3	0	0	6.58	0	5.80	0	5.98	0	0	6.40
RG(B) (D)	1	8.12	6.96	6.80	6.98	6.60	7.78	7.80	6.60	8.98	9.18
	2	6.82	7.70	6.78	6.60	8.64	8.12	7.00	6.78	6.58	7.98
	3	8.12	6.80	8.60	6.78	8.82	6.40	8.40	6.62	8.00	7.64
RG(A) (D+2nd C)	1	6.58	0	6.38	6.58	0	3.60	7.00	5.80	0	2.60
	2	0	6.80	0	9.34	0	5.58	6.98	7.80	0	6.98
	3	4.78	5.98	0	6.40	6.80	4.80	3.20	7.38	6.98	0

表5.7 実験結果のまとめ(3)
Table 5.7 Summary of test results.

試験回数	Z(B) (H. S.)	Z(A) (H.S.+2ndC)	RG(B) (D)	RG(A) (D+2nd C)
1	0.066	0.66	0.13	0.30
2	0.063	0.59	0.13	—
3	0.080	1.30	0.10	0.44

鋼板および皮膜を含めた被測定物の均一性を知るために、この作用を利用した。

すなわち 10 個の電極に流れる電流の和が電流計で求められるのに対して、各電極ごとに流れる電流をそれぞれ求め、両者を対比することによって皮膜の均一性を調べた。

試料としては 5.2 節の 3 種類に、バラツキが比較的大きかった RG(A) を追加し、各種類ごとにそれぞれ 5 枚の試片について、1 枚当たり 3 回繰り返して加圧したとき各電極に直列に接続した 5 Ω の抵抗の両端の電圧をデジタル電圧計で求めて、各電極に流れる電流を計算した。

表 5.6 はデータの一例であるが、層間抵抗値の高い試料においては数本の電極下にある皮膜は導通状態にあるが、残りの電極下の皮膜には全く電流が流れておらず、皮膜の不均一性が明らかである。これに対して層間抵抗値の低い試料においては、各電極下の皮膜は共に導通状態にあってしかもその導通の程度がほぼ均一に分布しており、皮膜の均一性が明らかである。

5.1~5.3 節の全実験結果をまとめて表 5.7 に示したが、前記のような各電極の電流分布のため、高抵抗試料の測定値のバラツキが今回は非常に大きくなったのに対し、低抵抗試料のそれはあまり変わらなかった。

以上の実験結果にもとづき、測定値のバラツキを支配する主因はもはや鋼板と皮膜を含めた被測定物の側にあると考えられるにいたり、試作試験機は性能的に満足すべき状態にあると判断された。

6. 新旧両試験機の比較

以上に述べたように試作した層間抵抗試験機は測定値の再現性のよいことが立証されたので、日本電機工業会磁気材料技術常任委員会において採択され、加盟各社に新試験機が設置されつつある。すでに設置の終わった会社においては従来の試験機と比較することによって新試験機の性能をたぬす方法がとられており、前記委員会にそれぞれ報告されている。ここでは委員会に報告されたこれらの諸データを通じて、新試験機の特性的傾向を調べることとする。

6.1 試験方法とその結果

新旧試験機の性能比較試験は 8 社において行なわれた。それぞれの会社においては、皮膜抵抗値の異なる材料グループを適宜選り出し、各社手持の新旧両試験機により、1 種類の皮膜当たり 10~120 点の測定が行なわれた。各材料ごとに測定された電流の平均値、標準偏差およびその比を新旧両試験機別に表 6.1 に示した。

6.2 結果の検討

表 6.1 の備考欄に、1 種類の皮膜当たりの各社における測定点数を示したが、同一材料を同一試験機で測定しても試験点数が少ないほど測定値のバラツキは大きくでる傾向があるため、各社間の差について検討することはできない。しかし同一社においては同じ試料を同じ回数だけ新旧両機によって測定されており、しかも新旧試験機の要因効果をなくするために、同一材料については両試験機間でランダムに測定するなどの配慮がなされているため、全測定値を総合して新旧両試験機の比較を行なうことは差支えない。

そこで電流平均値と標準偏差の比について新旧両試験機間の有意差検定を行なった結果、新旧両試験機間のバラツキに有意差は認めなかった。しかし第 2 法による有効測定範囲は 1~100 Ω-

表 6.1 新旧両試験機による比較試験結果
Table 6.1 Comparison test results by new and old testers.

会社名 (記号)	項目 新旧機別		電流平均値(α)		標準偏差 ×10 ² (σ)		σ/α		備考	
	新	旧	新	旧	新	旧	測定点	新器による抵抗値		
八幡製鉄 (S)	0.56	0.71	6.64	6.68	0.118	0.0942	10		7.81	
	0.56	0.73	6.64	8.18	0.118	0.112				
	0.17	0.21	5.72	9.48	0.336	0.452				
	0.17	0.19	5.72	7.73	0.336	0.407				
	0.076	0.14	3.39	9.43	0.446	0.674				
	0.046	0.13	3.39	11.1	0.446	0.854				
富士製鉄 (◇)	0.06	0.02	4.46	2.17	0.744	1.085	30		157	
	0.39	0.15	9.09	5.50	0.233	0.379				
	0.18	0.17	5.54	4.50	0.308	0.264				
	0.22	0.18	4.43	6.33	0.201	0.352				
	0.51	0.17	7.20	5.73	0.141	0.337				
	0.51	0.21	5.18	4.98	0.102	0.237				
	0.62	0.27	6.21	6.44	0.100	0.238				
	0.88	0.51	2.43	3.46	0.028	0.068				
	0.95	0.85	1.66	3.64	0.018	0.043				
	0.95	0.84	1.41	3.61	0.015	0.043				
川崎製鉄 (K)	0.23	0.18	5.82	4.75	0.253	0.264	120		33.5	
	0.40	0.30	7.30	7.00	0.183	0.233				
	0.67	0.48	5.33	5.99	0.08	0.125				
神鋼電機 (SH)	0.75	0.49	11	10	0.147	0.204	30		3.3	
	0.60	0.40	8	11	0.134	0.275				
	0.45	0.24	10	7	0.247	0.287				
	0.73	0.45	12	8	0.164	0.180				
	0.70	0.46	7	8	0.100	0.103				
	0.67	0.55	9	7	0.135	0.128				
0.61	0.32	19	16	0.312	0.50					
中山製鋼 (M)	0.043	0.065	2.84	4.44	0.660	0.683	30		222	
	0.12	0.37	4.00	13.6	0.333	0.368				
	0.30	0.25	6.02	8.66	0.200	0.346				
東京芝浦 (T)	0.16	0.083	3.87	2.38	0.242	0.287	30		52.5	
	0.61	0.55	11.4	7.12	0.187	0.129				
日本鋼管 (NB)	0.63	0.68	6.51	6.87	0.103	0.102	40		5.9	
	0.43	0.40	5.00	1.02	0.116	0.258				
三菱電機 (M)	0.60	0.73	3.22	2.99	0.054	0.041	27		6.7	
	0.08	0.06	3.58	3.02	0.447	0.504				

cm²/枚とされているので、新機による測定値によってこの範囲内のデータと、範囲外のものにかけて前記同様の分散分析を行なった結果、有効測定範囲内のデータについては 5% の危険率で両試験間に有意差が認められ、新機による測定値のバラツキが少なかったが、範囲外のものについてはそれが認められなかった。これはすでに 5 章において検討したように、抵抗値の高い材料においては皮膜自体の不均一性が大きいために、こうした結果が得られたものと考えられる。

ちなみに、全データ 35 点中旧機よりも新機の方がバラツキも少なかった測定点は 28 点ありこれは 80% に相当する。

こうした比較試験により新旧両機の性能比較をする際に、さらに検出度を高めるためには、次の点に注意する必要がある。

(1) 各社において実験に用いる試料はできるだけ同一表面状態のものを用いる。

(2) 測定点数を明確に規定する。これはできるだけ 30 点以上に選ぶこと。(付録参照)

(3) データの整理法の統一を計る。たとえばバラツキの計算を電流値で計算するのと、抵抗値で計算するのとは式(2.1)から明らかかなように得られた結果は大きく異なってくる。

7. ま と め

第2法による層間抵抗試験機の従来ものを詳細に検討し、改良機を試作して種々実験を行なった結果、この試験機が標準仕様としてとりあげられ、国内各社に設置されつつある。これらの結果をまとめるとつぎようになる。

(1) 従来試験機の欠陥は主として電極部に存在し、電極の片当たり防止や加圧力の均一性を向上させる対策を施した。

(2) 試作機により抵抗測定値の再現性について実験の結果、測定値の再現性は平均1.9倍程度に納まり、これは以前に磁気材料技術常任委員会において行なわれた比較試験結果と比べるとバラツキは1/3~1/5に減ったといえる。

(3) 測定値のバラツキを支配する主因は鋼板および皮膜の側にあり、とくに皮膜抵抗の高い材料ほどバラツキが大きい。

(4) 国内8社において行なわれた改良機と従来試験機との比較試験の結果、第2法試験機の有効測定範囲内では、両試験機

付 録

最低測点数の選定

改良機によって層間抵抗値を求める場合、測定値のバラツキを支配するのは、もはや鋼板と皮膜を含めた被測定物の側に原因があると考えられるに至ったことは、すでに5章で述べた。ゆえに抵抗値の妥当な値を求めるためには、数多くの個所について測定を行なうことが必要になっているが、測定点之余りにも膨大になることは経済的でない。そこで測定回数を最低どれぐらいにとればよいかを求めるために、次のように考えてみた。

まず測定値を変動させる種々の要因をできるだけ避ける意味で、ほぼ同一温(湿)度で測定した5.2節の短期間の実験を分析の対象にとりあげ、その内で皮膜の不均一性が最も大きい $\alpha(A)$ について考察した。

この鋼板の層間抵抗の不偏推定値は全測定点($N=150$)を平均した $86 \Omega\text{-cm}^2/\text{枚}$ である。

これに対して $N=90$, $N=30$ 、(たとえば10点 \times 3点 \times 繰り返し1回または5枚 \times 3点 \times 繰り返し2回); $N=15$, $N=3$, $N=1$ のそれぞれの場合における層間抵抗値を付図にプロットした。ただし $N=3$ および $N=1$ の場合はデータの組み合わせが多いため、得られた数値の上・下限だけを示した。

同図にみられるように $N=1$ の場合は論外としても、 N が増すにつれて測定値はかなり急激に不偏推定値に収束する。

による測定値のバラツキの間に有意差が認められ、改良機による測定値のバラツキが少なかった。またこの有効測定範囲外の材料を用いた場合には、両試験機間に有意差は認められなかった。

8. む す び

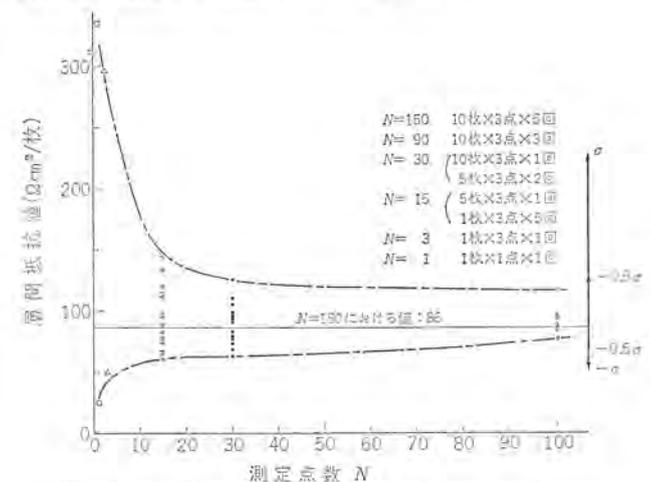
従来から、層間抵抗それ自体には不明確な要素が多いために、抵抗値の規格化も進まないまま今日に至っている。

日本工業会磁気材料技術常任委員会の活動の一環として、抵抗値の規格化を計る前段階として試験機の改良の問題をとりあげ、種々検討の結果試験機自体の問題はかなり減少し、あとは皮膜自体の均一性を増すことが問題として残された。このように問題が分離でき、皮膜の抵抗値の規格化に向けて一歩前進したことに今回の実験の意義が認められる。

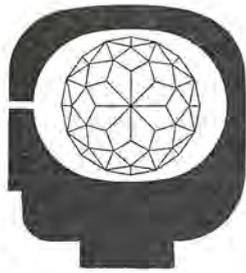
最後に、種々ご討論いただいた、和田委員長をはじめ磁気材料技術常任委員会の委員各位にお礼申し上げる。

同図の右端には、全測定データの電流値から計算した $\bar{x} \pm 0.5\sigma$ および $\bar{x} \pm \sigma$ を層間抵抗に換算した数値の範囲を示したが、これらの値から考えれば $N=30$ 前後をとるのが妥当と考えられる。

この場合 $N=30$ を得る組み合わせはいろいろと考えられるであろうが、試料枚数があまりにも少ないのは避けるべきで、常識的には試料枚数は5以上にとればよからう。



付図 測定点数と抵抗値の分散
Variance of resistance with measuring numbers.



キングズベリ形スラスト軸受の作動特性解析

山本 明*

1. ま え が き

立軸回転機におけるキングズベリ形(またはミッチェル形)スラスト軸受、横軸回転機におけるジャーナル軸受など、すべり軸受において、くさび形の潤滑油膜に回転体の荷重とつり合う油膜圧力が発生し、この油膜圧力分布はレイノルズの微分方程式によって表わされることは古くから知られている。このレイノルズの微分方程式を解き、与えられた軸受寸法、潤滑条件、および負荷条件に対応する油膜圧力分布を得るためには、油膜厚さと油膜粘度(言い換えれば油膜温度)が、軸受面において位置の関数として与えられなければならない。

しかるに、すべり軸受の流体潤滑についての従来の研究は、レイノルズの方程式に対して、油膜厚さの変化のみを考え、油膜温度は一定、または簡単な関数としてあらかじめ与え、一次元流れ、すなわち無限幅軸受とするなどの単純化した仮定のもとに行なわれていた⁽¹⁾⁽²⁾。このような仮定によって得られた解では、負荷条件が過酷になると大きな誤差を生じやすく⁽³⁾⁽⁴⁾、その結果として軸受事故を招くということも考えられる。

このように、すべり軸受の作動特性をあらわすレイノルズの式は、単純化した仮定を設けなければ、解析することが不可能であったが、近時、大容量のデジタル・コンピュータの出現におよんで、きわめて現実に近い仮定のもとに解析を行なうことが可能となった⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

この文は、立形水車発電機に採用されているキングズベリ形スラスト軸受の作動特性を、油膜厚さはスラスト荷重とスラスト・パッド厚さ方向の温度差(以下温度コウ配と呼ぶ)によるスラスト・パッドのたわみを考慮して求め、油膜の温度分布を得るためエネルギー方程式⁽³⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾を導入して、レイノルズ式と連立させ、大形電子計算機を使用して、きわめて合理的な仮定と境界条件のもとに解析した方法と、その結果について報告するものである。

2. 流体潤滑の理論と解析

流体潤滑の状態にあるすべり軸受において、油膜圧力は潤滑油の密度、粘度、および油膜の厚さが変化することによって発生し、レイノルズの微分方程式で表わされる。このレイノルズ式は油のような非圧縮性流体については、

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{h^3}{\mu} \frac{\partial p}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\frac{h^3}{\mu} \frac{\partial p}{\partial y} \right) = 6U_x \frac{\partial h}{\partial x} \dots\dots\dots (2.1)$$

ただし、 x, y は軸受面内の直交座標、 U_x は x 方向のすべり速度、 h は油膜厚さ、 μ は潤滑油の絶対粘度、 p は油膜圧力である。式(2.1)は、さきに述べた油膜中で変化する諸元のうち、密度はそれ自体の温度によって変化するだけであり、その変化も、粘度や油膜厚さの変化に比べて、きわめて小さいので、その影響を無視したものである。

また、潤滑油の粘度は、温度、圧力によって変化するが、圧力

による変化は現在のスラスト軸受の実用範囲では無視し得る程度であるので、温度だけによるものとした⁽⁷⁾。したがって、さきに述べたように、油膜厚さと油膜温度を位置の関数として得ることが必要となるわけである。この油膜温度分布は式(2.1)とどうように、非圧縮性流体については、

$$\frac{12\mu U_x^2}{h} + \frac{h^3}{\mu} \left\{ \left(\frac{\partial p}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial p}{\partial y} \right)^2 \right\} \\ = C_p \rho g J \left\{ \left(6U_x h - \frac{h^3}{\mu} \frac{\partial p}{\partial x} \right) \frac{\partial T}{\partial x} - \frac{h^3}{\mu} \frac{\partial p}{\partial y} \frac{\partial T}{\partial y} \right\} \dots\dots\dots (2.2)$$

で表わされる⁽⁶⁾。ただし、 C_p は油の比熱、 ρ は油の密度、 g は重力の加速度、 J は熱の仕事当量、 T は油膜温度である。式(2.2)はエネルギー方程式と呼ばれ、油膜のせん断、すなわち軸受摩擦により発生する熱は、すべて油膜の温度上昇に帰し、軸受、および軸または回転板と油膜の間には、熱の授受はないという断熱流れが仮定されている。

つぎに、上記の二式を連立して解くのに油膜の厚さを求めなければならない。キングズベリ形スラスト軸受における油膜厚さ、すなわちくさび形は、スラスト荷重の大きさ、回転数などの負荷条件、発生する油膜圧力によるモーメントにつり合うためのスラスト・パッドの傾斜などのほかに、スラスト荷重、および摩擦熱による温度コウ配によるパッドの変形を考慮に入れなければならない。この油膜圧力と温度コウ配によるパッドのたわみは、計算式や図は省略するが、温度コウ配としては、過去の実例より得られた経験的な値を、軸受寸法や負荷条件に応じて使用するようし、油膜圧力はピボットを重心としたパラボリックな分布圧力とし、パッドの支持方式に応じて反力分布を考慮して、板のたわみ⁽⁸⁾⁽⁹⁾とし計算するようにした。

以上のレイノルズ式、エネルギー式、パッドのたわみ式を用いて、スラスト軸受の作動特性を解析するにあたり、つぎのような境界条件と仮定を用いた⁽⁴⁾。

境界条件

- (1) パッドの全エッジで $p=0$ 、
- (2) パッド面上で $p \geq 0$ 、
- (3) パッドの内・外径側エッジで $\partial T / \partial r = 0$ 、
- (4) パッド入口の油温はインレットとして、任意な値を与える。

仮定

- (1) 油膜は定常状態にある。
- (2) 油膜は層流で断熱流れである。
- (3) 油膜の慣性による流れを無視。
- (4) 潤滑油はニュートン流体であり、非圧縮性である。
- (5) 潤滑油の比熱と密度の圧力および温度による変化を無視。
- (6) 潤滑油の粘度の圧力による変化を無視。

3. 特性解析のための数値計算

さきに述べたように、与えられたスラスト軸受の作動特性を解析

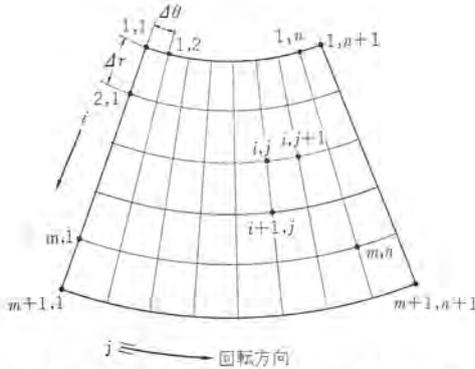


図 3.1 数値計算のためのパッド区分

するには、レイノルズ式、エネルギー式を連立して解かねばならない。しかしながら、これら両式を解析的に解くことは不可能であり、大容量のディジタル・コンピュータによる数値計算により、はじめて解析することができるようになり、軸受作動特性を得ることが可能になる⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾。さきの式(2.1)、(2.2)をスラスト軸受に適用するために極座標で表わすと、

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{r \bar{h}^3 \partial \bar{p}}{\mu \partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{\bar{h}^3 \partial \bar{p}}{r \mu \partial \theta} \right) = 6\omega r \frac{\partial \bar{h}}{\partial \theta} \quad (3.1)$$

$$\frac{\mu}{h} (\omega r)^2 + \frac{\bar{h}^3}{12\mu} \left\{ \left(\frac{\partial \bar{p}}{r \partial \theta} \right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{p}}{\partial r} \right)^2 \right\} - C_p \rho g J \left\{ \left(\frac{r \omega h}{2} - \frac{\bar{h}^3 \partial \bar{p}}{12\mu r \partial \theta} \right) \frac{\partial T}{r \partial \theta} - \frac{\bar{h}^3 \partial \bar{p} \partial T}{12\mu \partial r \partial r} \right\} = 0 \quad (3.2)$$

となる。ただし、 r, θ はそれぞれ回転軸中心およびインレット・エッジからの極座標、 ω は回転軸の角速度である。数値計算は図 3.1 のように、パッドを $m \times n$ の網目に区分し、各エッジを含む分割線の交点 $(m+1) \times (n+1)$ 個の点において、それぞれ油膜厚さ、油膜圧力、油膜温度が得られるようにした。まず、式(3.1)、(3.2)を無次元化して、それぞれ式(3.3)、(3.4)を得る。

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{r \bar{h}^3 \partial \bar{p}}{\mu \partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{\bar{h}^3 \partial \bar{p}}{r \mu \partial \theta} \right) - \frac{r \partial \bar{h}}{\partial \theta} = 0 \quad (3.3)$$

$$\frac{\bar{\mu} \bar{r}^2}{3\bar{h}} + \frac{\bar{h}^3}{\mu} \left\{ \left(\frac{\partial \bar{p}}{r \partial \theta} \right)^2 + \left(\frac{\partial \bar{p}}{\partial r} \right)^2 \right\} = \left(\bar{h} - \frac{\bar{h}^3 \partial \bar{p}}{\mu \bar{r}^2 \partial \theta} \right) \frac{\partial T}{\partial \theta} - \frac{\bar{h}^3 \partial \bar{p} \partial T}{\mu \bar{r} \partial r} \quad (3.4)$$

ただし、 $r = R \cdot \bar{r}$, $h = h_{\min} \cdot \bar{h}$, $\theta = \bar{\theta}$, $\mu = \mu_{\text{avg}} \cdot \bar{\mu}$, $p = 12\pi N \mu_{\text{avg}} \cdot \bar{p}$, $N' = (R/h_{\min})^2 \cdot N$, $\omega = 2\pi (h_{\min}/R)^2 \cdot N'$, $T = \bar{T}/K$, $K = \rho \cdot C_p \cdot g \cdot J / 12\pi \cdot N' \cdot \mu_{\text{avg}}$ とし、 R はパッドの外半径、 h_{\min} は油膜最小厚さ、 μ_{avg} は油膜平均粘度、 N は回転軸の毎秒回転数であり、無次元化したものをそれぞれ、 $\bar{r}, \bar{h}, \bar{p}, \bar{\mu}, \bar{\theta}, \bar{T}$ で表わす。つぎに、さきに述べた境界条件を用いて、レイノルズ式(3.3)を差分方程式にすると、

$$\bar{p}_{i,j} = \left(\frac{\bar{r} \bar{h}^3}{\mu} \Big|_{i+\frac{1}{2},j} \frac{\bar{p}_{i+1,j}}{\Delta r^2} \right) + \left(\frac{\bar{r} \bar{h}^3}{\mu} \Big|_{i-\frac{1}{2},j} \frac{\bar{p}_{i-1,j}}{\Delta r^2} \right) + \left(\frac{\bar{h}^3}{\mu r} \Big|_{i,j+\frac{1}{2}} \frac{\bar{p}_{i,j+1}}{\Delta \theta^2} \right) + \left(\frac{\bar{h}^3}{\mu r} \Big|_{i,j-\frac{1}{2}} \frac{\bar{p}_{i,j-1}}{\Delta \theta^2} \right) + \left(\frac{\bar{h}^3}{\mu} \Big|_{i,j+\frac{1}{2}} + \frac{\bar{h}^3}{\mu} \Big|_{i,j-\frac{1}{2}} \right) \frac{1}{\Delta \theta^2}$$

$$+ \left(\frac{\bar{h}^3}{\mu r} \Big|_{i,j-\frac{1}{2}} \frac{\bar{p}_{i,j-1}}{\Delta \theta^2} \right) + \bar{r} \bar{h} \left(\frac{\bar{h}_{i,j-\frac{1}{2}} - \bar{h}_{i,j+\frac{1}{2}}}{\Delta \theta} \right) + \left(\frac{\bar{r} \bar{h}^3}{\mu} \Big|_{i+\frac{1}{2},j} + \frac{\bar{r} \bar{h}^3}{\mu} \Big|_{i-\frac{1}{2},j} \right) \frac{1}{\Delta r^2} + \left(\frac{\bar{h}^3}{r \mu} \Big|_{i,j+\frac{1}{2}} + \frac{\bar{h}^3}{r \mu} \Big|_{i,j-\frac{1}{2}} \right) \frac{1}{\Delta \theta^2} \quad (3.5)$$

また、エネルギー式(3.4)はどのように、パッドのインレット・エッジで、

$$\bar{T}_{i,2} = \bar{T}_{i,1} + \frac{\Delta \theta \left\{ \frac{\bar{\mu} \bar{r}^2}{3\bar{h}} \Big|_{i,1} + \frac{\bar{h}^3}{\mu} \Big|_{i,1} \left(\frac{\bar{p}_{i,2}}{r_{i,1} \Delta \theta} \right)^2 \right\}}{\left\{ \bar{h}_{i,1} - \frac{\bar{h}^3}{\mu \bar{r}^2} \Big|_{i,1} \left(\frac{\bar{p}_{i,2}}{\Delta \theta} \right) \right\}} \quad (3.6)$$

ただし、 $2 \leq i \leq m$

(1, 1), (m+1, 1) の点では、

$$\bar{T}_{1,2} = \bar{T}_{1,1} + \frac{\bar{\mu} \bar{r}^2}{3\bar{h}^2} \Big|_{1,1} \Delta \theta \quad (3.7)$$

$$\bar{T}_{m+1,2} = \bar{T}_{m+1,1} + \frac{\bar{\mu} \bar{r}^2}{3\bar{h}^2} \Big|_{m+1,1} \Delta \theta \quad (3.8)$$

パッド内径側のエッジでは、

$$\bar{T}_{1,j+1} = \frac{2\Delta \theta \left\{ \frac{\bar{\mu} \bar{r}^2}{3\bar{h}} \Big|_{1,j} + \frac{\bar{h}^3}{\mu} \Big|_{1,j} \left(\frac{4\bar{p}_{2,j} - \bar{p}_{3,j}}{2\Delta r} \right)^2 \right\}}{\bar{h} \Big|_{1,j}} + \bar{T}_{1,j-1} \quad (3.9)$$

ただし、 $2 \leq j \leq n$

パッド外径側のエッジでは、

$$\bar{T}_{m+1,j+1} = \frac{2\Delta \theta \left\{ \frac{\bar{\mu} \bar{r}^2}{3\bar{h}} \Big|_{m+1,j} + \frac{\bar{h}^3}{\mu} \Big|_{m+1,j} \left(\frac{\bar{p}_{m-1,j} - 4\bar{p}_{m,j}}{2\Delta r} \right)^2 \right\}}{\bar{h} \Big|_{m+1,j}} + \bar{T}_{m+1,j-1} \quad (3.10)$$

ただし、 $2 \leq j \leq n$

その他の点では、

$$\bar{T}_{i,j+1} = \frac{2\Delta \theta \left\{ \frac{\bar{\mu} \bar{r}^2}{3\bar{h}} \Big|_{i,j} + \frac{\bar{h}^3}{\mu} \Big|_{i,j} \left\{ \left(\frac{\bar{p}_{i,j+1} - \bar{p}_{i,j-1}}{2r \Delta \theta} \right)^2 + \left(\frac{\bar{p}_{i+1,j} + \bar{p}_{i-1,j}}{2\Delta r} \right)^2 \right\} \right\}}{\left\{ \bar{h} \Big|_{i,j} - \frac{\bar{h}^3}{\mu \bar{r}^2} \Big|_{i,j} \left(\frac{\bar{p}_{i,j+1} - \bar{p}_{i,j-1}}{2\Delta \theta} \right) \right\}} + \frac{2\Delta \theta \left\{ \frac{\bar{h}^3}{\mu} \Big|_{i,j} \left(\frac{\bar{p}_{i+1,j} - \bar{p}_{i-1,j}}{2\Delta r} \right) \left(\frac{\bar{T}_{i+1,j} - \bar{T}_{i-1,j}}{2\Delta r} \right) \right\}}{\left\{ \bar{h} \Big|_{i,j} - \frac{\bar{h}^3}{\mu \bar{r}^2} \Big|_{i,j} \left(\frac{\bar{p}_{i,j+1} - \bar{p}_{i,j-1}}{2\Delta \theta} \right) \right\}} + \left\{ \bar{h} \Big|_{i,j} - \frac{\bar{h}^3}{\mu \bar{r}^2} \Big|_{i,j} \left(\frac{\bar{p}_{i,j+1} + \bar{p}_{i,j-1}}{2\Delta \theta} \right) \right\} \bar{T}_{i,j-1} + \left\{ \bar{h} \Big|_{i,j} - \frac{\bar{h}^3}{\mu \bar{r}^2} \Big|_{i,j} \left(\frac{\bar{p}_{i,j+1} - \bar{p}_{i,j-1}}{2\Delta \theta} \right) \right\} \quad (3.11)$$

で表わされる。

また、油膜厚さは、図 3.2 のように、ピボット位置の油膜厚さ h_p 、パッドの周方向の傾斜 m_θ 、径方向の傾斜 m_r を適当に仮定し、さきに求めたパッドのスラスト荷重によるたわみを w_p 、温度分布によるたわみを w_{t0} として、ピボットの位置で $w_p = 0$, $w_{t0} = 0$ とし下向きたわみを正とすると、

$$h_{i,j} = h_p + w_{p,i,j} + w_{t0,i,j} - m_\theta \cdot \eta + m_r \cdot \xi \quad (3.12)$$

として表わされる。

ただし、 $m_\theta = \tan m_\theta$, $m_r = \tan m_r$ 。つぎに、 $\bar{p}_{i,j} = 0$ とおき、パッド入口油温 $\bar{T}_{i,1}$ に経験的な値を入れ、エネルギー式(3.6)~(3.11)を解いて、各点における $\bar{T}_{i,j}$ および $\bar{\mu}_{i,j}$ を求める。潤滑油の粘

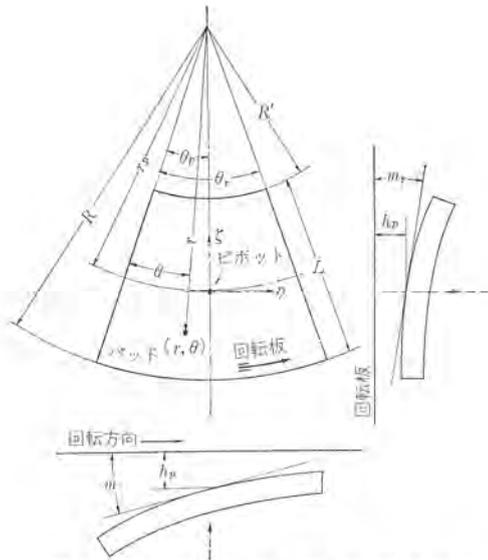


図 3.2 変形したパッドの油膜形状

度・温度特性は、一般に使用される五種のものを、あらかじめプログラムの中に組み込んで、任意のもの
で計算ができるようにした。

ついで、この $\bar{h}_{i,j}$, $\bar{\mu}_{i,j}$, $\bar{p}_{i,j}$ をレイノルズ式 (3.5) に入れ、繰り
返し計算を行なって $\bar{p}_{i,j}$ を修正する。この $\bar{p}_{i,j}$ を再びエネルギー
式 (3.6)~(3.11) に入れ、修正された $\bar{T}_{i,j}$, $\bar{\mu}_{i,j}$ を求める、このよ
うにして、 $\bar{T}_{i,j} \rightarrow \bar{\mu}_{i,j} \rightarrow \bar{p}_{i,j} \rightarrow \bar{T}_{i,j}$ の繰り返し計算を、繰り返し前
後の結果が、あらかじめ定めた誤差内に収れんするまで行なう。

このようにして得られたレイノルズ式とエネルギー式の連立解は、式
(3.12)において h_p , m_θ , m_r を仮定することによって得られた油
膜厚さに対応するものであるので、 $p_{i,j}$ を積分して、油膜圧力の
合力とインプットとして与えたスラスト荷重を比較し、また、 η , ξ 軸
にかんするモーメントのつり合いが満足されるかどうかを調べて、
 h_p , m_θ , m_r を修正して、式 (3.12) を再び計算し、レイノルズ式、
エネルギー式にもどる。

このようにして、すべての結果が定められた誤差範囲にはいる
まで繰り返し計算を行なうことにより、与えられた軸受寸法、潤
滑条件、および負荷条件に対応する油膜厚さ、油膜圧力分布、お
よび油膜温度分布が得られ、最後に油流量、軸受摩擦損失を計算
して、作動特性の解析を終了するわけである。この大略をフロー・
チャートにして示すと、図 3.3 のようになる。インプットとして必要
なもの、スラスト荷重、回転数、軸受寸法およびパッド個数、支
持形式および寸法、使用潤滑油の種類、軸受入口油温、仮定値、
諸定数などである。

4. 計算例

つぎに、さきに述べた方法により、スラスト軸受の作動特性解析
を行なった例について述べる。計算例に使用したスラスト軸受は、
単純ピボット支持（以下軸受 A と呼ぶ）と、ディスク支持（以下軸受
B と呼ぶ）の簡単な形式のもので、図 4.1 および図 4.2 にそれ
ぞれ概略構造を、表 4.1 にそれぞれの仕様を示す。

数値計算は、いずれの場合も、 $m=20$, $n=20$ として、パッド面
上、 $21 \times 21=441$ の点の油膜厚さ、油膜圧力、油膜温度を求めた。

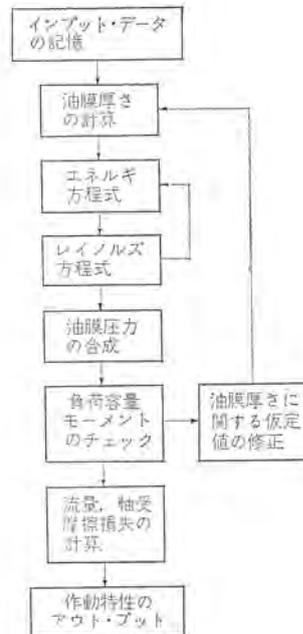


図 3.3 特性解析のフロー・チャート

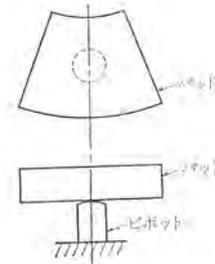


図 4.1 単純ピボット支持パッド

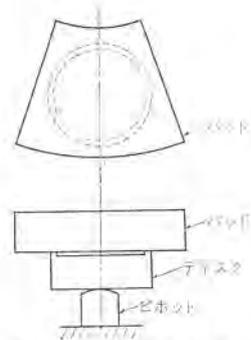


図 4.2 ディスク支持パッド

表 4.1 計算例として使用した軸受仕様

軸 受	A	B
スラスト荷重 (t)	80	300
回 転 数 (rpm)	600	400
パ ッ ド 数	10	10
パ ッ ド 張 角 (度)	27	27
パ ッ ド 外 径 (mm)	800	1,600
パ ッ ド 内 径 (mm)	400	900
軸受平均圧力 (kg/cm ²)	28.3	29.1
デ ィ ス ク 径 (mm)		250
RP%	50	50
OC%	10	0
潤 滑 油	タービン油 $\phi 140$	

ただし、パッド張角 $= \theta_T$,

$$RP\% = \frac{r_p - R'}{L} \times 100$$

$$OC\% = \frac{\left(\frac{\theta_p - \theta_T}{2}\right)}{\theta_T} \times 100$$

また、パッド入口油温 $T_{i,1}$ は関数形としても、個々の数値として
もインプットしうるが、この例については簡単に、すべて 40°C の
一定値とした。

最近のスラスト軸受は、前のパッドより出た温度の高い油は、油
かきなどで、つぎのパッドにはいりにくくしてあり、また、経験
的にもパッド入口油温を一定としても、たいした間違いがないこ

とが知られている。また、温度分布も簡単に、パッド全面 $0.1^\circ\text{C}/\text{mm}$ の一定値とした。また、レイノルズ式およびエネルギ式の繰り返し精度は $\pm 0.1\%$ とし、油膜圧力の合力の精度を $\pm 3.0\%$ 、 θ 軸、 ω 軸にかんするモーメントつり合いの精度をそれぞれ $\pm 3.0\%$ 、 $\pm 5.0\%$ とした。

これらは誤差の特性解析結果におよぼす影響と、計算に要する時間、費用から決めたものである。軸受Aの周方向および径方向の油膜厚さを図4.3および図4.4に、どのように油膜温度分布を図4.5および図4.6に、油膜圧力分布を図4.7および図

4.8に、それぞれ適当に抜粋して示した。また、図4.9~4.14にどのように、軸受Bの周方向および径方向の油膜厚さ、油膜温度分布、油膜圧力分布を示した。このうち、油膜厚さについては、それぞれ各エッジと中心線のみ示したが、わかりやすくするために、各線の位置と長さを比例的に示し、他の2個のエッジは参考のために鎖線で示した。

油膜温度分布、油膜圧力分布については、横軸に j または i を等間隔にとっているので、周方向分布については比例的にはなっていない。また、得られた諸特性のうち、とくに設計上注意すべ

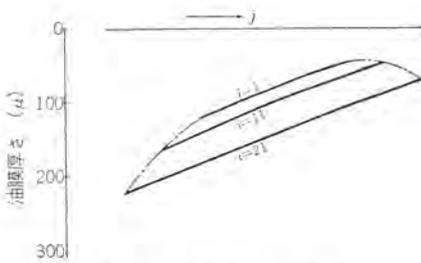


図 4.3 軸受Aの周方向油膜厚さ

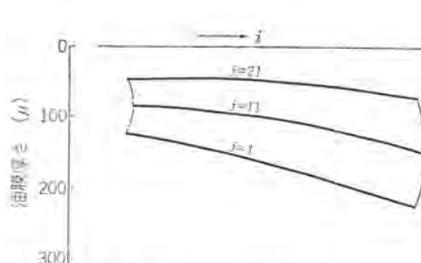


図 4.4 軸受Aの径方向油膜厚さ

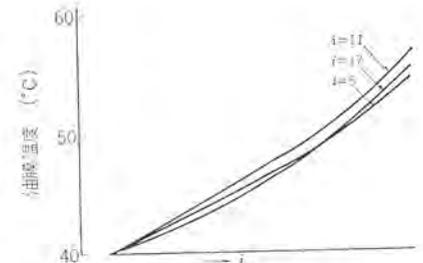


図 4.5 軸受Aの周方向油膜温度分布

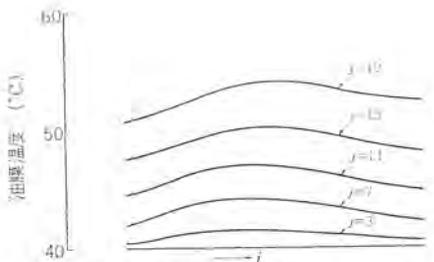


図 4.6 軸受Aの径方向油膜温度分布

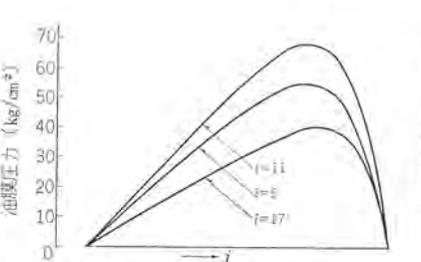


図 4.7 軸受Aの周方向油膜圧力分布

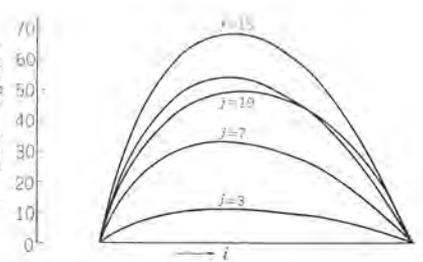


図 4.8 軸受Aの径方向油膜圧力分布

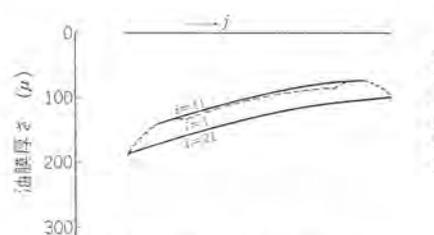


図 4.9 軸受Bの周方向油膜厚さ

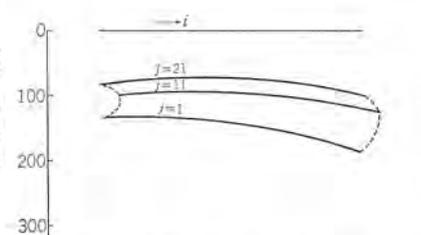


図 4.10 軸受Bの径方向油膜厚さ



図 4.11 軸受Bの周方向油膜温度分布

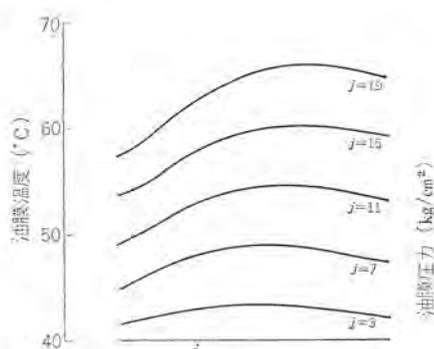


図 4.12 軸受Bの径方向油膜温度分布

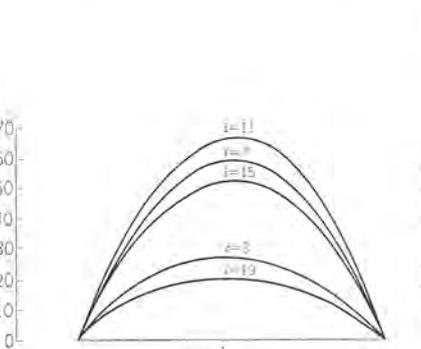


図 4.13 軸受Bの周方向油膜圧力分布

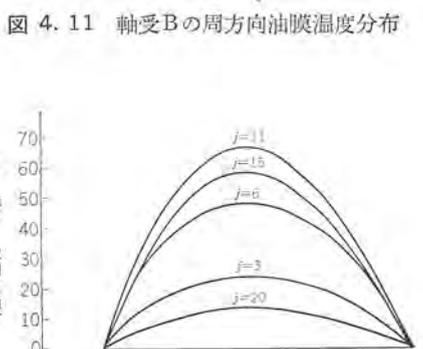


図 4.14 軸受Bの径方向油膜圧力分布

表 4.2 軸受特性解析結果

軸 受	A	B
油膜最高温度 (°C)	57.2	68.6
油膜平均温度 (°C)	45.6	51.1
全流出油膜平均温度 (°C)	51.2	62.3
油膜最小厚さ (μ)	45.0	71.8
油膜最高圧力 (kg/cm ²)	68.9	66.3
流出油量 (l/min)	130.2	332.3
軸受摩擦損失 (kW)	38.4	194.1

き事項を表 4.2 に記した。

このように、大容量の電子計算機を用いて、レイノルズ式とエネルギー法を、パッドのスラスト荷重と温度コウ配によるたわみから計算された油膜厚さ、および実際にきわめて近い境界条件と仮定により、連立して解くことによって、これまで解明することが不可能とされていた軸受作動特性が得られ、一設計値に対する解を与えるだけでなく、いかに設計すれば有利な特性が得られるか、すなわち最適軸受設計への示唆を与えてくれるような資料も得られるようになったわけである。

軸受AおよびBの解析結果について少し述べると、表 4.1 に示すように、軸受Aは オフ・セット 支持であり、軸受Bは センタ 支持である。したがって、図 4.3~4.14 には、軸受支持装置が単純なピボット だけであるのとディスクを介しているという相違、および軸受寸法その他に相違はあるものの、ピボットの位置の相違による周方向特性の差が、はっきり表われている。

すなわち、図 4.3 と図 4.9 の油膜形状を比較すると、オフ・セット 支持の場合には、センタ 支持の場合より、かなり傾斜の大きなくさび形油膜が生じている。これは油膜圧力の θ 軸にかんするモーメントのつり合い、すなわち油膜圧力分布と互いに因果関係にあるもので、図 4.7 と図 4.13 を比較すれば、オフ・セット 支持の場合は、ピボットの位置あたりまでは、 $\partial p/\partial \theta$ はそれぞれほぼ一定で、油膜圧力は直線的に上昇し、この後パラボリックな形状となり、最高圧力はそれぞれピボット位置をかなり過ぎたところで発生するのに反し、センタ 支持の場合は、それぞれピボット 位置にはほぼ対称なパラボリックな分布を示しており、いずれの場合も油膜圧力の合成重心がピボット 位置にくるように、パッドは自動的に傾斜して定常状態を得るわけである。また、この油膜形状、油膜圧力分布の

差により、油膜温度分布にもかなりの差を生ずる。

オフ・セット 支持の場合は、センタ 支持の場合よりも、インレット・エッジとトレーリング・エッジの油膜厚さの比がかなり大きく、ピボット位置までの油膜厚さが大であり、油膜圧力もセンタ 支持の場合のように急に上昇しないため、この部分での摩擦損失もセンタ 支持の場合よりも小さく、油膜温度上昇もゆるやかであり、ピボット 位置を過ぎて油膜厚さが小になり、油膜圧力も高くなるにつれ、温度上昇も大きくなる。

これに反し、センタ 支持の場合は、インレット・エッジ側の油膜厚さも小で、油膜圧力も高いため、油膜温度はほぼ直線的に上昇している。このように、オフ・セット 支持とセンタ 支持の軸受特性の傾向の差を、軸受AとBとで比較したが、キングスベリ 形スラスト 軸受において、ピボットの位置をパッド 中心線より回転方向にいくらかずらした オフ・セット 支持のほうが、センタ 支持にするよりも軸受特性においてすぐれていることは、経験的にも、さきに述べた単純な解析¹⁾からも知られている。

したがって、従来、スラスト 軸受の設計には、一方方向回転の場合には オフ・セット 支持が採られ、両方向回転を要する場合には、やむを得ず、軸受平均圧力をやや小さくするなど、負荷条件を緩和して、センタ 支持にするという方法が採られている。そこで、周方向のピボット 位置の変化が、軸受の諸特性にいかなる影響をおよぼすかを、軸受A、Bについて OC % だけ変えて解析を行なった結果について述べる。

図 4.15 に軸受Aの OC % の変化による油膜最高温度、トレーリング・エッジからの流出油膜平均温度、全流出油膜平均温度、油膜平均温度の変化を示す。これによると、油膜最高温度に対して、OC % には最高値があり、軸受Aにおいては 12~14 である。全流出油膜平均温度、油膜平均温度は OC % の増加につれて低くなり、OC % が 15 になってもまだ低くなる傾向にある。これは OC % が大になると、パッドの周方向傾斜 $m\theta$ が大になり、これによりパッドの内・外径側エッジからの側面漏えいが大きくなるので、油膜最高温度や、トレーリング・エッジからの流出油膜平均温度に関係なく低くなっているのである。

つぎに、図 4.16 に軸受Aの OC % の変化による油膜最小厚さの変化を示す。この図から、軸受Aでは油膜最小厚さに対する OC % の最適値は 5~6 であることがわかる。また、図 4.17 にどのように、流量および軸受摩擦損失の変化を示す。軸受摩擦損失

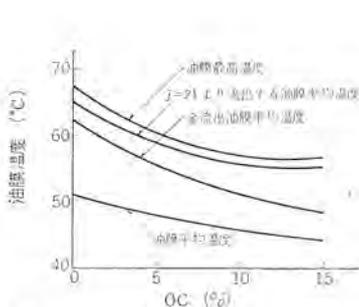


図 4.15 軸受Aの OC % による油膜温度の変化

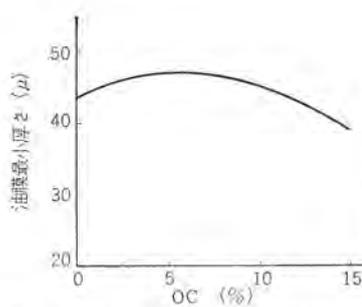


図 4.16 軸受Aの OC % による油膜最小厚さの変化

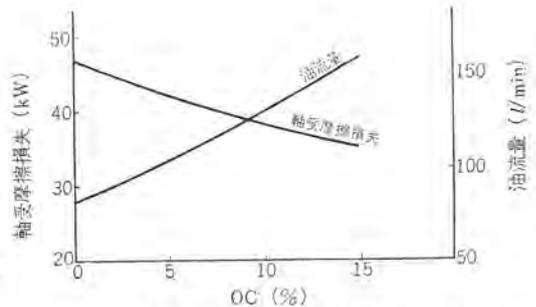


図 4.17 軸受Aの OC % による油流量と軸受摩擦損失の変化

失は $OC\%$ の増加につれて減少し、流量はさきに述べた理由で増加するが、流量については、水車発電機のスラスト軸受は油自蔵自己循環式なので、この増減は、平均的な油膜厚さに関連した第二義的なものになり、さして重要性がない。

したがって、水車発電機のスラスト軸受の設計にさいして、もっとも注意すべき事項は、油膜最高温度、油膜最小厚さ、軸受摩擦損失である。油膜最高温度は潤滑油の寿命、軸受材料の温度特性に関係があり、油膜最小厚さは潤滑油中に存在する粒子の許容できる大きさ、すなわちフロッギングの程度、回転板およびパッドの許容表面荒さに関係がある。また、軸受摩擦損失は発電機の効率、油冷却器の冷却表面積および所要水量を決めるものである。したがって、オフ・セット率は、油膜最高温度、油膜最小厚さ、軸受摩擦損失、回転方向などをすべて考慮して、場合に応じて決められるべきものである。

軸受Bについては、油膜最高温度、油膜最小厚さに対する $OC\%$ の最適値は、軸受Aの場合と少し値は異なるが、ほぼどのような傾向を示し、軸受摩擦損失についても同じ傾向である。

つぎに、径方向のピボット位置について述べる。このような解析が不可能であったころには、径方向のピボット位置は、センタ支持の場合は、扇形パッドの重心付近、オフ・セット支持の場合は、それを周方向にだけずらした点とされていた。しかるに、この解析プログラムが完成し、種々のインプットを試算して、扇形の重心はピボットの位置としては、一般に、必ずしも最適でないことがわかった。そして $RP\%$ の最適値は、 R/R' や θ_p などのパッドの形状などで、大きく変化することも明らかとなった。

$RP\%$ の変化による軸受特性の変化は、パッド枚数の少ないもの、すなわち θ_p の大きなパッドには、とくに顕著で、径方向のピボット位置が適当でないと、常識はずれの位置でなくとも、油膜最高温度が非常に高く、油膜最小厚さがきわめて小さくなるという、危険な状態を招くことがある。

この文では、それを示すには θ_p が小さく、やや不適当な例であると思われるが、軸受AおよびBで $OC\%=10.0$ の場合に、 $RP\%$ だけを変えて特性解析を行なった結果を以下に述べる。ちなみに、軸受AおよびBの重心ピッチ径はそれぞれ、616.4 mm、1270.6 mm で、この位置をピボットとすれば、 $RP\%$ はそれぞれ、54.1、52.9 となる。図 4. 18 に軸受Aの $RP\%$ の変化による油膜温度の変化を示す。このうち油膜最高温度は、他の油膜平均温度

に比べて、顕著に $RP\%$ に最適値があることを示しており、その値は 48~50 であることがわかる。

つぎに、軸受Aの油膜最小厚さの $RP\%$ による変化を示したものが図 4. 19 で、油膜最小厚さだけについては、 $RP\%$ の最適値は 53~54 である。軸受摩擦損失の $RP\%$ による変化は、 $RP\%=45.0$ のとき最小 37.3 kW、 $RP\%=55.0$ のとき最大 39.7 kW で、たいして変化せず、流量の変化も小さく第二義的なものである。図示は省略する。

このように、油膜最高温度には最小値があり、油膜最小厚さには最大値があって、これらに対応する $RP\%$ の値から、ピボットが離れるにしたがって、軸受にとって不利な特性となるのは、ピボットが最適位置より内径側、または外径側に寄るにしたがって、パッドの径方向傾斜 m_r の絶対値が大きくなり、これに周方向傾斜 m_θ が加わって、トレリング・エッジにおける内・外径側の油膜厚さの差がきわめて大きくなり、油膜最小厚さを減じ、これにともなって、トレリング・エッジにおける油膜温度分布も不均一となって、油膜最高温度が高くなるわけである。

うえに述べたように、 $RP\%$ により、トレリング・エッジにおける油膜最大厚さと油膜最小厚さの比、およびインレット・エッジからの油膜温度上昇値の最大と最小の比が、どのように変化するかを示したものが図 4. 20 である。この図からわかるように、それぞれの最大と最小の比の最小値に対応する $RP\%$ が、さきに述べた図 4. 18、4. 19 における油膜最高温度および油膜最小厚さに対する $RP\%$ の最適値とほぼ一致しており、この図の両曲線の交点 $RP\approx 50.5$ が油膜最高温度、油膜最小厚さ、軸受摩擦損失の三者を総合した最適値であると考えられる。

軸受Bについては、軸受Aの場合よりも $RP\%$ の変化に対する軸受特性の変化の度合は大きく表われたが、最適ピボット位置がそれぞれ少し異なるだけで、その傾向は軸受Aとどのようなので、紙数の関係もあり図示は省略する。その他、この特性解析プログラムを使用して、軸受作動特性におよぼす油膜平均圧力、回転速度、潤滑油の粘度、入口油温などの影響も求めうるが、一般に、スラスト軸受の設計にさいして与えられるのは、スラスト荷重、回転数、回転方向、それに大略の制限寸法などであって、同一軸受でスラスト荷重や回転数を変えてその影響を知るのには、実験値との比較といったような場合にしか興味がなく、また実用しないので、これらをここで述べることは省略する。

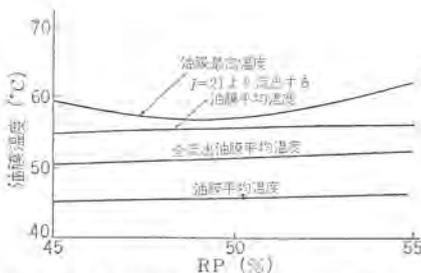


図 4. 18 軸受Aの $RP\%$ による油膜温度の変化

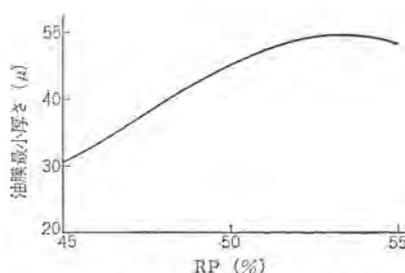


図 4. 19 軸受Aの $RP\%$ による油膜最小厚さの変化

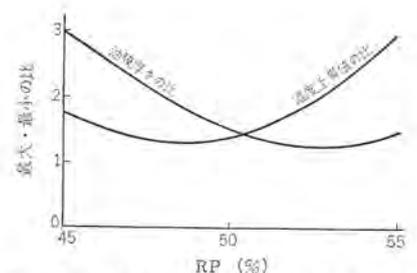


図 4. 20 軸受Aの $j=21$ における温度上昇値の最大最小の比および油膜厚さ最大・最小の比の $RP\%$ による変化

むしろ、スラスト軸受の設計のさいにこの特性解析プログラムを使用する目的は、与えられたスラスト荷重、回転数、油冷却器に使用しうる水温と水量、制限寸法などの条件に対し、軸受摩擦損失、油膜最高温度、油膜最小厚さ、軸受部分製造費用などの点から、軸受の寸法、形状をどのようにすれば、もっとも有利な結果が得られるかということを知り、検討することにある。

すなわち、パッド内径は発電機の軸径からほぼ決められてしまい、扇形パッドの全周に対する面積比もパッド外径を小さくする目的と、パッド間の潤滑油の流れ、工作上の問題などからほぼ決まってくるので、これらと先述の条件に対し、パッド外径、パッド枚数すなわち θ_r 、パッド厚さ、 $RP\%$ 、 $OC\%$ などの最適値を見出すことである。同一負荷条件における、パッドの寸法、形状、すなわち R/R' 、 θ_r が軸受作動特性におよぼす影響、およびそれぞれのパッドに対するピボット位置の影響などを、いまここで述べるには、さらに多くの紙面を要するので、これはまたの機会にゆずり、さきに使用した軸受AおよびBを例に、パッドの表面形状が軸受作動特性におよぼす影響を述べ、この稿を終えたいと思う。

従来から、キングズベリ形スラスト軸受のパッドの表面形状が、軸受の作動特性、または負荷容量におよぼす影響は研究されており、軸受の設計にさいしては、オフ・セット支持の場合には、負荷に対応するくさび形油膜は、モーメントのつり合いにより自動的に形成されるので、パッドの表面をできるだけ平坦にし、過度の変形が起らないように、また、センタ支持の場合には、パッド表面のどつ変形がくさび形油膜の形成を助けるので、ある程度どつ面化するように、パッドの厚さと支持具を決めていた。しかしながら、従来のパッドの表面形状による研究⁽²⁾は、まえに述べたように、やはり一次元流れ、粘度一定の仮定で、レイノルズ式のみを解いたものである。

この文では、さきの軸受AおよびBを例に、インプットとして与える温度コウ配とパッドの厚さを適当に変えて、パッドのたわみが軸受特性におよぼす影響を調べてみた。このような、パッドの表面形状の軸受特性におよぼす影響を述べるには、油膜最高温度、または油膜最小厚さがある一定値に保った場合の負荷容量を、パッドのたわみ量に対して示す方法もあるが、ここでは、同一のスラスト荷重で、パッドのたわみを変え、各特性がどのように変化するかということも、軸受設計のうえから興味深いことでもあるので、それについて述べる。

図4.21に、軸受Aの $OC\%=10.0$ のワッ曲度 δ_{max}/h_{min} (δ_{max} はパッドのどつ部の最大高さ、または、おう部の最大深さ、すなわちパッドの最大たわみ量である。)の変化による、油膜最高温度、油膜最小厚さの変化を示す。また、軸受摩擦損失はほとんど変化しないので図示は省略した。軸受Aは、まえに述べたように、単純ピボット支持方式のパッドであるので、スラスト荷重、温度コウ配によるパッドの表面形状は、図4.22のように、どつ面以外にはなり得ず、ワッ曲度=0、すなわち平面パッドは、温度コウ配を零にし、パッド厚さをきわめて大きくして、スラスト荷重によるたわみが無視できるようにしたものである。

図4.21で、パッドのワッ曲度に対する軸受特性の変化を検討すると、油膜最高温度は、ワッ曲度が大きくなるほど高くなり、油膜最小厚さは、ある程度どつ面のほうがよく、最適ワッ曲度は

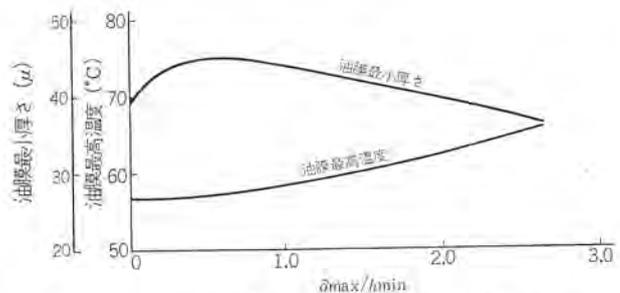


図 4.21 軸受A $OC\%=10$ のパッドのワッ曲度による油膜最高温度と油膜最小厚さの変化



図 4.22 単純ピボット支持パッドのたわみ

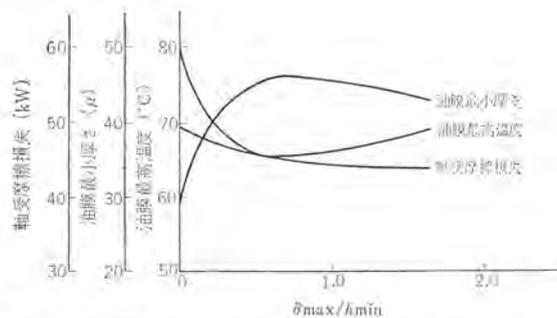


図 4.23 軸受A $OC\%=0$ のパッドのワッ曲度による油膜最高温度、油膜最小厚さ、軸受摩擦損失の変化

0.5程度である。つぎに、図4.23に、軸受Aをセンタ支持、すなわち $OC\%=0.0$ の場合の、パッドのワッ曲度の変化による、油膜最高温度、油膜最小厚さ、軸受摩擦損失の変化を示す。計算のインプットは、 $OC\%$ 、パッド厚さ、温度コウ配を変えた以外は、さきの場合とどうよう表4.1を使用した。

図4.23によれば、センタ支持の場合には、平面パッドの軸受特性は非常に悪く、少しどつ面化すれば顕著に改善されることがわかり、油膜最高温度についてはワッ曲度0.6~0.7が、油膜最小厚さについては0.7~0.8が、それぞれ最適であり、軸受摩擦損失はワッ曲度の増加につれて減少している。したがって三者を総合すると最適ワッ曲度は0.7程度であるといえる。以上によると、 $OC\%=10.0$ の場合には、平面パッドと最適どつ面パッドとの軸受特性の差は、油膜最小厚さに少しの変化があるだけなので、どつ面化を避けるようなパッド、および支持具を考えればよいことになる。

これに反し、 $OC\%=0.0$ の場合には、パッドのたわみが過大または過小になれば、軸受特性上、非常に不利な結果を招くことになるので、パッドおよび支持具の設計は非常にむづかしいといえるが、パッドのたわみが最適ワッ曲より小さくなれば、軸受特性は顕著に劣化するのに反し、最適ワッ曲より大きい側では、ワッ曲度がかなり大きく変化しても、軸受特性の劣化は比較的ゆるやかである

ということがさいわいして、今日まで、パッドの厚さや、支持具を経験的に決めていても、たいした問題が起らなかったと考えることができる。

また、パッドの厚さや支持具をいかに変えてみても、温度コウ配によつとつ面化は避け得ないものであり、誤って、センタ支持のパッドで、平面に近くなるように設計されていたとしても、油膜の温度が高くなるため、温度コウ配もある程度増し、これによるたわみの増加で軸受特性も自動的にある程度改善され、冷却器容量とつり合う点で落ち着いていたということもあると考えられる。

つぎに、軸受Bの $OC\% = 10.0$ の場合のパッドのワッ曲度の変化による、油膜最高温度、油膜最小厚さの変化を図4.24に示す。軸受摩擦損失は、軸受Aの場合とどうよう、ほとんど変化しないので省略した。また、どうように $OC\% = 0.0$ の場合の、パッドのワッ曲度による軸受特性の変化を図4.25に示す。軸受Bの支持方式は図4.2に示したように、円板の外周に荷重方向に環状の縁を設けたディスク支持方式である。したがって、油膜圧力によるパッドのたわみは、ディスクの径によって、図4.26の(a)、(b)、(c)のように、とつにもおうにもなり、これに温度コウ配によるとつ変形が加わっても、なお、おう面である場合も考えられる。そこで、軸受Bではパッドがおう面になる場合の特性も調べてみた。

横軸のワッ曲度の負の部分がおう面を表わすものである。図4.24の $OC\% = 10.0$ の場合は、油膜最高温度、油膜最小厚さのどちらも、パッドが平面より少しとつ面化している方が有利で、ワッ曲度 $0.4 \sim 0.6$ が最適であるといえる。おう面パッドについては、大きなたわみになるようなインプラットは採用しなかったが、ワッ曲度 $= 0.15$ で、油膜最小厚さが、平面パッドの場合よりも、大きくなっているのは興味のあることである。

また、 $OC\% = 10.0$ の場合は、軸受Aとどうよう、ワッ曲度 $= 0 \sim 0.5$ をねらって、大きなとつ面を避けるように設計すればよいと考えられる。つぎに、図4.25の $OC\% = 0.0$ の場合は、パッドがおう面から平面、とつ面へと変化するようにしたがって、軸受特性は顕著に変化し、やはり、ワッ曲度には最適値があり、油膜最高温度、油膜最小厚さ、軸受摩擦損失を総合して、 $0.8 \sim 1.2$ が最適といえる。

また、パッドのワッ曲度がこの最適値をこえても、軸受特性は、平面から最適とつ面の間のように、顕著に変化せず、パッドの厚さや支持ディスクの設計は、この点を考慮すべきであることは、軸受Aの場合とどうようである。また、センタ支持の場合のおう面パッドは、平面パッドよりさらに悪い特性を示し、たとえわずかなたわみでもおう面になるような状態は避けなければならないことを示している。

このセンタ支持の場合にも、図4.24のオフ・セット支持のおう面ワッ曲度 $= -0.15$ ($\delta_{max} = 11.2 \mu$) 程度のものを計算しようとしたが、表4.1のような負荷条件に対しては、まったく負荷能力がないためか、この文で紹介したプログラムでは、レイノルズ式、エネルギ式、負荷容量、 η 、 ξ の二軸にかんするモーメントのつり合いの連立方程式は収れんし得ず、解を見るにいたらなかった。

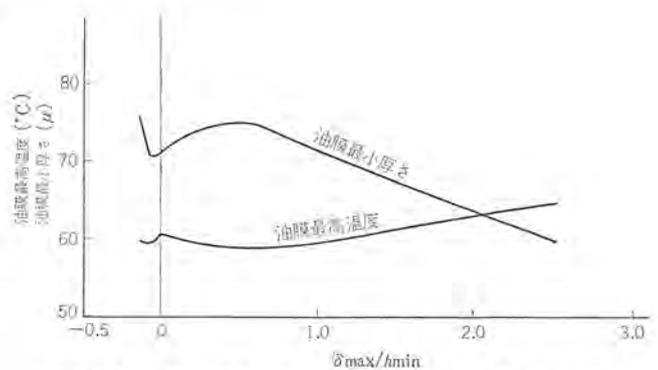


図4.24 軸受B $OC\% = 10$ のパッドのワッ曲度による油膜最高温度と油膜最小厚さの変化

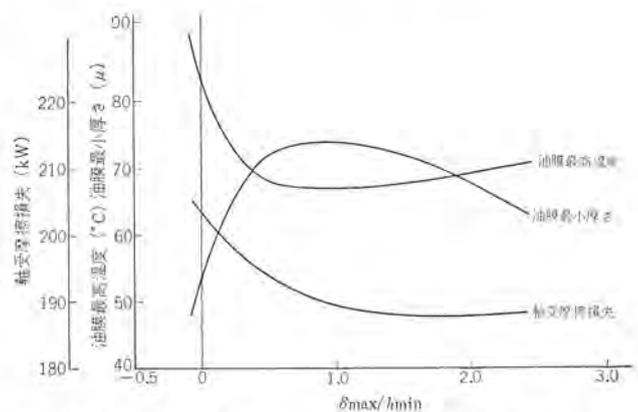


図4.25 軸受B $OC\% = 0$ のパッドのワッ曲度による油膜最高温度、油膜最小厚さ、軸受摩擦損失の変化

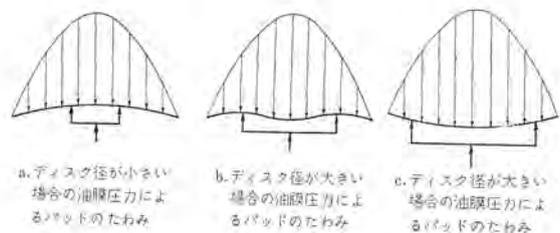


図4.26 ディスク支持パッドの油膜圧力によるたわみ

5. む す び

以上、大容量の電子計算機を利用して、これまで不明であったキングズベリ形スラスト軸受の作動特性の解析を可能にし、与えられた条件のもとで最良の軸受を設計できるようになったことについて述べた。このプログラムのほかに、実験データ解析用のプログラムもあり、また、今後これらを一般化または特殊化して、種々のすべり軸受の作動特性の解析を行ない、未解明のままにされている問題を解決して行きたい。

参 考 文 献

- (1) A. Kingsbury : Trans. ASME 53, 1931
- (2) A. A. Raimondi, J. Boyd : Trans. ASME 22, 1955
- (3) B. Sternlicht : Mechanical Engineers Conference on Lubrication and Wear, London 1957



- (4) B. Sternlicht, J. C. Reid Jr., E. B. Arwas : Trans. ASME 83, 1961
- (5) B. Sternlicht, F. J. Maginniss : Trans. ASME 79, 1957
- (6) W. F. Cope : Proceeding of the Royal Society London England 197, 1949
- (7) B. Sternlicht : Trans. ASME 80, 1958
- (8) S. Timoshenko : Theory of Plate and Shells, McGraw-Hill 1940
- (9) J. N. Goodier : ASME 79, 1957

シリコン制御整流素子のスイッチング特性と応用上の問題 (1)

船川 繁*・飯田隆彦*・小嶋 鈴夫*

1. ま え が き

シリコン制御整流素子(以下サイリスタという)は、最近、素子自体の定格、特性の向上とともに、応用上の研究開発がいちじるしく進み、その応用分野も画期的に拡大されてきた。サイリスタの使用されはじめたころは、商用周波におけるモータ制御、電気炉制御などがおもなものであり、素子に課せられるスイッチング特性は大きな問題とならなかった。しかしインバータ、コンバータなどへの応用面が拡大されるにつれ、種々の問題が提起されるようになった。

ターンオフ時間、印加順電圧の高い上昇率によるブレークオーバ電圧の低下、いわゆる dv/dt の問題、ホットスポットの広がりなどがそれである。これらの問題は、インバータや超音波発振器のような周波数変換をともなう機器への応用面でのみ生ずるだけでなく、商用周波数での電力制御、DC 静止スイッチにおいても現在までに生じた応用上のトラブルを解析してみると、大半が上述の問題に帰せられることがわかった。

ターンオフ時間が $6\mu\text{sec}$ 以下というきわめてスイッチング時間の短いサイリスタ、 $15\mu\text{sec}$ 以下のインバータ用サイリスタ、ならびに通常のサイリスタについて、今回スイッチング特性を実測した。以下にスイッチング特性を支配する機構、スイッチング特性の実測結果ならびにその応用上の問題について解説する。

2. ターンオン特性

2.1 ターンオン機構⁽¹⁾

ターンオン機構については、すでに多くの論文が出ているが、もっとも広く採用されている PNP 4 層構造の阻止領域における電圧電流の基本式から説明することにする。すなわち図 2.1 に示す 4 層構造において、順方向バイアスされる場合に各接合にかかる電圧と電流の基本式は次のように示すことができる。

$$I_A = I_{S1}v_1 - \alpha_{11}I_{S2}v_2 \dots \dots \dots (2.1)$$

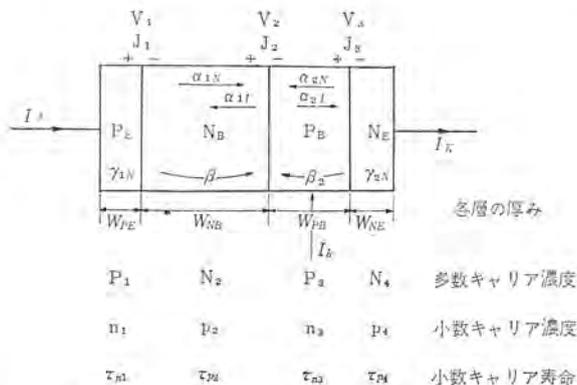


図 2.1 サイリスタの 4 層構造と各種パラメータの説明

$$I_A - I_{L2} = \alpha_{1N}MI_1v_1 - MI_2v_2 + \alpha_{2N}I_{S3}Mv_3 \dots \dots \dots (2.2)$$

$$I_A + I_b = -\alpha_{2P}I_{S2}v_2 + I_{S3}v_3 \dots \dots \dots (2.3)$$

ここに、

$$v_1 = \exp\left(\frac{eV_1}{kT}\right) - 1$$

$$v_2 = \exp\left(\frac{eV_2}{kT}\right) - 1$$

$$v_3 = \exp\left(\frac{eV_3}{kT}\right) - 1$$

I_{S1}, I_{S2}, I_{S3} : 接合 J_1, J_2, J_3 における飽和電流

M : 電子ならびに正孔の増倍率

k : ボルツマン定数

e : 電子の電荷

I_{L2} : 接合 J_2 のもれ電流

今、素子は順バイアスされ、しかも阻止状態にある場合を考えているので、接合 J_2 は図 2.1 に示すように逆バイアスされるので、 $V_2 \approx 1$ となる。これを考慮に入れて、上の三つの式を I_A について解くと、

$$I_A = \frac{(1 - \alpha_{1N}\alpha_{1P} - \alpha_{2N}\alpha_{2P})MI_{S2}N + I_{L2} + \alpha_{2N}MI_{S3}}{1 - (\alpha_{1N} + \alpha_{2N})M} \dots \dots \dots (2.4)$$

となる。この式は、

$$M(\alpha_{1N} + \alpha_{2N}) \geq 1 \dots \dots \dots (2.5)$$

を満足するときは I_A は無限に大きくなることを示している。上の基本式は、図 2.3 に示すように順バイアスされた素子の両エミッタ N_E, P_E 層から注入された電子、正孔が接合 J_2 に集められ、 J_2 接合の電界で増倍される機構を示したものである。すなわち、 J_3 接合から P_B 層へ注入された電子は、拡散によって J_2 接合に達し、電界に引かれて N_B 層へ多数キャリアとしてはいると、 J_1 接合の順バイアスを大きくする。これは、 J_1 接合での正孔の注入を増加させ、注入された正孔は同様の過程を経て J_2 接合で集められる。これらキャリアのベース領域を走行する時間は次のようになる。

$$td_1 = \frac{W_{PB}^2}{2D_N} \dots \dots \dots (2.6)$$

$$td_2 = \frac{W_{NB}^2}{2D_P} \dots \dots \dots (2.7)$$

ここに W_{PB}, W_{NB} : P_B 層, N_B 層の幅

D_N, D_P : 電子および正孔の拡散系数

J_2 接合で集められた正孔が N_B 層へはいる、多数キャリアの増大をきたし、さらに接合 J_3 の順バイアスを大きくする。この過程は増倍率 α が電流によって増加するので再生的であり、正帰還となる両ベース領域のキャリア濃度が増加し、 J_2 接合の空乏層における空間電荷はこれらの過剰キャリアで補償され、導通状態に移ると

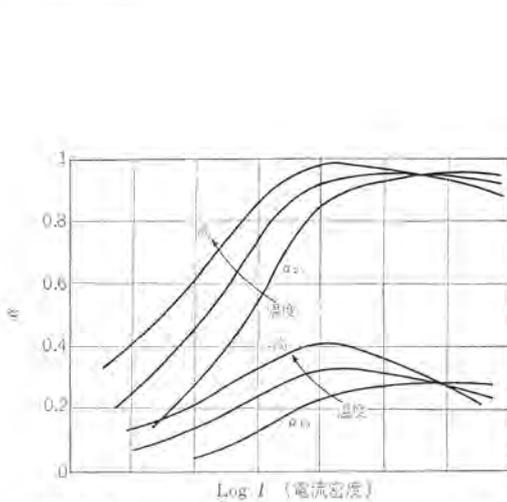


図 2.2 α_{1N} , α_{2N} の電流密度, 温度に対する変化

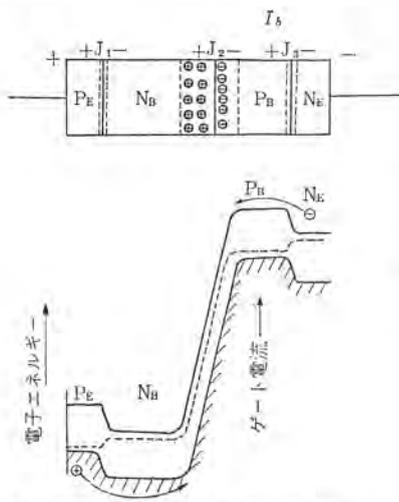


図 2.3 順阻止状態における PNPN 4層構造とエネルギー準位図

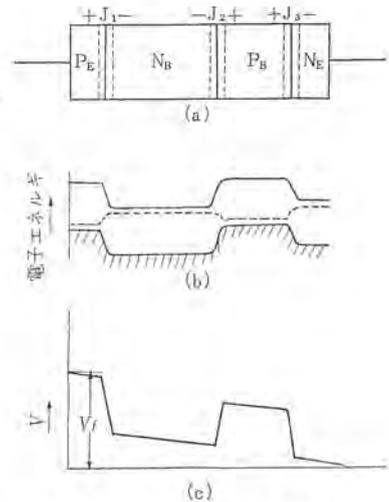


図 2.4 順方向導通状態の各接合のバイアスとエネルギー準位, 電位分布

同時に順バイアスされるに至り, 図 2.3 の高い電位障壁はなくなり図 2.4 のようになる。

導通状態でありうる条件^{*}は, 式(2.5)で表わされるが, この式は次の二つの場合に満足されることがわかる。すなわち一つは増倍率 M の小さい状態で $\alpha_{1N} + \alpha_{2N} = 1$ となる場合で, ほかは $\alpha_{1N} + \alpha_{2N} < 1$ で, M が大きくなって式(2.5)が満たされるときである。前者は通常サイリスタをゲートによりターンオンさせるときにおこっている。後者はゲートによらず, 高電圧をかけてブレークオーバーさせる場合におこるが, この場合でもわずかのもれ電流の増加や実効ベース幅の減少による α の増加も起こり, 厳密に M のみによりターンオンする場合は少ない。

増幅率 α は, それぞれの接合を流れる電流により変化する。この様子を図 2.2 に示す。 α が電流により変化するの, 図 2.1 の $P_E N_B P_B$, $N_E P_B N_E$ をそれぞれトランジスタと考えたとき, エミッタ電流によるトランジスタの増幅率の変化に相当する。これはベース領域での再結合中心が, 注入レベルの大きいところでは埋められていき, 実効的なライフタイムが大きくなるためと考えられている⁽²⁾。接合を通る電流が変化するのゲート駆動によるが, ゲートに入力

を与えない場合でも, 接合 J_2 のもれ電流の電圧による増加, 印加電圧の上昇率の高い場合は J_2 の接合容量への充電電流などによる。

α の増加をきたさず, 主として M の増加によりターンオンが起こるときは, 接合 J_2 の降伏電圧近くのブレークオーバー電圧がえられ, 温度による影響も少ない。

上述の説明ではターンオンを一次元的な PNPN 構造で考えているが, 実際のサイリスタでは所定の定格電流を流すのに十分な面積を各接合はもっている。式(2.5)のブレークオーバーの条件は, この面積のうちの一部すなわち一局部において満足すればそこでターンオン動作が起こる。図 2.5 は PNPN 構造を五つのフィラメントにわけて画いたもので, ゲート電流を流したときゲートに最も近い Δ_1 がまずターンオンし, 接合 J_2 はこの部分で正バイアスされる。このとき $\Delta_2 \sim \Delta_5$ においては, J_2 接合はまだ逆バイアスされている。負荷電流は Δ_1 がターンオンして, 低インピーダンスとなっているのでここに集中する。この電流の縦方向の成分が Δ_2 に対して N_B , P_B 層にゲート電流を実効的に与えることになり, Δ_1 について Δ_2 がターンオンする。こうしてターンオンしたスポットは急速に全面積へ広がっていく⁽³⁾。

素子のターンオン時間は後節で詳しく定義されるが, ゲートに信号を入れてから陽極電圧が初期値の 10% になるまでの時間である。式(2.6), (2.7)の走行時間は, P_B 層の幅 $W_{PB} \approx 30 \times 10^{-4} \text{cm}$, N_B 層の幅 $W_{NB} \approx 50 \times 10^{-4} \text{cm}$ とすると $td_1 \approx 0.15 \mu \text{sec}$, $td_2 \approx 1 \mu \text{sec}$ となる。

この走行時間の和がゲートにパルスを入れてから, 陽極電圧が 90% に達するまでの時間, すなわち遅れ時間を形成する一因子であ

(注)
*導通状態へのスイッチングは $\alpha_{1N} + \alpha_{2N} = 1$ に達する以前に起こりうる。スイッチングのはじまる条件は, 小信号電流増幅率の和 $\alpha_{1NS} + \alpha_{2NS} = 1$ である。小信号電流増幅率は, 直流電流増幅率よりも大きい値をもっている。図 2.1 において今かりにゲート電流がわずかに増大した場合を考えると, 陽極電流, 陰極電流, それぞれの増分との間に,

$$\Delta I_K = \Delta I_A + \Delta I_b \dots\dots\dots(1)$$

陽極電流の増分 ΔI_A による J_2 接合でのコレクタ電流の増分を ΔI_c とすると,

$$\alpha_{1NS} = \lim_{\Delta I_A \rightarrow 0} \frac{\Delta I_c}{\Delta I_A} \dots\dots\dots(2)$$

同様に,

$$\alpha_{2NS} = \lim_{\Delta I_K \rightarrow 0} \frac{\Delta I_g}{\Delta I_K} \dots\dots\dots(3)$$

接合 J_2 での電子電流と, 正孔電流の変化分の和は陽極電流の変化分に等しいから $\Delta I_A = \alpha_{1NS} \Delta I_A + \alpha_{2NS} \Delta I_K \dots\dots\dots(4)$

(1)を(4)に入れ,

$$\frac{\Delta I_A}{\Delta I_b} = \frac{1}{1 - \alpha_{1NS} - \alpha_{2NS}} \dots\dots\dots(5)$$

をえる。これより $\alpha_{1NS} + \alpha_{2NS} \rightarrow 1$ は, わずかのゲート電流の変化により, 導通状態にスイッチすることを示す。ここでゲート電流のわずかの増分を考えたが, 温度変化や印加電圧の増大による若干の漏れ電流の変化でも, 導通状態にスイッチするうえに同じ効果をもっている。

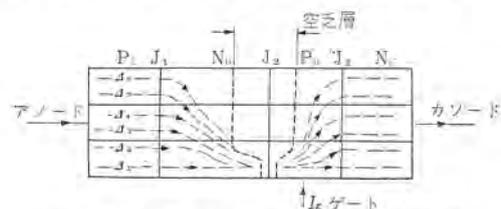


図 2.5 局部的ターンオンと陽極電流の集中

るが、この値がゲート電流の大きさにより変化するのは、走行時間が変化するためではなく、最初にターンオンする領域の面積が異なるためと考えられる。上述したターンオンのスポットの広がりについては後節で詳述するが、広がりの速さはおよそ 10^4cm/sec のオーダーであるとされているので⁽⁴⁾、直径 1cm の陰極を持つ素子の場合には、完全に全面積がターンオンするには $100 \mu\text{sec}$ を要することとなる。これは通常実測される素子のターンオン時間よりも相当長いので、陽極電圧が 10% になった後もターンオンした領域はさらに広まっていると考えることができる。

2.2 ターンオン時の広がりホットスポット

順阻止状態にあるサイリスタをゲート信号によりターンオンさせる場合、あるいは後の章で述べる上昇率の高い電圧波形の印加により、ターンオンする場合において素子が特性劣化をおこすことがある。これはターンオン時に電流が局部的なスポットに集中し、非常に高温になることに起因することが知られている。ホットスポットの生成と密接な関係を持つ。ターンオンの際の広がりについて以下にさらに説明する。

前節で述べたようにターンオンの始まるスポットは、ゲートに最も近い部分、すなわち図 2.5 では、フィラメント Δ_1 である。これを実際のサイリスタの構造について描けば、図 2.6 のようにゲートにもっとも近い陰極の領域から、遠いほうへターンオン領域は広がっていく。図に示すように陰極面上で、隅の一点からゲート電流を流すいわゆるコーナゲートの場合と、中央にゲート電極の位置するセンタゲートの場合とでは導通領域の広がっていく様子が若干異なる。

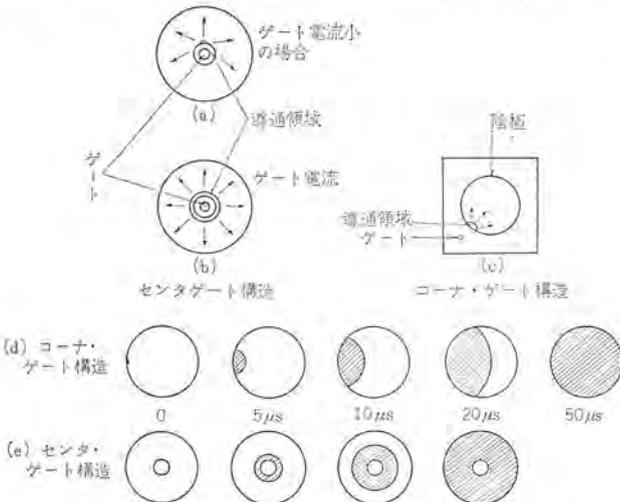


図 2.6 センタ・ゲートとコーナ・ゲートの導通領域の広がりの様子

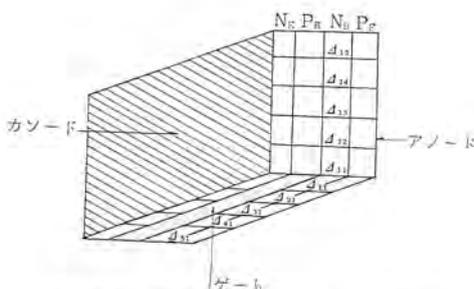


図 2.7 PNPN 構造のフィラメントによる立体的な表示

この両者における広がり速さの違いは、図 2.7 のように、素子を三次元でのフィラメントに分解して、定性的に説明できる⁽³⁾、すなわち、ゲートが隅に位置する場合は、図のフィラメント Δ_{11} の P_B にのみゲート電流が加わり、フィラメント Δ_{11} がターンオンし、導通領域が二次元的に Δ_{55} にまで達する。これに反し、ゲートが中央にある場合は、フィラメント Δ_{11} から Δ_{51} にまで同時にゲート入力を与えられ、導通領域が一次的に上へ広がっていくのに相当する。したがって後者のほうが広がり要する時間は短くなることわかる。

局部的に導通している素子の電位分布は、図 2.8 のようになる。(a)は平面的に画いたもので、(b)(c)はそれぞれターンオンしている領域としていない領域との断面の電位分布である。図(a)では簡単のため、各層内での陽極電流の流れによる若干の電位降下は無視した。ターンオンしている領域は、前節で述べたように、中央の接合 J_2 は順バイアスされており、他の部分は逆バイアスされる。したがって図(a)に示すように、 P_B 領域で電界の横方向の向きは逆になる。これは $N_B P_B$ 両ベース層の未導通領域における少数キャリアにとっては、広がり反対の向きになる⁽⁵⁾が、 J_1 から注入され P_B 層に達した多数キャリアとしての正孔、 J_3 から注入され N_B 層に達した多数キャリアとしての電子にとっては、いずれも広がりの向きとなり、隣接したベース領域へはいり、エミッタからの注入を促進する。一方素子が実際にターンオンする場合のように注入レベルの高いところでは、ベース領域の導通状態のところにおける電子と正孔の密度は実質的に等しく、非導通状態の領域との境界においては、電界の影響は少ないと考えられ⁽⁴⁾、むしろ導通領域から過剰のキャリアが拡散によって供給されることとなる。ホットスポットの広がりの速さは、この場合 10^4cm/sec の程度である。実際には電界の効果と負荷電流のベース領域での横方向成分の効果もはより、広がりの速さはさらに速くなる。

ゲート電流のパルス高さは大きいほど、最初にターンオンする領域は大きいので、遅れ時間が短くなるとともに、導通領域の広がりも速い。ゲートパルスの波高値は、最初にターンオンする領域には影響をおよぼすが、ある一定以上の距離にある陰極の領域には影響をおよぼさないから、それより先の広がりには上述した広がり機構によっている。

上述のような導通領域の広がりを考慮して、ターンオンの際の素子の陽極電流、順電圧降下、発生電力、導通領域の面積などの時間に対する変化を描けば、図 2.9 に示すとおりになる。広がりには比較的遅い現象であるので、電力密度は同図(e)のように高い部分ができ、最初にターンオンしたスポットに電力損の発生が集中す

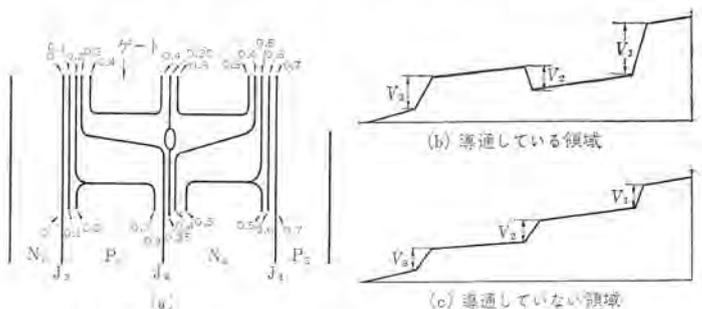


図 2.8 局部的にターンオンしているサイリスタの電位分布の例(順電流の比較的小さい場合)

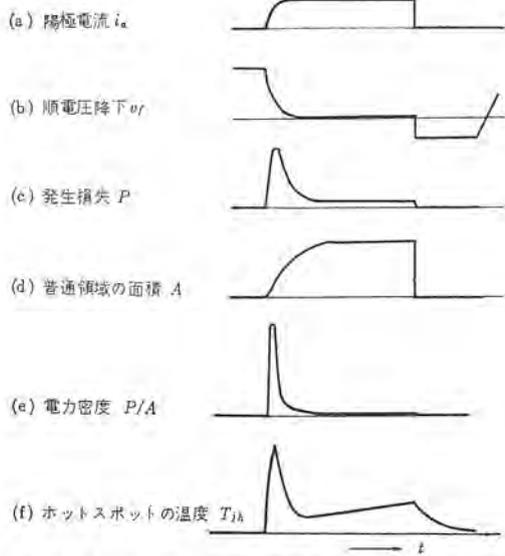


図 2.9 ターンオン時の各種パラメータの時間に対する変化

ることがわかる。したがってその点の温度、いわゆるホットスポットの温度はいちじるしく高くなり、シリコン内の接合の一部が、局部的に溶融される場合もある。接合部のホットスポットの温度を計算することは、きわめて煩雑であるが、図 2.9 のような、ターンオン時の各種パラメータの時間に対する波形、ならびに 100 μsec 以下の過渡熱抵抗がわかっているならば次式のように求めることができる⁽⁸⁾。

$$T_{jhs}(t) = T_A + \int_0^t P(\tau) \frac{Z(\tau)}{R} \left[\frac{d\theta(t-\tau)}{d\tau} \right] d\tau \dots\dots\dots (2.8)$$

- ここに、 T_A : 周囲温度
- $P(\tau)$: 時間 τ における発生電力の瞬時値
- $Z(\tau)$: 時間 τ における素子のダイナミックインピーダンス、すなわちターンオン過程の v_f/i である。
- R : 導通領域が完全に広がったのちの定常状態での、素子のインピーダンス
- $\theta(t)$: 時間 t における接合部一周間の熱抵抗

$Z(\tau)/R$ は結局、導通状態となっている領域の全面積に対する割合を示すもので、 $P(\tau) \cdot Z(\tau)/R$ は局所的なホットスポットの温度 T_{jhs} と全接合面積を同一温度にするのに必要な等価な電力である。式 (2.8) は電圧、電流波形から電力波形、ダイナミックインピーダンスを求めて、区分求積して応用できる。

広がり時間は素子の接合面積により、100 μsec 以上にも達する場合もあるため、接合部温度の分布は、パルス波形の負荷電流の場合にはそのパルス幅に大きな影響をうける。すなわち、図 2.10 (a)(b) は順電流の流れはじめてから 10 μsec, 20 μsec 後の温度分布であるが、パルス幅が短いと接合面積は有効に利用されず繰り返し返しが速いときは損失による発生熱は、局部に蓄積し、温度はどんどん上昇していく。これに反して図(c)の場合は、広がり時間に十分な長さの幅の順電流が流れる場合で、さらに繰り返し返してもパルス幅に比べて長い間隔がおかれるならば、接合部は全面積にわたってターンオンし、しかも温度上昇も低くてすむ⁽⁹⁾。

以上は隅にゲートのある場合であるが、中央にゲートをもち、陰極と対向する円筒が大きい場合は、すでに説明したように広がり

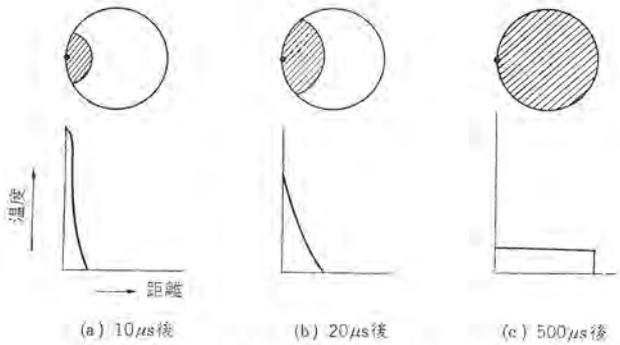


図 2.10 導通領域のひろがり温度分布

時間は短くなり、ホットスポットの温度上昇は緩和される。ホットスポットの温度上昇を防ぐには、外部回路的に順電流の上昇率 di/dt を軽減する方法がある。最初にターンオンした領域が一定のとき di/dt が大きいほど v_f は高くなり、したがって発生損失も大きく、電力密度も高くなり、 T_{jhs} は高くなる。 di/dt を小さくする回路上の問題については、後節で議論される。

2.3 ターンオン時間

2.3.1 ターンオン時間の定義

サイリスタのターンオンの方法には種々の方法があるけれどもここではゲートによるターンオン法のみを取り扱う。

サイリスタの陽極 陰極間に順電圧を印加して、そのサイリスタが阻止状態にあるときゲート信号を印加すれば、サイリスタは一定時間遅れののちに導通状態に移行する。ゲート信号印加後サイリスタがターンオンするまでの時間をターンオン時間と称し、サイリスタのスイッチング特性の中で最も重要なものの一つである。

このターンオン時間の定義は、他の半導体のスイッチング時間の定義と同様に、本来電流の上昇波形から定義され⁽⁷⁾遅れ時間、立ち上り時間にわけられていたが、後に述べる大電力用素子における測定上の問題から電圧波形より定義されるにいたった。すなわちゲート信号の最終値の 10% を基点として、サイリスタの陽陰極間電圧が初期値の 90% までの時間を遅れ時間 t_d 、90% から 10% までの時間を立ち上り時間 t_r 、両者の和をターンオン時間 t_{on} と定義している。(厳密には阻止状態および導通状態の電圧変化分の 90%、10% 値である。)

サイリスタのターンオン時間は、一般に次のような回路条件や測定条件によってかなり大幅に影響される。

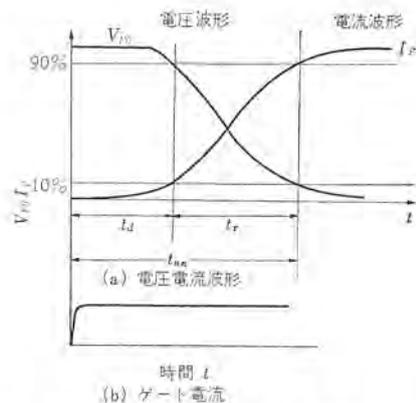


図 2.11 サイリスタターンオン時の電圧、電流波形

- (1) ゲート信号の大きさとパルス幅
- (2) ゲートに印加する電流波形
- (3) 負荷電流の大きさ
- (4) 印加順電圧の大きさ
- (5) 接合部温度
- (6) 負荷の性質(誘導性, 純抵抗, 容量性)

以上のような諸パラメータの影響を受けるので, 測定条件を明記しないターンオン時間は意味がない。たとえば純抵抗, 誘導性, 容量性負荷においてはターンオン時間が変わるばかりでなく, 図 2.12 に示すように⁽⁸⁾, 電圧および電流波形に位相差を生じて, もし両者の波形でそれぞれターンオン時間を定義すれば矛盾した結果を招く。電圧波形から定義すれば誘導性負荷においてターンオン時間は最も短かく, 次いで純抵抗, 容量性負荷の順となる。ところが電流波形からの定義ではまったく逆の結果を生む。これは誘導性負荷においては陽極電流変化による $L di/dt$ の電圧が L の両端にあらわれ, サイリスタの端子間電圧を急激に減少する⁽⁹⁾一方, 逆に電流は L のために上昇率を押えられるためである。これに対し容量性負荷は誘導性負荷の場合とまったく逆となる。したがってこれらの負荷は, 本来のターンオン現象を測定するターンオン時間の測定には適さない。もしそのような負荷でターンオン時間を測定するならば, その程度を明記する必要がある。

一方, 純抵抗負荷においては電圧と電流の時間的な変化率は一致するため, 電圧, 電流いずれの波形から測定してもターンオン時間は一致する。したがってターンオン時間は無誘導回路で測定するのが望ましい。

2.3.2 ターンオン時間測定回路

測定回路の一例は図 2.13 に示すようにきわめて簡単な回路であるが, 太線部分の回路インダクタンスをほとんどゼロにしなければならぬので, 回路の製作にあたっては特別な配慮が必要である。とくに大電流では回路の許容インダクタンスが小さいので回路製作がむずかしい。この回路製作と大電流観測用シャントの製作のむずかしさのために, ターンオン時間は電圧波形から定義されるよう

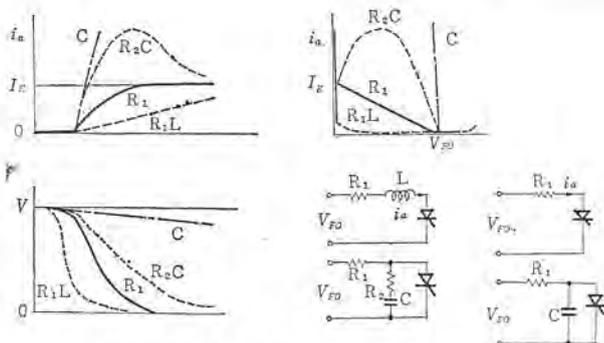


図 2.12 負荷によるターンオン時の波形変化

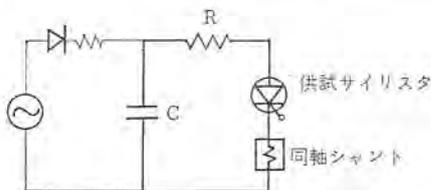


図 2.13 ターンオン時間測定回路

になった。

製作された測定回路が純抵抗負荷の条件を満足しているかどうかは, ターンオン時の電圧あるいは電流波形のいずれか一方を反転させ, 振幅を等しくしたときの両者の波形の一致によって証明される。図 2.14 は無誘導としたターンオン時間測定器における電圧, 電流波形の一致の度合いを示しており, 同図はほぼ無誘導回路が構成できたことを証明している。

次にこのような無誘導回路で測定したデータをもとにしてターンオン時間におよぼすパラメータの影響を述べよう。

2.3.3 ゲート電流による影響

ターンオン時間はゲート駆動電流にきわめて強く依存する。図 2.15 はゲート電流の大きさとターンオン時の電圧波形, 図 2.16 はゲート電流とターンオン時間の代表的な関係を示している。両図から明らかのようにゲート電流のあまり小さくない領域ではゲート電流はターンオン時間のうち立ち上り時間よりむしろ遅れ時間に影響をおよぼす。しかし遅れ時間もゲート電流の増大とともにその減少率は低下して飽和の傾向を示す。一方ゲート電流のかなり小さい領域すなわち 2SF 535 シリーズ (CR 250 A) で数十 mA, 2SF 300 シリーズ (CR 100 A) で 100 mA, 2SF 290 シリーズ (CR 20 A), 2SF 270 シリーズ (CR 10 B) で 10 mA 程度から, 最小点弧ゲート電流 I_{GF} 近くのゲート駆動条件では立ち上り時間もかなり影響を受け, ゲート電流の減少にともない増加する。ただしこの領域での遅れ時間が非常に長くなっていることはいうまでもない。なおゲート電流とターンオン時間の測定にあたっては, ゲート電流の立ち上りの影響をなくするため, 0.1 μ s 以下の急しゅんなパルスが望ましい。

次にゲートパルス幅とターンオン現象について述べよう。図 2.17 はターンオン時間以内のゲートパルス幅で駆動したときのゲート電流波形とサイリスタの陽陰極間の電圧波形を示している。パルス幅を遅れ時間とターンオン時間内に選ぶと立ち上り時間のみが延びたり, そ

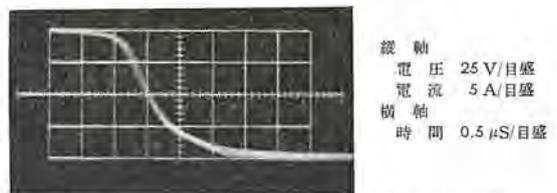


図 2.14 ターンオン時の電圧と電流波形の振幅を等しくして重ね合わせたもの

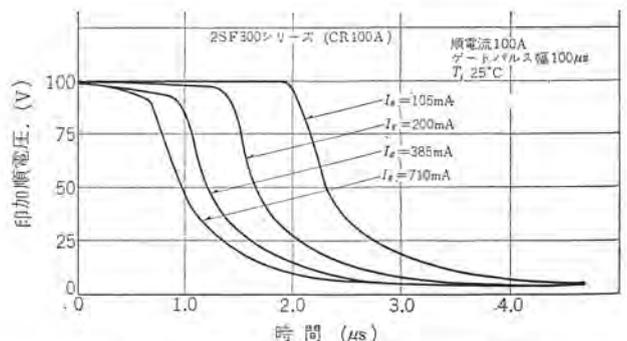
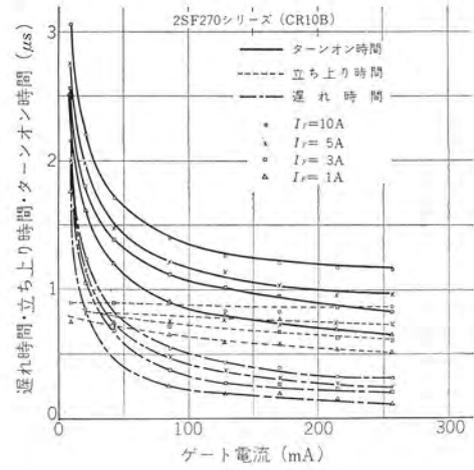
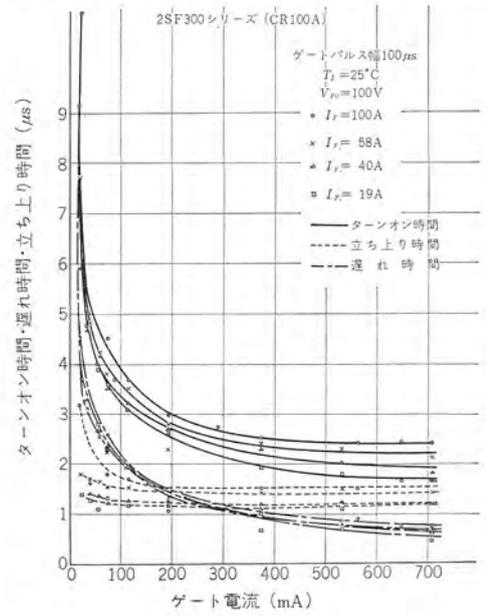


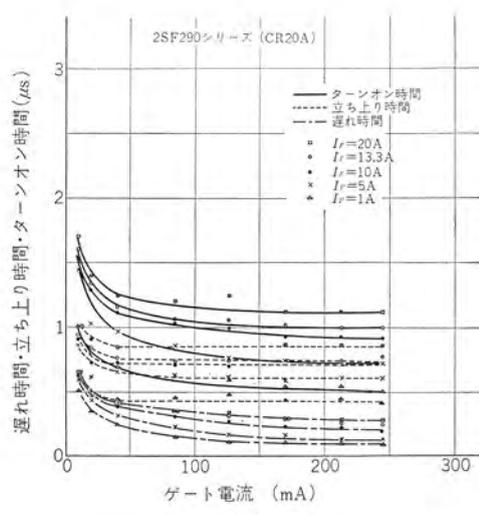
図 2.15 ターンオン時の電圧波形とゲート電流



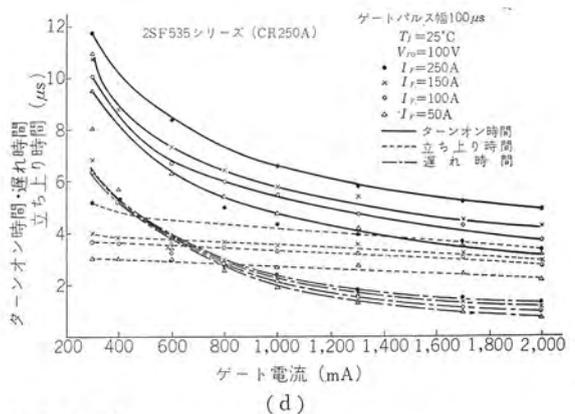
(a)



(c)



(b)



(d)

図 2.16 ターンオン時間とゲート電流

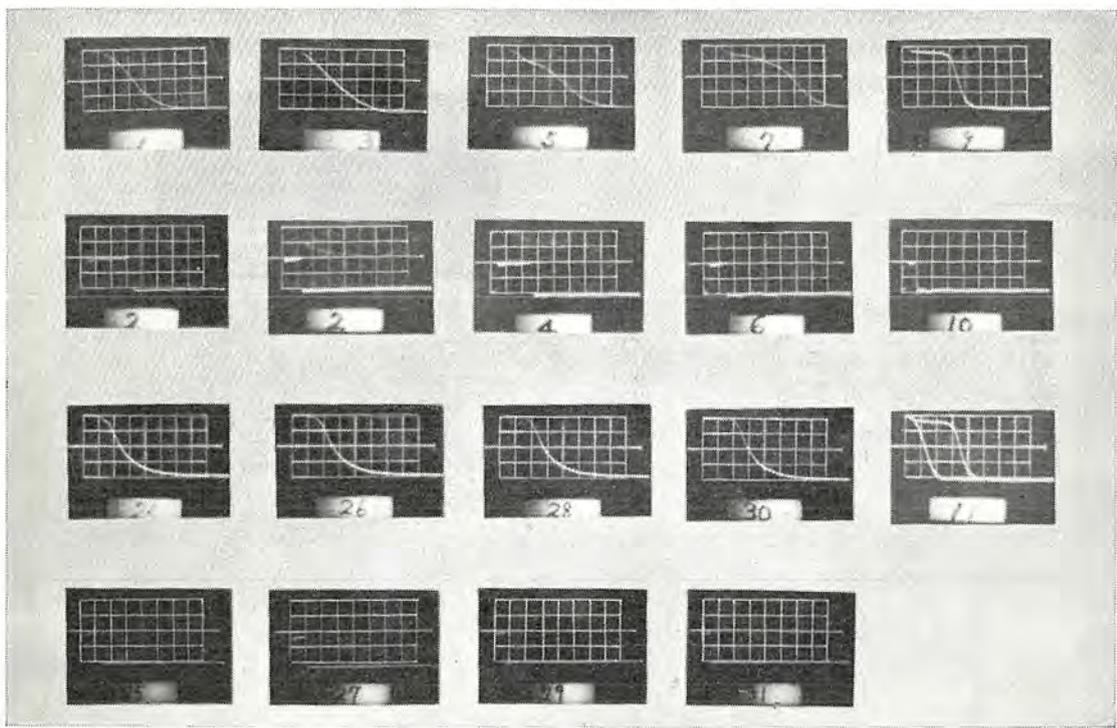


図 2.17 ゲートパルス幅とターンオン現象

の期間中ターンオン過程が停止したような階段状の波形となる。ゲート電流の振幅一定でパルス幅をさらに短かくすれば、遅れ時間は急激に長くなる。

一方パルス幅をターンオン時間以上すなわち広がり時間 (spreading time) 内に選ぶと、パルス幅による陽-陰極間の電圧波形はまったく変化がない。したがって必要なゲートパルス幅は、ゲートパルス振幅によって変わるターンオン時間を念頭において、それよりわずかに長いものでよい。ただし誘導負荷では負荷電流の立ち上りが遅く、ゲート信号が終わったとき、再びオフするおそれがあるため、ゲート信号が終わったときアノード電流が少なくともラッチング電流以上となるようパルス幅を選定しなければならない。

図 2.18 にサイリスタをターンオンするのに必要な最小ゲート電流とゲートパルス幅の関係を示す。しかしこれはターンオンに必要な最小エネルギーを示した図であって、この状態でのターンオン時間は非常に長く、スイッチング特性の応用設計資料として使用できない。

2.3.4 ゲートに印加する電流波形の影響

ゲートに印加する電流波形の立ち上りが悪いと、遅れ時間が増加する。きわめて悪い立ち上りゲート信号によるターンオンは、 dv/dt によるターンオンに比べて、ホットスポットはかなり小さく⁽⁵⁾、サイリスタの特性劣化および破損を起こしやすい。一般に高いアノード電流上昇率によるターンオン時のトラブルは低ゲート電流駆動、立ち上りの遅いゲート駆動による極度の局部過熱(小さなホットスポット)に起因するといわれている。これを防ぐには2.2節で述べたように初期導通面積を大きくすることである。したがってサイリスタの点弧は立ち上りの急しゅんで大きな電流、すなわちハイゲート駆動 (higher gate drive) が望ましい。図 2.19 に実用的なハイ

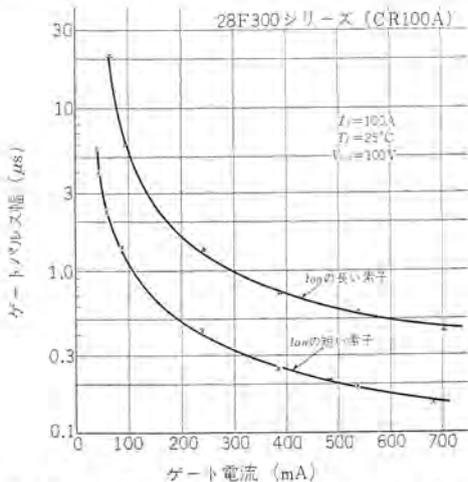


図 2.18 点弧に必要な最小ゲート電流対ゲートパルス幅

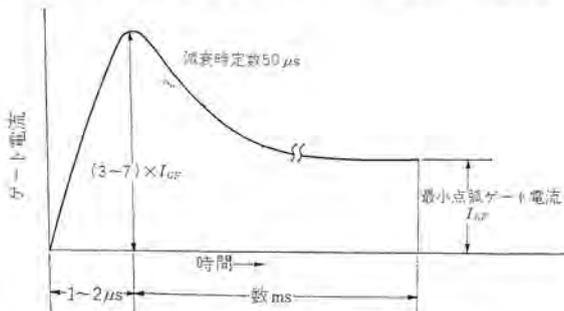


図 2.19 ハイゲート駆動電流波形

ゲートの波形を示す。ゲート電流ピークは、ターンオン時間の飽和が起ころはじめる電流、すなわち最小点弧電流 I_{Gr} の3~4倍以上が望ましい。これによってターンオン時の dv/dt の問題の大半は解決される。一方、パルス幅は負荷の性質、回路動作で制約されるので、おのおのの用途に適した選定を行わなければならない。

2.3.5 負荷電流の影響

ゲート電流ほどではないが、やはり負荷電流(アノード電流)もターンオン時間にかなり影響を与える。図 2.20、図 2.21 はその様子を示している。図 2.20 は 2SF270 シリーズ (CR10B)、2SF290 シリーズ (CR20A) の負荷電流とターンオン時の電圧波形の関係、図 2.21 は負荷電流とターンオン時間、遅れ時間、立ち上り時間の関係をあらわしている。同図から明らかなようにターンオン時間は負荷電流により短くなるが、その様子はゲート電流の場合と若干趣きを異にする。負荷電流のあまり小さくない領域ではターンオン時間の変化は、立ち上り時間が支配的である。定格電流の $1/3$ 以上では遅れ時間は、ほとんど一定である。

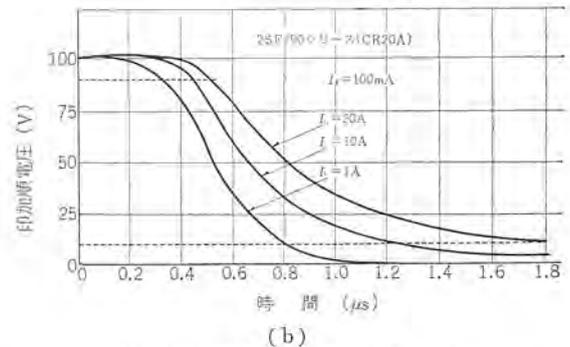
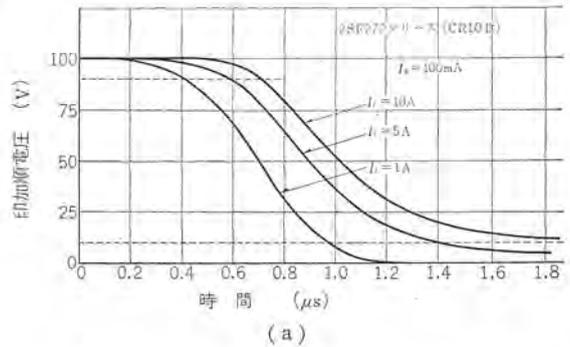


図 2.20 ターンオン電圧波形と負荷電流

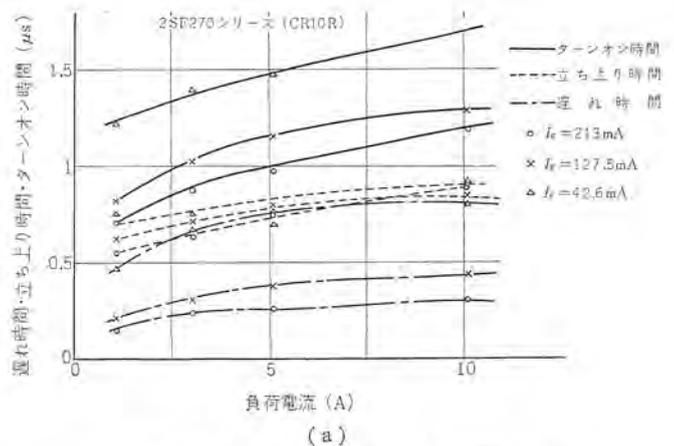


図 2.21 ターンオン時間と負荷電流

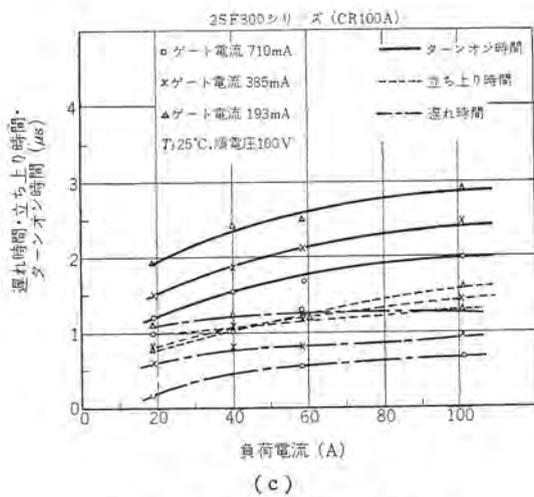
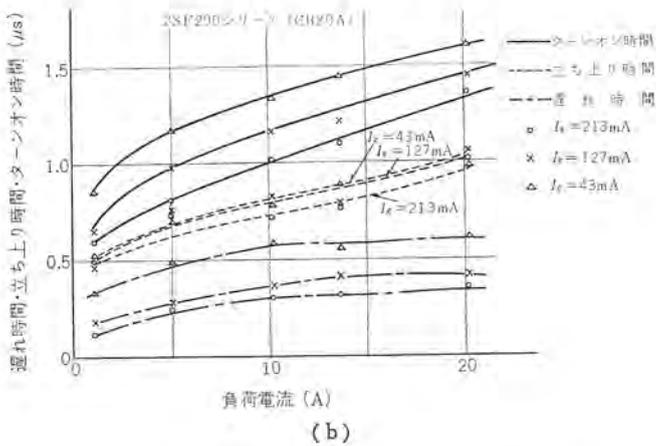


図 2.21 ターンオン時間と負荷電流

しかし負荷電流がきわめて小さく、定格電流の $1/20$ 以下の電流では、ターンオン電圧波形は、図 2.20 のような指数関数的な下降を示さず、遅れ時間がほとんどゼロで直線的に下降して、ターンオン時間は非常に短くなる。この傾向はゲート電流の大きいほどいちじるしい。負荷電流を保持電流近くに減少すると、ターンオン時間がいちじるしく増加するという文献がある⁽⁹⁾が、そのような現象は観察できなかった。

2.3.6 印加電圧の影響

図 2.22, 図 2.23 は 2SF300 シリーズ (CR100A) のターンオン時間と印加電圧の関係を示したものである。図 2.22 は印加順電圧と負荷を可変とし、負荷電流を一定としたときのターンオン時間の比較的短い素子と長い素子における印加順電圧の影響を、図 2.23 は負荷を固定したときの印加順電圧への影響をあらわしている。いずれの場合も印加順電圧の増加により、遅れ時間・立ち上り時間もいちじるしく減少する。とくに低印加順電圧領域 (40V 以下) では立ち上り時間の変化は顕著である。とくに低電圧でのサイリスタの点弧も、このようなターンオン時間の増加を覚悟すれば可能である。たとえば印加順電圧 1.6V 位でも十分なゲート電流を流せば、約 40~80 μs の時間でターンオンする。一方印加順電圧の高い領域では負荷が固定の場合ターンオン時間は飽和の傾向がある。

2.3.7 接合部温度の影響

中央の接合部容量・ライフタイム・漏れ電流は温度の上昇にともな

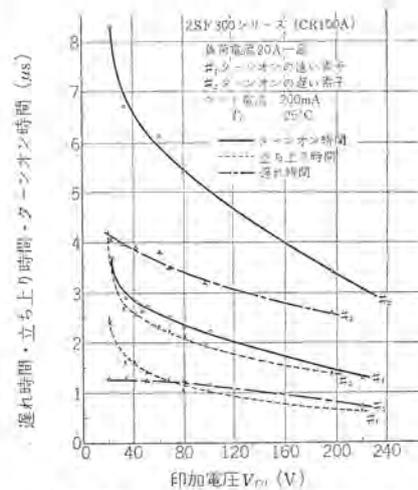


図 2.22 ターンオン時間と印加順電圧

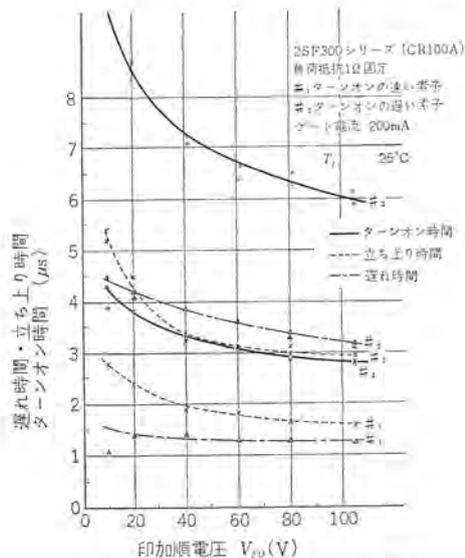


図 2.23 ターンオン時間と印加順電圧

い増加する。これらの要因はすべてターンオンを速くするが、あまり大きな効果をもたない。正確なターンオン時間の温度依存性を調べるには測定回路が無誘導回路を要求するので困難となるが、常温から 100°C の接合部温度変化で約 20~30% 短くなる。

2.3.8 ターンオン損失

サイリスタは大電力用スイッチとしてきわめて速いスイッチ特性を示すが、前述のように時間遅れをもっており理想的なスイッチとはいえない。このためサイリスタがターンオンするときスイッチング損失を生ずる。これをターンオン損失と呼んでいる。しかしこのターンオン損失は瞬時値は非常に大きいけれども、ホットスポットによる素子の特性劣化を招かなければ、低い動作周波数では問題とならない。問題となるのは高周波においてである。

次に各負荷におけるターンオン損失を計算してみよう。サイリスタの陽一陰極間の電圧を v とし、その減衰波形を $v = V_{FO} e^{-\frac{t}{\tau}}$ と仮定すれば、

純抵抗負荷

$$P = \frac{V_{FO}^2 \cdot t_r}{4.4R_1} (W) \dots \dots \dots (2.9)$$

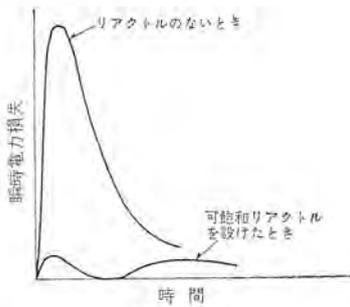


図 2.24 可飽和リアクトルを設けたとき設けなかったときのターンオン瞬時電力損失

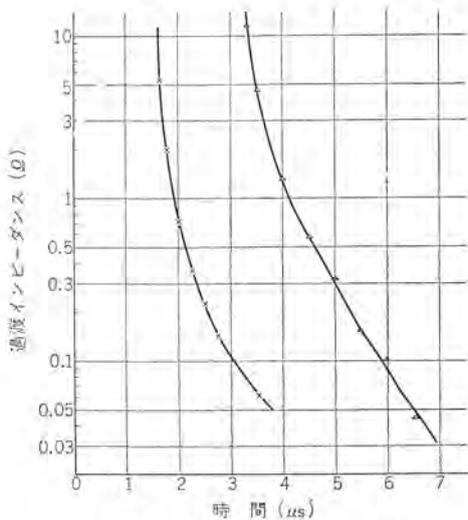


図 2.25 ターンオン時の過渡インピーダンス

誘導性負荷

$$P = \frac{V_{FO}^2}{4.4R_1} \cdot \frac{t_r^2}{t_r + 2.2(L/R_1)} \text{ (W)} \dots\dots\dots (2.10)$$

容量性負荷

$$P = \frac{CV_{FO}^2}{2} \cdot \frac{t_r}{t_r + 2.2R_2C} + \frac{V_{FO}^2 \cdot t_r}{4.4R_1} \text{ (W)} \dots\dots\dots (2.11)$$

ただし $t_r = 2.2\tau$ = サイリスタのターンオン立ち上がり時間

V_{FO} = 印加順電圧

R_1, R_2, L, C = 図 2.12 参照

ターンオン損失の平均値は1秒間のターンオン回数 すなわち周波数 f を乗ずればよい。

サイリスタのターンオンにあたっては 2.2 節で述べたようにターンオン損失がゲートの近傍に集中してホットスポットを生ずるために、制限電流が存在する。これがいわゆる順電流上昇率 di/dt の問題である。したがって di/dt のきわめて大きな用途では、可飽和リアクトルなどを用いてターンオン損失を軽減する必要がある。図 2.24 は可飽和リアクトルを入れたときのターンオン損失の減少を説明している。

しかしサイリスタの回路に数十 μH のルーラインダクタンスがあれば、可飽和リアクトルは必要ない。また小電力用サイリスタは取り扱うパワーが小さいので、 di/dt はあまり問題とはならない。 di/dt が問題となるのはおもに大電力用素子である。

2.3.9 過渡インピーダンス

図 2.7 のように1個のサイリスタを多数の微小面積をもつサイ

リスタから構成されているものと仮定すれば、ゲート信号によりまずゲート近傍の Δ_{11} サイリスタが導通する。しかしこのときは、まだ定常の導通状態のときのような低インピーダンスは示さない。今 $\Delta_{11}, \Delta_{12}, \dots, \Delta_{55}$ のサイリスタが導通時に一定のインピーダンスを示し、 Δ_{11} のターンオンにより二次元的にターンオン部分が $\Delta_{12}, \Delta_{13}, \dots$ へと広がるとするなら、ちょうど導通した一定インピーダンスのサイリスタを順次並列接続したと同様で、その広がりにつれてインピーダンスも低下する。(実際サイリスタの導通部分はこのような広がり状態を示すものと推察できる)。このようにサイリスタのターンオンがはじまり接合部全面に広がって、定常のインピーダンスを示すまでのインピーダンスを、過渡インピーダンスと呼んでいる。図 2.25 にその一例を 2SF 300 エルーズ (CR 100 A) のターンオンの速い素子と遅い素子を試料としてあらわしている。

2.4 順電流上昇率 di/dt とホットスポットに関する実験

前述のようにターンオン時のホットスポットは、順電流上昇率の高いほど起こりやすく、時には素子を劣化させたり破損させたりすることもある。これを軽減するには次の外部回路によるものと、素子自体の製法に関するものがある。

- (1) 直流リアクトルにより順電流上昇率を押える。
- (2) ハイゲート駆動により初期導通面積を大きくする。
- (3) ターンオン導通領域の広がり時間を短かくする。

di/dt の試験は一般に破壊をとまらすが、ホットスポットによる素子の特性変化を逆利用することにより、非破壊試験でホットスポットが推察でき、 di/dt 耐量の大きい素子と小さい素子を判別することができる。その一つの方法は 4 章で述べるターンオフ時間の温度依存性を利用する方法で、パルスターンオフ時間を測定する方法である。図 2.26 はその測定回路、図 2.27 は供試サイリスタの電圧、電流波形を示している。回路動作は図 4.7 (4 節参照) とほとんど同じで、供試サイリスタ SCR_1 と SCR_2 を交互に導通してコンデンサ C_1 を充放電し、供試サイリスタに正弦半波の高いピーク電流を流

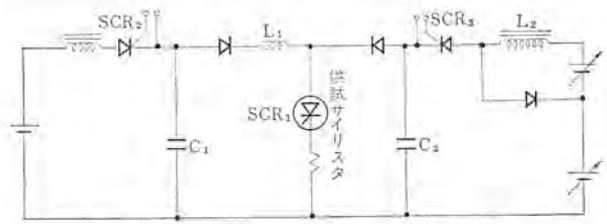


図 2.26 パルスターンオフ時間測定回路

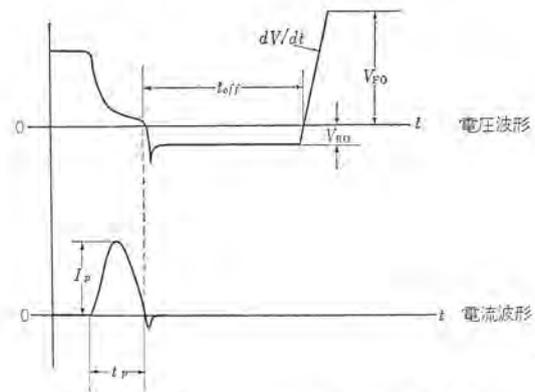


図 2.27 パルスターンオフ時間測定波形

すことが異なっている。

パルスターンオフ時間とは、一般に使用されているターンオフ時間の定義と何ら変わらず、ただ順方向導通期間をきわめて短かくして測定したターンオフ時間である。ターンオフ時間は、ターンオン時の導通領域の接合部全域への広がり時間と、ゲート近傍の冷却時間を考慮に入れて、300 μs 以上の導通期間を選んで測定することを推しよする文献⁽⁹⁾もある。ターンオン時の局部温度上昇によるターンオフ時間の増加を逆利用すれば、ホットスポットののきやすい素子かどうかの判別ができる。

すなわちターンオン時の局部過熱が除かれないうちに測定したターンオフ時間と、ホットスポットの影響のないターンオフ時間を比較して、その変化率によって判別する。ホットスポットののきやすい、導通領域の広がり速度の遅い素子ほどターンオフ時間の変化率が大きいことは明らかである。このような素子の di/dt 破壊限界値は低い。次にパルスターンオフ時間とゲート駆動条件の関係から、ホットスポット

とゲート駆動条件が密接に関連していることを述べよう。

di/dt の問題は、初期ターンオン面積と導通領域の広がり時間に左右され、究極的には、初期ターンオン時の電力密度の大きさに帰着する。2.2節で述べたようにこの広がりについては、センタゲート構造のほうがすぐれている。とくにハイターゲート駆動を行なうことによる改善はより期待できる。

図 2.28 はセンタゲートサイリスタ 2SF 463 のパルスターンオフ時間とゲート駆動条件の関係をあらわしている。パルスターンオフ時間の変化率の小さい素子は、比較的小さなゲート信号でもホットスポットののきにくい素子であり、変化率の大きい素子は、ゲート信号を大きくすれば、ホットスポットの影響が軽減できる素子である。この現象は、ゲート信号の増加にともない初期ターンオン面積がいちじるしく増加したことを証明している。

以上はターンオン時のホットスポットを論ずるのに温度依存性の強いパラメータとして、パルスターンオフ時間を用いたが、次に他の方法を紹介します。

2SF 460 シリーズのような高周波サイリスタを、高周波回路で運転すると、動作電流はティ(通)減される。これは高周波においては、ゲート近傍の局部過熱が冷えないうちに、次のサイクルが始まり、温度依存性の強いラレクオーバー電圧、 di/dt 特性、ターンオフ時間特性を悪くするからである。したがって 20 kc のような高周波では、ターンオン時のホットスポットを軽減することにより動作電流は大きくすることができる。前述のようにホットスポットは、ゲート信号の増加により軽減できるので、ゲート駆動条件を変えることにより高周波での最大動作電流の改善を期待できる。図 2.29 の高周波サイ

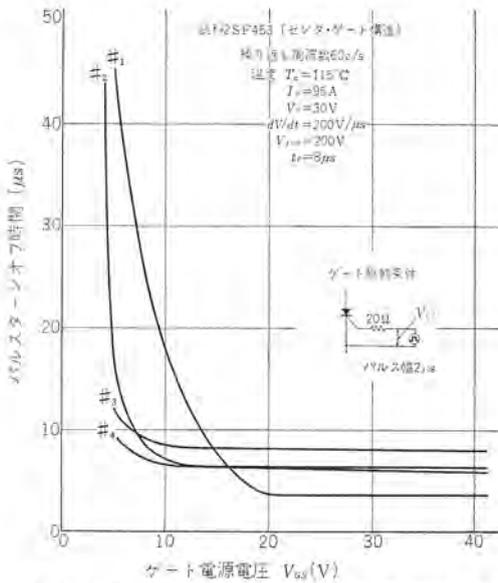


図 2.28 パルスターンオフ時間とゲート電流の関係

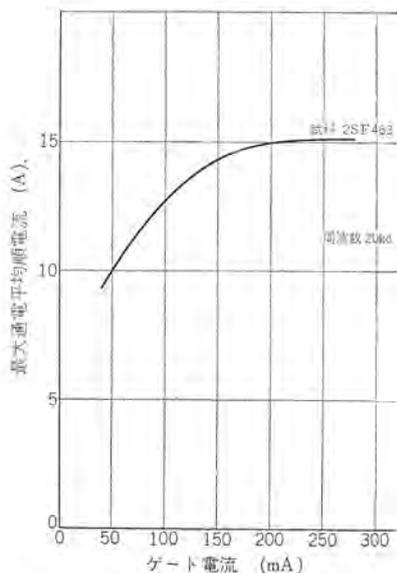


図 2.29 高周波における最大通電平均順電流とゲート電流

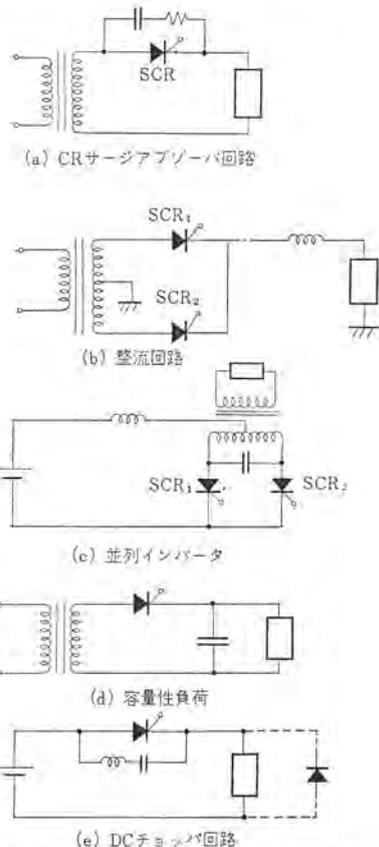


図 2.30 di/dt が問題となる回路

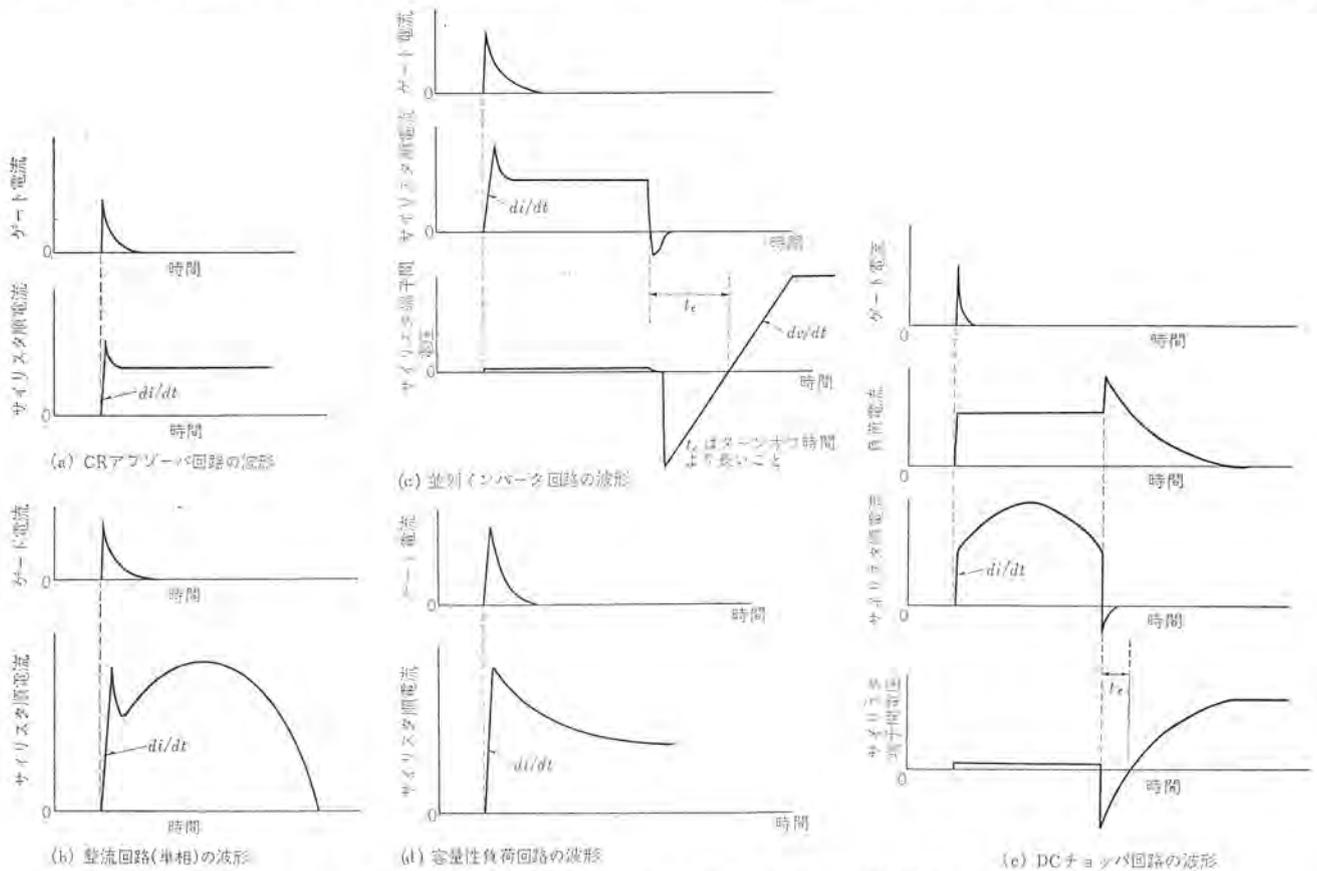


図 2.31 di/dt が問題となる回路の各部波形

リスタ 2SF 463 の動作周波数 20 kc における最大動作電流とゲート駆動条件の関係はそれを証明している。

この他ゲート駆動条件によってゲート信号印加後値の初期ターンオン部分の広がり速度が変わると思われる現象もみられる。

2.5 ターンオン時の di/dt が問題となる回路とその保護

サイリスタの応用上ターンオン時の di/dt が問題となる回路とそのときの電圧電流波形を示すと、図 2.30, 2.31 のようになる。

2.5.1 CR サージアブゾーバ

サイリスタをサージ電圧から保護するため陽極・陰極間に接続されたコンデンサの電荷は、サイリスタのターンオンにより、サイリスタを通して短絡放電される。この時の di/dt は相当大きな値となるが、コンデンサの電荷量が小さいのでコンデンサと直列に低抵抗 (1~10 Ω) を接続して、放電電流のピーク値を制限しておけば問題ない。

2.5.2 整流回路

多相回路においては、ターンオンと同時に他方の素子がターンオフし負荷電流が転流してきて大きな di/dt となるので、図 2.19 のハイヤゲート駆動を用いる。

2.5.3 容量性負荷

ターンオン時に流れる電流を制限するものは、電源インピーダンスとサイリスタのターンオン過渡インピーダンス (図 2.25) だけであるので di/dt は大きくなる。

2.5.4 並列インバータ

並列インバータの転流時、一方のサイリスタが逆回復するまでコンデンサは 2 個のサイリスタを通して短絡された状態となり、 di/dt が問題となる。この di/dt を減少させるには、コンデンサ等への配線リアクタンスを利用するが、配線をあまり長くし過ぎると (数 10 cm 以上) 反対に電流が流れにくくなり、ターンオン失敗の原因となる。

2.5.5 DC チョップ

ターンオンと同時に、フライホイールダイオードに流れていた電流が転流してくるので、整流回路と同じように di/dt が問題となる。ターンオン時の di/dt を応用上減少させることのできない应用に関しては、ハイヤゲート駆動を用いて di/dt 耐量を増大させたり、あるいは di/dt 耐量の大きな素子を用いざるを得ない。



新製品紹介

直動形 ペン書式

G-23S 形 警報接点付 3要素記録計 完成

年々複雑多様化の傾向にある計装・送受電管理において、とくに集中管理・データ処理の能率化が要求されるが、これらの要求にマッチした機能性に富む、G-23S 形警報接点付 3要素記録計を完成した。

G-23S 形は計測要素 3 個を併置し、それらに共通な記録紙送り機構 1 個を組み合わせた記録計で、1 枚の記録紙に三つの電気を同時に記録することができるとともに、各計測要素には警報接点がついているので、プザー・リレー・開閉器などと組み合わせて自動制御管理に広く利用できる。

■ 特長

- (1) 1 台の記録計で三つの電気を同時に記録するため、容易に相互間の関連をはあくすることができる。
- (2) 3 台の記録計を使用する場合に比べ、盤面積は約 2/3 ですみ、経済的な盤設計ができる。
- (3) つぎの電気のうち、3 つ (重複も可) を任意な組み合わせで製作することができる。



図 1 G-23S 形警報接点付 3要素記録計

- ・直流電流 ・直流電圧 ・交流電流 ・交流電圧
- ・電力 ・無効電力 ・周波数 ・力率

(4) 警報検出回路はシリコントランジスタを使用した無接点方式のため、広い温度範囲で動作が確実であり、指示および記録にまったく影響しない。

(5) 接点は上限・下限用、または上限のみ、下限のみにも使用できるほか、目盛板上の任意な点に容易に設定できる。

■ 仕様

計測要素 (任意に組み合わせ可能)	精度	警報接点
直流電流・直流電圧 交流電流・交流電圧 単相電力・三相電力	1.5%	設定誤差……2% 温度特性……-10~+50°C の範囲で設定誤差内にある 電圧特性……定格電圧の±10%の変動で設定誤差内にある
三相無効電力	2.0%	接点調整範囲……目盛の全範囲
三相力率	4%	リレーの接点容量……抵抗負荷 AC 110V 3A, DC 110V 0.5A
周波数 (精度は中心周波数 に対して)	1.0%	リレーの機械的寿命……1,000 万回以上 制御電源……AC 110V 50 c/s 60 c/s

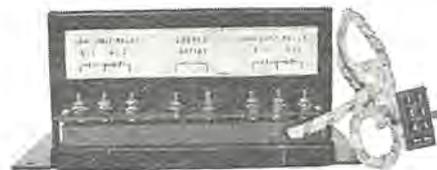


図 2 警報接点用管制器箱

広い用途に使いわけできる

三菱貫通形変流器 CW シリーズ 完成

全シリーズに磁気特性のよい方向性ケイ素鋼帯を鉄心に使用した CW シリーズは、各種用途に応じ、つぎのとおり使いわけできる。

- (1) ケーブル配線用として……CW-C 形丸窓貫通形変流器
《CW-C シリーズ》
- (2) ラスパー配線用として……CW-M 形角窓貫通形変流器
《CW-M シリーズ》
- (3) 低電流用として……CW-CP 形一次巻込形変流器
《CW-CP シリーズ》

■ 特長

- (a) 広い用途
各種用途に応じた変流器を使うことができ、たいへん便利である。
- (b) 取り扱い簡単
小形・軽量であるため、運搬・保管・取付け・接続など取扱いが非常に簡単である。



NEWS FLASH

■ 405 PS 4,500/45,000 rpm 超高速精密 ED ダイナモメータ完成

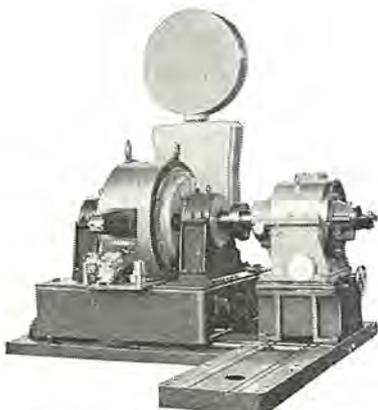
某社より受注し製作中であった超高速精密 ED ダイナモメータ（うず電流動力計）が完成した。

この ED ダイナモメータは、吸収容量 405 PS (300 kW)、4,500～45,000 rpm という超高速記録品である。ダイナモメータはトルク計測精度および指示値のバラツキの点から特別の設計を行ない、揺動軸受には静圧軸受、回転軸受には精密級コロガリ軸受を採用し、また誤差トルクの発生原因となる冷却水導入については静圧導入法（実用新案出願中）を開発し採用している。トルク計測はデジタル式とし、トルク・馬力・回転数のいずれもデジタル値で操作盤に表示されるようになっている。

制御関係では速度設定にラッシュボタン方式を採用し、また定速度制御精度を高めるため特殊な制御方式を採用し、その制御性は、直流電流動力計とほとんど変わらないきわめて高精度のものである。

特長を列挙すればつぎのとおりである。

- (1) 大容量超高速である。
- (2) 計測精度がきわめて高く、誤差トルクは $\pm 0.2 \text{ kg} \cdot \text{m}$ (最大トルクの $\pm 0.2\%$) 以下である。
- (3) 冷却水導入による誤差を防止するため静圧導入構造を採用している。
- (4) 静圧軸受を採用している。
- (5) デジタルトルクメータを使用している。
- (6) 定速度制御精度がきわめて高く、速度設定の誤差も含めて 1% 以下である。
- (7) 速度設定にラッシュボタン方式を採用している。



405 PS 4,500/45,000 rpm ED ダイナモメータ

■ 電々公社見通し外回線用 2 Gc 帯大電力サーキュレータ完成

このたび、電々公社沖繩回線用として、2 Gc 帯大電力サーキュレータを製作納入した。このサーキュレータは 2 Gc 帯の給電系にそう入し、送信機相互間の相互変調を除去し、回線容量の増加および回線の品質向上を計るためのもので、無反射終端器を接続し、アイソレータとして使用される。おもな特長および性能は次のとおりである。

特長

- (1) 自然空冷で使用可能である。
- (2) 主要部分にストリッパラインを使用しているため、小形・軽量である。

性能

- (1) 周波数範囲 2,110～2,200 Mc または 2,200～2,300 Mc
- (2) 逆方向損失 25 dB 以上
- (3) 順方向損失 0.5 dB 以下
- (4) VSWR 1.1 以下
- (5) 使用電力 WRJ-2 形 サーキュレータ (図 1) : 500 W
WX-20 D 形 サーキュレータ (図 2) : 100 W
- (6) 周囲温度 $10^{\circ}\sim 50^{\circ}\text{C}$
- (7) 接続給電系 WRJ-2 形 サーキュレータ : WRJ-2 形 導波管
WX-20 D 形 サーキュレータ : WX-20 D 形 同軸管



図 1 WRJ-2 形 サーキュレータ



図 2 WX-20 D 形 サーキュレータ

■ 相模川水系に MELCOM-1600 オンライン計算制御システム納入

すでに日本国有鉄道郡山操車場などに納入され、オンライン計算制御にその威力を発揮している MELCOM-1600 データ処理システムが、昭和 41 年 10 月神奈川県企業庁総合開発局城山事務所に納入された。このシステムは相模川水系の水資源高度利用と洪水時災害防止の目的で設置されたもので、全国でも初めての試みとして各方面から注目をあびている。納入後約 1 ヶ月の試験期間を経て、12 月から始動しているが、12 月 1 日の始動式には企業庁庁長 森久保副知事をはじめ県関係者多数の出席を得、無事終了した。席上当社に対し県知事よりの感謝状が手渡され、システムの設計・製作を担当した当社として大きな光栄に浴した。

(1) 相模川はその源を富士五湖に発し、山梨県では桂川と呼ばれ、神奈川県にはいって相模川となり、下流は平塚市東方で馬入川となって相模湾に注ぐ神奈川県最大の河川である。

相模ダム・城山ダムを中心とする相模川総合開発事業は、相模ダムの建設に引続き昭和 39 年末に城山ダムが完成、続いて 40 年 11 月から揚水発電方式の城山地下発電所（最大出力 25 万 kW）が運転を開始した。これら一連の事業の要点として、各施設を円滑にして効果的な運用をはかるため、電子計算機を中心とした水系計算制御システムが計画され、今回実現の運びとなったものである。これは増大してゆく水需要を満たし、エネルギーとしての水を有効に利用するとともに、洪水に対して十分な防止を行なうことを大きな目的としている。したがって、ダムをはじめ各種施設の運用に際し、常に水系全域の状況をはあくし一貫した運用指令を与える必要が生じる。このために相模川水系計算制御装置は、水系諸データのいっせいの収集、それにもとづく水系特性の解明、さらには平常時の発電放流量の調整、出水時のゲート開度設定を刻々指令してゆこうとするもので、単に洪水の防止にとどまらず、水の高度利用を大きな目的としているところに特色がある。

(2) システムの構成

相模川水系計算制御システムは、計測・伝送・通信制御および総合表示の装置群と中央電子計算機よりなっているが、それぞれのおもな機能は下記のとおりである。

a. 計測装置

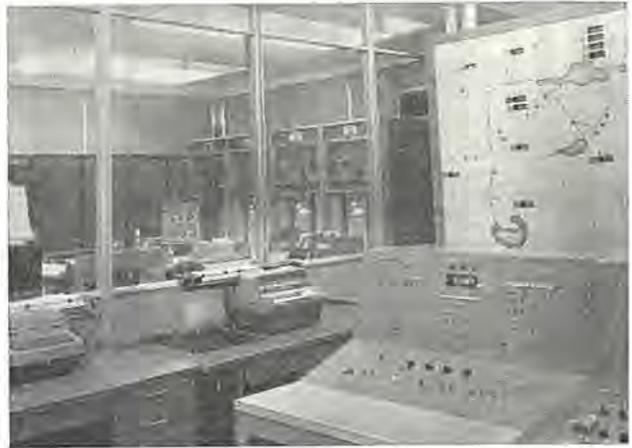
水系計算制御システムにおいて、雨量・水位・ゲート開度・発電量などのデータを収集するための計測装置の占める役割りは非常に重要である。これら計測装置の配置に関しては、システム運用も考慮し十分な検討ののち設置されたものである。これらの計測装置は、すべてデジタル量で電子計算機にデータ伝送される。

b. 伝送装置

広範囲におよぶ水系流域に点在する計測装置からのデータは、無線通信回線を介して中央に伝送される。また中央電子計算機からの制御指令やロギングデータが同様に伝送される必要がある。このために、寒川—城山、城山—横浜間は 400 Mc 多重通信装置（通信機製作所製）が利用され、これに必要な伝送端局装置が付加されている。

c. 通信制御装置

データ伝送網を介して中央と結ばれる計測装置を制御し、中央



神奈川県企業庁総合開発局城山事務所納め
MELCOM-1600 オンライン計算制御システム

電子計算機にデータを送り込むためと、計算機からの指令情報とデータを端末に送出するために通信制御装置が設置されている。この装置は計時回路を内蔵し、設定サンプリング時間ごとに収集指令を出し、併せて収集/分配データの伝送制御および誤り制御をおこなうことができる。通信制御装置は、計算機とオンラインで結合され計算機側からの指令によって動作するが、計算機とは独立にデータ収集をおこなない、ロギングタイラウトおよび紙テープさん孔する機能も持っている。

d. 総合表示装置

総合表示装置は、水系全域に展開する計測装置群からのデータが計算機で処理された結果をただちに表示するためのもので、横幅 3.2 m、高さ 1.8 m の大きさの表面に河川図と計測項目・時間などが明瞭に指示されている。表示項目として時間雨量・累計雨量・水位・流量・発電機放流量・ゲート放流量などがあり、相模水系の全容をリアルタイム（実時間）で容易に熟知することができる。

e. 電子計算機システム

相模川水系計算制御システムの中軸をなす中央電子計として、MELCOM-1600 リアルタイムコンピュータシステムが設置された。この計算機システムは次のような特長をもっている。

(a) 通信回線と直接結合している。

通信制御装置を介して多数のデータ通信回線と接続し、時々刻々データを収集処理できるリアルタイム処理用計算機である。

(b) 各種業務の並行処理ができる。

データ収集・ロギングアウト・制御計算等のオンライン業務のほかに、技術計算・事務データ処理等が並行して実施できる。これらの業務の優先度に応じて自動的かつ連続的に時分割処理がおこなえる。さらにデータ収集・データ伝送といった入出力動作と一般計算業務との同時処理も可能である。

(c) 完全なはん用性をもっている。

水系制御専用ではなく、あらゆる業務の実行が可能な命令群を有している。すなわち 2 進/10 進計算・固定/浮動小数点計算・文字としての取扱いが可能であり、高い総合処理能力をもっている。

(d) FORTRAN, COBOL 等のプログラム言語が使用できる。

数式表現に近い FORTRAN・事務データ処理を容易にする COBOL の二つの代表的なプログラム言語が利用でき、プログラムの作



成・変更・管理が容易である。

(e) 高い信頼性と保護機構

水系 オンライン 制御を行なう必要があるところから、本システムには誤動作防止機構が取付けられ、連続使用に十分耐える高信頼度設計がなされている。すなわち制御用計算機に必要な多重割込み・メモリ 保護・暴走監視などの各種機能が組込まれている。

(3) 水系システムのシミュレーションと解析

相模川水系の オンライン 制御と運用は水系の各種特性のシミュレーションと解析のうえに立脚してなりたつものである。このため膨大なデータ量の分析、綿密な運用方式の検討、河川機構の解明が必要となり、神奈川県企業庁と当社と協同して共同研究委員会が昭和41年1月に設立され、活発な活動を続けている。すでに昭和41年度研究事項については、所定の設定目標を達成し引続き昭和42年度共同研究に突入しようとしている。これまでに検討され研究されてきた項目は下記のとおりである。

- (a) 貯水池運用曲線の検討
- (b) 出水時ゲート制御方式の検討
- (c) 流出機構の解析
- (d) 各種データの分析
- (e) 旬報・月報・年報等各種報告書の自動作成
- (f) 一般技術計算・業務データ処理

■ ニュージーランド国鉄より 交流式ディーゼル電気機関車 55 両を受注

このたび三菱重工と共同でニュージーランド国鉄より 1,050 IP ディーゼル電気機関車 55 両という、車両業界として画期的な大量受注に成功した。この機関車はニュージーランド国鉄の輸送近代化計画にもとづき、同国南島で在来の蒸気機関車にかわって輸送力を増強するためのもので、昭和42年10月に第一陣が船積され、全両完成は昭和44年1月と予定されている。

当社は主発電機・主電動機をはじめとする電機品の製作を担当するが、この機関車の特長は下記のとおりである。

(1) 許容軸重が小さいため6軸64tの軽量機関車であるが、コウ(勾)配線用として大きな連続定格引張力を発揮できるとともに、大きな制動力をうる発電ブレーキをそなえている。

(2) 電気方式はメンテナンスフリーを標榜(榜)して、比較的小出力なるにもかかわらず、ブラシレス三相交流主発電機よりシリコン

整流器を介して直流直巻主電動機を駆動する、いわゆる交流式を採用した。この方式はわが国はじめてのものである。

(3) 既存の出力・方式のちがう英国製機関車とも、重連制御できるよう特殊な制御装置をそなえている。

この機関車の主要項目は次のとおりである。

用途	客貨両用、本線用
軌間	1,067 mm
軸配置	B ₀ -B ₀ -B ₀
運転整備重量	64 t
車輪径	940 mm

機関車性能	
連続定格速度	16.1 km/h
連続定格引張力	13,400 kg
最高運転速度	100 km/h
最大引張力	18,200 kg

機関車寸法	
全長(連結面間)	14,096 mm
最大高さ	3,556 mm
最大幅	2,590 mm
固定轴距	2,210 mm

主ディーゼル機関	キタビラ D 398 TA 形
連続定格	1,050 IP 1,300 rpm
主交流発電機	ブラシレス突極形 自己通風式 8 極
連続定格	735 kVA 306 V 1,178 A 1,300 rpm 86.7 c/s 3 φ

主シリコン整流器	三相ブリッジ接続 風冷式
連続定格	700 kW DC 450 V 1,530 A
素子構成	2S×3P×6A 36セル
主電動機(6台)	直流直巻 ツリカケ式 他力通風
連続定格	100 kW 225 V 510 A 480 rpm
風量	40 m ³ /min
歯車比	79/15=5.26

発電ブレーキ用抵抗器	抑速ブレーキ用 他力通風
連続定格	800 kW

制御方式	電磁空気および電磁式重連総括制御
制御電圧	110 V

ブレーキ	26 L 形空気ブレーキ(空転防止ブレーキ、ピジランス制御付)
------	---------------------------------

発電ブレーキ	
手ブレーキ	

次号予定

三菱電機技報 Vol. 41 No. 3

起々高圧大容量変圧器特集

特集論文

- 超々高圧変圧器
- 超高圧電力研究所向け 400 kV 変圧器
- メキシコ 向け 400 kV 変圧器
- メキシコ 向け 400 kV リアクトル
- 超々高圧変圧器絶縁上の問題
- 超々高圧大容量変圧器試験設備
- 超々高圧 プッシング
- ガス 分析による変圧器異常の早期発見

普通論文

- 11.4 kV 系統用避雷器
- 銀系接点の消耗移転現象 (4)
- 最近の研究用電磁石装置
- ケイ素鋼帯の磁気特性連続自記装置 (2)
- 大電力窒素 プラズマジェット の諸特性
- 三菱変電所用自動復旧装置

技術解説

- シリコン 制御整流素子のスイッチング 特性と応用上の問題点(2)

三菱電機技報編集委員会

委員長	小倉弘毅
副委員長	片岡高示
常任委員	明石精
〃	石川理一
〃	宇佐見重夫
〃	大野寛孝
〃	神崎邇人
〃	北川和
〃	小堀富次雄
〃	鈴木正材
〃	祖父江晴秋
〃	馬場文夫
〃	山田栄一
〃	横山茂
委員	出雲義人
〃	尾畑喜行
〃	南日達郎
〃	林昇寿蔵
〃	松元雄蔵
	(以上50音順)

昭和42年2月22日印刷 昭和42年2月25日発行
「禁無漸転載」定価1部 金100円(送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内2丁目12番地 小倉弘毅

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町1丁目 大日本印刷株式会社

印刷者

東京都新宿区市谷加賀町1丁目 高橋武夫

発行所

三菱電機株式会社内 「三菱電機技報社」
東京都千代田区丸の内2丁目12番地 (三菱電機ビル内)
(電) 東京 (212) 大代表 6111

発売元

東京都千代田区神田錦町3の1 株式会社オーム社書店
電話 (291) 0912 振替東京 20018

本社・営業所・研究所・製作所・工場 所在地

本 社	東京都千代田区丸の内2丁目12番地 (三菱電機ビル内) (電) 東京 (212) 大代表 6111
大阪営業所	大阪市北区堂島北町8の1 (電) 大阪 (312) 大代表 1231
名古屋営業所	名古屋市中村区広井町3の88・名古屋ビル (電) 名古屋 (561) 大代表 5311
福岡営業所	福岡市天神2丁目12番地1号 天神ビル5階 (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌営業所	札幌市北二条西4の1・北海道ビル (電) 札幌 (26) 大代表 9111
仙台営業所	仙台市大町4の175・新仙台ビル (電) 仙台 (21) 代表 1211
富山営業所	富山市桜木町1番29号・明治生命館 (電) 富山 (31) 代表 3151
広島営業所	広島市中町7番32号・日本生命ビル (電) 広島 (47) 大代表 5111
高松営業所	高松市鶴屋町5番地の1 (電) 高松 (51) 代表 0001
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内2の12・三菱電機ビル (電) 東京 (212) 大代表 6111
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町8の1 (電) 大阪 (312) 大代表 1231
名古屋商品営業所	名古屋市中村区広井町3の88・名古屋ビル (電) 名古屋 (561) 大代表 5311
福岡商品営業所	福岡市天神2丁目12番地1号・天神ビル5階 (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌商品営業所	札幌市北二条西4の1・北海道ビル (電) 札幌 (26) 大代表 8111
仙台商品営業所	仙台市大町4の175・新仙台ビル (電) 仙台 (21) 代表 1211
富山商品営業所	富山市桜木町1番29号・明治生命館 (電) 富山 (31) 代表 3151
広島商品営業所	広島市中町7番32号・日本生命ビル (電) 広島 (47) 大代表 5111
高松商品営業所	高松市鶴屋町5番地の1 (電) 高松 (51) 代表 0001
新潟営業所	新潟市東大通1丁目12番地 (電) 新潟 (45) 代表 2151
北九州出張所	北九州市小倉区京町10の281・五十鈴ビル (電) 小倉 (52) 代表 8234
長崎出張所	長崎市大黒町3番1号・長崎交通産業ビル (電) 長崎 (3) 代表 6101
横浜出張所	横浜市中区富士見町2の12 (電) 横浜 (65) 2691~3
長野出張所	松本市白坂212番地 (電) 松本 (3) 1453
京都出張所	京都市中京区壬生坊城町5・古橋ビル (電) 京都 (82) 1245
神戸出張所	神戸市生田区西町36・三菱信託ビル (電) 神戸 (33) 0606~7
静岡出張所	静岡市七間町9の19・池田ビル (電) 静岡 (53) 代表 9186
岡山出張所	岡山市西長瀬字村北122の1 (電) 岡山 (24) 代表 0331
中央研究所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8121
商品研究所	鎌倉市大船782番地 (電) 鎌倉 (6) 代表 6111
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町3丁目 (電) 神戸 (67) 大代表 5041
伊丹製作所	尼崎市南清水字中野89番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
長崎製作所	長崎市丸尾町6番14号 (電) 長崎 (3) 大代表 6211
稲沢製作所	稲沢市井之口町1100番地 (電) 稲沢 (32) 代表 4121
和歌山製作所	和歌山市岡町91番地 (電) 和歌山 (23) 代表 7231
鎌倉製作所	鎌倉市上町屋325番地 (電) 鎌倉 (6) 大代表 1111
通信機製作所	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 (72) 大代表 5131
名古屋製作所	名古屋市中区東区矢田町18丁目1番地 (電) 名古屋 (721) 大代表 2111
福岡製作所	福岡市今宿青木690番地 (電) 福岡 (88) 代表 1431
福山製作所	福山市緑町1番8号 (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 (電) 相模原 (72) 大代表 5131
静岡製作所	静岡市小島110番地 (電) 静岡 (85) 大代表 1111
中津川製作所	中津川市駒場町1番3号 (電) 中津川 (5) 大代表 2121
大船製作所	鎌倉市大船800番地 (電) 鎌倉 (6) 代表 6111
郡山製作所	郡山市栄町2番25号 (電) 郡山 (2) 1220~3
群馬製作所	群馬県新田郡尾島町大字岩松803番地 (電) 太田 代表 4311
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字園所1 (電) 京都 西山 (92) 大代表 4171
京都製作所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
ラジオ工場	三田市三輪町字父々部85番地 (電) 三田 三 4371~4375
伊丹製作所	伊丹市三輪町字父々部85番地 (電) 三田 三 4371~4375
三田工場	三田市三輪町字父々部85番地 (電) 三田 三 4371~4375
相模製作所	東京都世田谷区池尻町3丁目1番15号 (電) 東京 (414) 代表 3111
世田谷工場	東京都世田谷区池尻町3丁目1番15号 (電) 東京 (414) 代表 3111
札幌営業所	札幌市北二条東12丁目98番地 (電) 札幌 (22) 3976
札幌工場	札幌市北二条東12丁目98番地 (電) 札幌 (22) 3976